

ELEKTRONIKA

dla wszystkich

3/2011 MARZEC • CENA 12zł (w tym 5% VAT) • NAKŁAD: 14 990 egz.

www.elportal.pl



Zegar „wskazówkowy”

Miernik dobroci elementów LC na zakres KF

Luksomierz

- ▶ Lampa pierścieniowa makro
- ▶ Termometr RGB
- ▶ Pomiar prądu
- ▶ Regeneracja akumulatorów do wkrętarki
- ▶ Szkolne podstawy elektroniki
 - Materiały magnetyczne
- ▶ Ośła łączka
 - Uniwersalne filtry górnoprzepustowe
- ▶ Elektronika dla informatyków
 - Niedoskonałość rezystorów
- ▶ Szkoła Konstruktorów
 - Zadanie „akumulatorowe”
- ▶ Szkoła Konstruktorów – Układ reklamowy
- ▶ Szkoła Konstruktorów
 - Pułapki pojedynczego zasilania



Farnell

Projektuj z najlepszymi!
520 000 podzespołów
elektronicznych
3500 producentów
SZYBKA dostawa produktów
www.farnell.com/pl

ELFA

automatyka,
elementy i urządzenia
elektroniczne
www.elfaelektronika.pl

artronic LCD-Chip On Glass

Blackline
240x128 FSTN
WHITE BACKLIGHT
EXTENDED TEMPERATURE
DOUBLE FSTN TECHNOLOGY
MODERN CHIP UC1806
LOW POWER CONSUMPTION

POWER LED

T M E
Electronic Components

elektronika • automatyka
elektromechanika

Transfer Multisort Elektronik

www.tme.pl

OBUDOWY
DLA
ELEKTRONIKI

www.maszczyk.pl



MASZCZYK
05-071 Sulejówek-Miłosna
ul. Mickiewicza 10
tel.: (0 22) 783 45 20
fax: (0 22) 783 90 85
maszczyk@maszczyk.pl

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

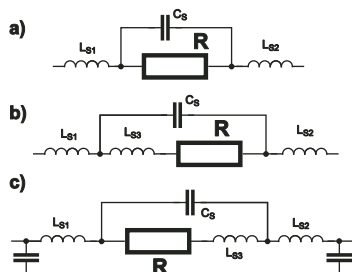
ARTRONIC	1
ATLANTEC	84
ATNEL	72
BETATRONIC	73
BTC KORPORACJA	29, 42
CYFRONIKA	35
DEXON	23
ELFA ELEKTRONIKA	1
ELMAX	71
ELPIN	73
E-SYSTEM	33
FARNELL	1, 2, 3,
FERYSTER	49
GTB-SOLARIS	73
IZOTECH	73
KRADEX	17
LARO	37
LC ELEKTRONIK	42
LIS POL	57
MASZCZYK	1
MERSERWIS	53
MONACOR	71
MS ELEKTRONIK	41
NDN	83
NEKMA	43
PIEKARZ	20, 63
PW KEY	71
RCS ELEKTRONIK	20
SEMICON	11
SIGMA	39
TME	1
TOMSAD	1, 71, 72



str. 21

Miernik dobroci elementów LC na zakres KF

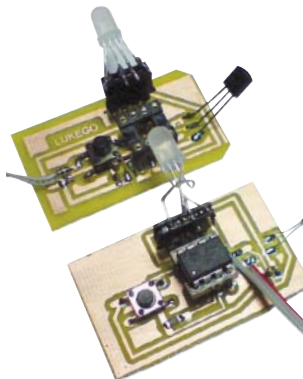
Nieskomplikowany miernik dobroci cewek i kondensatorów, pracujący w zakresie fal krótkich. Bardzo pożyteczna przystawka do analizatora NWT.



str. 56

Luksomierz

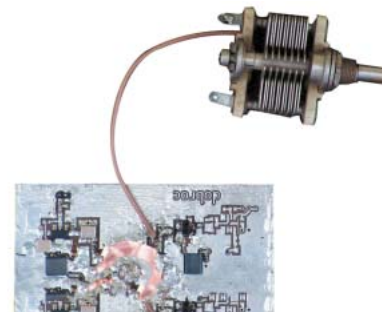
Proste urządzenie pozwalające mierzyć natężenie światła, moc optyczną laserów, a po niewielkiej modyfikacji także strumień świetlny. To wszystko możliwe dzięki zastosowaniu specjalnej fotodiody.



str. 15

Zegar „wskazówkowy”

Niezwykły, podświetlany diodami RGB, zegar z czterema tarczami i czterema wskazówkami. Czas pokazywany jest nietypowo, za pomocą czterech analogowych mierników wskazówkowych.



str. 38

Elektronika dla informatyków – Niedoskonałość rezystorów

Na pozór prosty kondensator kryje w sobie sporo tajemnic. Podobnie jest z rezystorem, uważanym za najprostszego, prymitywnego elementu elektronicznego. Czy znasz te tajemnice?



str. 60

Termometr RGB

Efektowny, prosty i tani termometr RGB. Maksymalny zakres od -200 do 800°! Aby już na zawsze gorące było czerwone, a zimne – niebieskie!

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, redakcja@elportal.pl

Redaktorzy Działów:

Zbigniew Orłowski
zbigniew.orlowski@elportal.pl
Andrzej Janeczek
sp5aht@swiatradio.com.pl
Radosław Koppel
radoslaw.koppel@elportal.pl

Opracowanie graficzne,

skład i okładka:
Ewa Górecka - Dudzik
Piotr Górecki jr

Zdjęcia i obróbka, skanowanie:

Piotr Górecki jr

Sekretarz Redakcji

Ewa Górecka-Dudzik
ewa.dudzik@elportal.pl
tel.: (22) 786 26 58
(w godzinach 10:00 – 15:00)

Dział Reklamy:

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

Listy i paczki prosimy adresować
(projekty i Szkoła Konstruktorów):

AVT-EdW

ul. Leszczyńska 11
03-197 Warszawa
(+dopisek określający zawartość)

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

Uwagi do rubryki Errare:
errare@elportal.pl

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

Prenumerata:

tel.: (22) 257 84 22
fax: (22) 257 84 00
prenumerata@avt.com.pl

Stali współpracownicy:

Arkadiusz Bartold
Aleksander Bernaczek
Jakub Borzdyński
Arkadiusz Hudzikowski
Szymon Janek, Rafał Orodziński
Wiesław Pylewski
Michał Stach
Piotr Świerczek
Wojciech Turemka
Piotr Wójtowicz

Druk:

Elanders Polska Sp. z o.o.
ul. Mazowiecka 2, 09-100 Płońsk

Marzec

3 (183)

Projekty

Projekty AVT

Zegar „wskazówkowy”	15
Miernik dobroci elementów LC na zakres KF	21
STM32 DSP KIT, część 3	25

Elektronika 2000

Luksomierz	56
------------------	----

Forum Czytelników

Lampa pierścieniowa makro	59
Termometr RGB	60

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 181

Zaproponuj układ związany z ochroną lub (roz)ładowaniem dowolnego akumulatora	43
---	----

Rozwiązanie zadania głównego 176

Zaproponuj układ elektroniczny, służący do interesującego pokazu na wystawie albo układ reklamowy	44
---	----

Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 181, 176

Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 181, 176

Artykuły różne

Pomiar prądu	27
Pod lupą. Wzmacniacze, część 25	32
Kuchnia konstruktora, czyli taki zwyczajny zasilacz... część 10	34
Szkolne podstawy elektroniki. Materiały magnetyczne	36
Elektronika dla informatyków	38
Niedoskonałość kondensatorów – Wykład 2	38
Elektronika dla początkujących – wyprawy na Oślę łączkę	40
Oświetlenie akwaryistyczne LED	62
Regeneracja akumulatorów do wkrętarki	64
MEU – Energy harvesters czyli wieczne baterie, część 2	66

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki	6
Pocztą	8
Skrzynka porad	10
Prenumerata	13, 76
Ogłoszenia i reklamy	70
Sklepy dla elektroników	74
Oferta handlowa AVT	77
Miniankieta	67
Księgarnia AVT	81

Konkursy

Jak to działa?	14
Krzyżówka	12
Co to jest?	67



Marzec

Zapewne zaskoczył Was projekt okładowy tego numeru, a mianowicie zupełnie nietypowy zegar wskazówkowy, i to z podświetleniem z diod LED RGB. Zachęcam do realizacji podobnych niecodziennych konstrukcji, a także do prezentowania ich w EdW.

W tym numerze po raz pierwszy pojawiła się zapowiadana nowa rubryka **Koleżeńskie porady**. Znajdziecie tam bardzo interesujący materiał dotyczący specyfiki oświetlenia akwariowego. Materiał ten powinni przeczytać wszyscy Czytelnicy, ponieważ pokazuje on aspekty zagadnienia, które są mało znane, a które bardzo przydadzą się także w innych dziedzinach.

Wcześniej wprowadziliśmy inną nową rubrykę **Warsztatowe patenty**. Za miesiąc prawdopodobnie znajdziecie w niej prezentację warsztatu młodego elektronika. A w tym miesiącu zawiera ona bardzo praktyczne wskazówki, dotyczące uszkodzonych lub zużytych akumulatorów.

Według założeń, w tej rubryce powinniście znajdować właśnie takie zwięzłe informacje, niekoniecznie dokładne recepty, a raczej pomysły, które mają także ośmielić i zachęcić do realizacji ulepszeń we własnej pracowni.

Tak jak pisałem przed miesiącem, w rubrykach **Warsztatowe patenty** oraz **Koleżeńskie porady** publikowane będą Wasze materiały. Dlatego gorąco zachęcam do nadsyłania materiałów do tych nowych rubryk! Honorarium 200zł/str.

Przypominam też, że istnieje możliwość współredagowania dobrze znanej **Skrzynki porad**. Oczywiście nadal powinniście przysyłać pytania do niej, ale teraz udostępniamy też możliwość pisania odpowiedzi, na przykład na pytania Waszych Kolegów lub dawne własne, na które już znacie odpowiedzi. W przypadku odpowiedzi do **Skrzynki porad**, objętość tekstu bez obrazków powinna wynosić około 1250 wyrazów (ok. 9200 znaków) z tolerancją 5%. Gdyby miały być ilustracje – odpowiednio mniej. W razie wątpliwości piszcie: redakcja@elportal.pl.

Jak zwykle, zachęcam też do aktywnego udziału w Szkole Konstruktorów!

serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki

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.



(...) Druga prośba dotyczy artykułu z numeru 9/2010 na temat łączы bezprzewodowych (transceivery RFM12); gdzie można je zdobyć i gdzie szukać wiedzy na ich temat w bardziej przystępnym języku?

Pytania tego typu pochodzą zwykle od starszych wiekiem Czytelników. Są oni przyzwyczajeni do klasycznych sposobów zdobywania informacji i zakupów. Tymczasem obecnie źródłem wszystkich potrzebnych informacji technicznych i handlowych jest Internet. Internetu nie trzeba się bać. W razie potrzeby można poprosić kogoś młodszego, kto gotów będzie poświęcić co najmniej z pół godzinki na pomoc.

Aby zdobyć informacje handlowe, wystarczy wpisać nazwę modułu oraz słowo *cena*, co ograniczy zakres poszukiwań do Polski (ewentualnie Czech i Słowacji, ale to nie problem). Można wpisać w wyszukiwarce np.: **RFM12 cena**, co da kilkadziesiąt tysięcy wyników, w tym linki do sprzedawców. Od razu można zamówić takie moduły i spokojnie czekać na przesyłkę.

Trudniejsza sprawa to zdobycie wiedzy w przystępnym języku. Wszystkie potrzebne informacje o RFM12 i ulepszonym RFM12B są na stronie producenta, oczywiście po angielsku:

http://www.hoperf.com/rf_fsk/rfm12.htm

http://www.hoperf.com/rf_fsk/rfm12b.htm

Po prawej stronie w okienku **RESOURCES & TOOLS** można też znaleźć *programming guide*. Oprócz tych podstawowych informacji, w Internecie można też znaleźć biblioteki do obsługi tego modułu oraz gotowe fragmenty kodu. Ale praktycznie wszystko na stronach anglojęzycznych. Informacji w języku polskim jest niewiele (np. <http://olek.tk/pl/rfm12.php>), ale i tak na pewnym etapie trzeba sięgnąć do anglojęzycznej dokumentacji.

Problem leży nie tylko z języku angielskim. Osoby umiejące programować mikroprocesory, szybko i bez większych problemów wykorzystają te moduły. Gorzej, gdyby chciał je wykorzystać ktoś, kto nie programuje procesorów. Na przykład jeżeli ktoś opracował interesującą część analogową, a ma problemy z rozwiązaniem problemu komunikacji radiowej, może na jakimś forum, np. na elektrodzie, zaproponować współpracę komuś doświadczonemu, dla którego realizacja transmisji będzie drobnostką.

Otóż moduły te przeznaczone są właśnie do współpracy w systemach mikroprocesorowych, dlatego próba „prostszego” ich wykorzystania wcale nie okaże się prostsza, tylko będzie wiązała się z dodatkowymi kłopotami. W tym przypadku naprawdę nie warto uciekać od mikroprocesorów. A bez elementarnej znajomości angielskiego i tak raczej się nie obejdzie. A na marginesie - elektronikowi od biedy wystarczy znajomość naprawdę niewielu słówek angielskich i to praktycznie bez znajomości gramatyki.



Przeprowadzam próby (...) różne ogniwa a różnymi elektrodami i różnym elektrolitem (...) Jak podwyższyć napięcie (...) [na] przynajmniej 5V? (...) jakiego transformatora (...) użyć?

Wielu czytelnikom kwestia podwyższania napięcia natychmiast kojarzy się z transformatorami. I w zasadzie słusznie. Problem jednak w tym, że transformatory z zasady pracują tylko przy przebiegach zmiennych. Podstawą ich działania są właśnie zmiany: zmiany prądu i związane z tym zmiany pola magnetycznego. Bo to właśnie zmiany pola magnetycznego powodują indukowanie się napięcia w uzwojeniu wtórnym. Klasyczny transformator nie będzie działał przy napięciach i pracach stałych.

Młody Autor pytania eksperymentuje z *ogniwami galwanicznymi i innymi źródłami małych napięć poniżej 1V*, co mu jak pisze, *sprawiło dużo satysfakcji*. W dalszym etapie swoich eksperymentów chciał uzyskać „kanoniczne” napięcie 5V do zasilania systemów mikroprocesorowych. Uzyskanie napięcia stabilizowanego 5V jest jak najbardziej możliwe. Trzeba do tego użyć przetwornicy impulsowej. Jej częścią jest transformator lub przynajmniej cewka. Taka przetwornica ze stabilizacją napięcia wyjściowego to dość skomplikowany układ elektroniczny.

Autor pytania może poszukać w katalogach scalonych sterowników przetwornic podwyższających DC/DC (*low voltage step-up converter, boost converter*) i spróbować zakupić taki układ lub poprosić producenta o próbkę. Przy doborze układu scalonego do przetwornicy trzeba zwracać baczna uwagę na zakres napięć wejściowych, ponieważ nie wszystkie mogą pracować z napięciem wejściowym poniżej 1V, które ma do dyspozycji Autor pytania. Warto też przeanalizować kwestie mocy dostępnej ze źródła oraz mocy strat i sprawności przetwornicy.

Warto też przypomnieć, że napięcie progowe klasycznych tranzystorów bipolarnych wynosi około 0,6...0,7V. W Internecie można znaleźć różne propozycje niskowoltowych przetwornic podwyższających, w tym prostych układów na jednym tranzystorze bipolarnym i małym transformatorze toroidalnym. To też może być bardzo interesujące pole do eksperymentów, ale przy napięciu zasilania co najmniej 0,8V. Przetwornice o niższym minimalnym napięciu wejściowym są budowane na tranzystorach MOSFET o małym napięciu progowym rzędu ułamka wolta, praktycznie tylko w postaci układów scalonych.

Trzeba pamiętać, że tylko nieliczne przetwornice scalone mogą pracować przy napięciu wejściowym poniżej 0,5V. Można przyjąć, że dolną granicą jest aktualnie 0,2...0,3V, choć warto wiedzieć, że istnieją przetwornice podwyższające, które mogą pracować już przy napięciu 20...15mV (LTC3108/09).

Autor pytania być może będzie więc musiał połączyć w szereg dwa lub więcej swoich ogniw, by uzyskać wymagane dla danej przetwornicy napięcie wejściowe.

W Internecie można znaleźć sporo materiałów na temat takich niskowoltowych przetwornic, oczywiście przede wszystkim w języku angielskim. Trochę informacji na ten temat pojawi się też w dalszej części cyklu MEU, dotyczącym pozyskiwania małych ilości energii.



Witam! Zwracam się do Państwa z (...) pytaniem, odnośnie znanego praktycznie każdemu doświadczenia z wychyleniem ramki umieszczonej w polu magnetycznym, przez którą płynie prąd elektryczny (prezentacja siły elektrodynamicznej). (...) Chciałbym prosić o takie najprostsze, ale dokładne wyjaśnienie.

My, elektronicy, wykorzystujemy w praktyce skutki wspomnianego zjawiska, choćby w rozmaitych silnikach, przekładnikach, elektromagnesach. Mniej interesują nas dokładne wyjaśnienia teoretyczne. Pytanie dotyczy elementarnych zasad fizyki, pola magnetycznego, działających tam sił, a także energii, więc odpowiedź trzeba szukać w materiałach dotyczących fizyki, na przykład wpisując w wyszukiwarkę takie hasła jak „siła elektrodynamiczna”, „siła Lorentza” i podobne. **Dokładne wyjaśnienie** zagadnienia wcale nie jest proste, doprowadziłoby nas m.in. do teorii względności i tzw. czterowektora siły Lorentza.



Chciałem nagrać dobrej jakości dźwięk z miksera na laptopa podczas szkolnego koncertu (...) zrobiłem kabel z wtyczką (...) Nic nie wyszło (...) brum (...) straszne zniekształcenia (...) z mikrofonu nagrywa dobrze (...) Czy możliwe jest zrobienie dobrych nagrań laptopem?

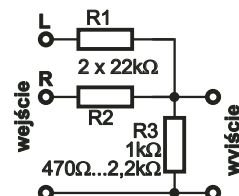
W grę wchodzi kilka problemów. Jeden z nich to obwody wejściowe karty dźwiękowej. W wielu laptopach jest to jedynie wejście dla (monofonicznego) mikrofonu elektretowego, a tylko w niektórych można przełączyć, by gniazdko to było stereofonicznym wejściem liniowym. Generalnie takie stereofoniczne wejście liniowe ma parametry znacznie lepsze od mikrofonowego i akceptuje większe sygnały wejściowe, nawet o amplitudzie ponad 1V. Pozwala to

uzyskać większą dynamikę (odstęp od szumów). Natomiast wejście mikrofonowe laptopa zostanie przestawiane sygnałami większymi od kilkudziesięciu miliwoltów. Ponadto wzmacniacze mikrofonowe w laptopach mają zwykle niezbyt dobre parametry.

Zasadniczo aby wykorzystać monofoniczne wejście mikrofonowe, wystarczy zrobić sumator-tłumik z dwóch rezystorów 22kΩ i jednego 1kΩ według **rysunku A**.

Jednak często występuje też inny problem, i to niezależnie, czy wykorzystane jest wejście mikrofonowe, czy liniowe. Mianowicie po połączeniu laptopa z mikserem lub innym źródłem sygnału, zapisywany na laptopie sygnał zawiera dużo „śmieci” przede wszystkim brum sieci 50Hz. Przyczyną są obwody masy i przepływ tam niepożądanych prądów. Wtedy już połączenie samego przewodu masy powoduje pojawienie się brumu. Brum znika, jeśli laptop pracuje z baterii i zostanie odłączony od zasilacza sieciowego. W takim przypadku należy przede wszystkim sprawdzić, czy laptop jest zasilany z tej samej fazy sieci 230V co mikser. Czasem wystarczy tylko odwrócenie o 180 stopni wtyczki sieciowej. Jednak zasilacze niektórych laptopów mają dużą wtyczkę z uziemieniem i nie jest możliwe odwrócenie. Może wtedy pomóc odłączenie przewodu uziemienia na zasilaniu laptopa (co jednak jest niepożądane z innych powodów).

Skutecznym rozwiązaniem jest oddzielenie galwaniczne za pomocą transformatora audio. Zasadniczo powinien to być miniaturowy transformator audio o przekładni 1:1. W praktyce można wykorzystać posiadane duże transformatory głośnikowe albo też transformator mikrofonowy np. Tonsil Te3-377, dostępne w sklepach i na Allegro. Takie transformatory zmniejszają sygnał, co może być pewnym problemem przy korzystaniu z wejścia liniowego (transformator głośnikowy można dołączyć do wyjścia wzmacniacza mocy i dodać dzielnik rezystorowy na wyjściu transformatora). W każdym przypadku trzeba się upewnić, że nie ma połączenia galwanicznego, między wyjściem a wyjściem transformatora.



R E K L A M A



Prenumerujesz więcej niż jedno z poniższych pism?



To znaczy, że jesteś już **Członkiem Klubu AVT** uprawnionym do comiesięcznego zamawiania bezpłatnych egzemplarzy naszych czasopism, wydanych przed 2 miesiącami. Jeśli prenumerujesz *n* czasopism, możesz zamówić *n-1* darmowych egzemplarzy (np. Prenumerator 2 tytułów może otrzymać za darmo 1 egzemplarz, zaś Prenumerator 6 tytułów ma prawo do 5 darmowych egzemplarzy). Prezentacje aktualnie oferowanych numerów wszystkich czasopism znajdziesz na stronach **AVT.pl/klub**. Tam również możesz złożyć bezpłatne zamówienie.

Jeszcze nie prenumerujesz?

Zaprenumeruj! Zajrzyj na stronę 76 lub skontaktuj się z Działem Prenumeraty:
Telefon 22 257 84 22, e-mail: prenumerata@avt.pl

Jak to działa?

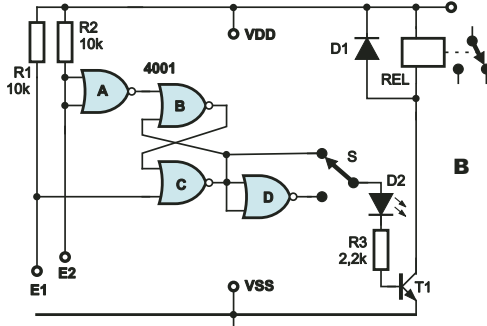
Na rysunku przedstawiony jest układ z dwoma tranzystorami: JFET i NPN.

Jak zwykle zadanie konkursowe polega na rozszyfrowaniu: **Jak działa i do czego służy taki układ?**

Odpowiedzi, oczywiście oznaczone dopiskiem **Jak3**, należy nadsyłać w terminie 45 dni od ukazania się tego numeru EdW. Nagrodami w konkursie będą kity AVT lub książki.

Rozwiązanie zadania z EdW 11/2010

W numerze 11/2010 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, układ z kostką



CMOS4001. Jest to schemat sterownika/regulatora, utrzymującego w zadanych granicach poziomu wody (przewodzącej cieczy) w zbiorniku. Punkty E1, E2 to jakiegokolwiek metalowe elektrody. Przełącznik S pozwala stworzyć dwie wersje urządzenia i uzyskać prawidłowe działanie regulatora poziomu przy użyciu dowolnego elementu wykonawczego: pompy lub elektrozaworu, umieszczonych na wlocie lub wylocie zbiornika.

Analiza działania układu bez przyjęcia właściwych założeń początkowych mogła okazać się trudna. Nieprzypadkowo punkt E1 został narysowany niżej, by choć trochę ułatwić zadanie. Natomiast zaznaczony na rysunku B stan przełącznika S mógł to zadanie trochę utrudnić.

Sercem układu jest przerzutnik RS, zbudowany na bramkach B, C. Można powiedzieć, że stanem spoczynkowym wejść przerzutnika jest stan niski, a stanem aktywnym – wysoki. Pojawienie się, nawet na bardzo krótko, stanu wysokiego na wejściu S (set) spowoduje jego ustawienie, czyli pojawienie się stanu wysokiego na wyjściu Q. Późniejsze pojawienie się, nawet na bardzo krótko, stanu wysokiego na wejściu R (reset), spowoduje wyzerowanie przerzutnika, czyli pojawienie się na wyjściu Q

stanu niskiego. Zasadniczo w takim przerzutniku nie powinny pojawiać się stany aktywne jednocześnie na wejściach Set i Reset. W każdym razie taki przerzutnik jest elementem pamiętającym i zapewnia histerezę, potrzebną w regulatorze poziomu cieczy. Wielkość tej histerezy jest wyznaczona przez wysokość umieszczenia czujników-elektrod E1 i E2.

Przed rozpoczęciem analizy zakładamy, że przełącznik S jest w pozycji przeciwnej do tej z rysunku B, że metalowy zbiornik ma niewielki odpływ i jest podłączony do masy układu, a przełącznik steruje dużą pompą, zwiększającą poziom wody w zbiorniku. Analizę działania regulatora w systemie według **rysunku C** można rozpocząć od sytuacji, gdy zbiornik wody jest całkiem pusty. Działanie i przykładowa sekwencja stanów przedstawione są na **rysunku D**. Na początku punkty E1, E2 „wiszą w powietrzu”. Rezystor R2 podciąga wejścia bramki A do plusa zasilania, czyli stanu wysokiego, a więc na wejściu R przerzutnika panuje stan niski – spoczynkowy. Podobnie rezystor R1 podciąga wejście S przerzutnika do stanu wysokiego, a tym samym wymusza na wyjściu Q stan niski, co daje na wyjściu Q stan wysoki. Bramka D ma na swym wyjściu stan wysoki, co powoduje włączenie tranzystora T1 i przełącznika. Założmy, że zadziałanie przełącznika spowoduje też włączenie pompy lub elektrozaworu na wejściu zbiornika. Włączona pompa lub otwarty elektrozawór spowodują, że zbiornik zacznie się napełniać.

Gdy poziom wody wzrośnie i dojdzie do umieszczonego niżej czujnika E1, przewodząca woda spowoduje zwarcie punktu E1 do masy, czyli podanie stanu niskiego na wejście S. Nie zmieni to jednak stanu wyjść przerzutnika. Przełącznik nadal będzie działał i pompa będzie

pracować. Dopiero gdy poziom wody dojdzie do czujnika E2 i zewrze go do masy, na wejściu R pojawi się stan wysoki, co zresetuje przerzutnik oraz wyłączy przełącznik i pompę. Założyliśmy, że zbiornik ma niewielki odpływ, więc poziom

wody będzie się pomalutku obniżał. Już niewielkie obniżenie poziomu wody spowoduje

pojawienie się w punkcie E2 stanu wysokiego, czyli stanu niskiego na wejściu R. Nie zmieni to jednak stanu przerzutnika – pompa nadal pozostanie wyłączona. Dopiero gdy stan wody opadnie poniżej czujnika E1, na wejściu S pojawi się stan wysoki, co ustawi przerzutnik, włączy przełącznik i pompę, która napełni zbiornik. I tak dalej.

Ustawienie przełącznika S w pozycji jak na rysunku B daje wersję o niejakim odwrotnym działaniu, która może być wykorzystana np. do wypompowywania wody z piwnicy – **rysunek E**. Gdy sącząca się do piwnicy woda podniesie się do poziomu czujnika E2, zostanie włączony tranzystor T1, przełącznik i pompa. Pompa zacznie wypompowywać wodę z piwnicy. Gdy poziom opadnie poniżej czujnika E1 i go rozewrze, stan wysoki pojawi się na wejściu S, co spowoduje wyłączenie pompy. Pompa zostanie włączona po ponownym wzroście poziomu wody i cykl będzie się powtarzał.

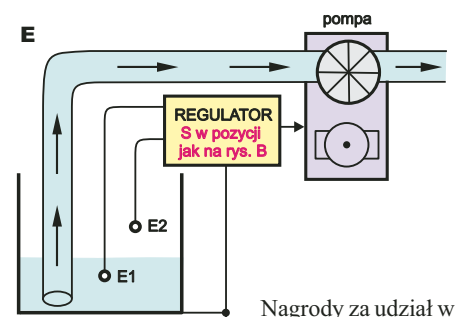
Kilku uczestników zaznaczyło, że wadą układu jest powolne niszczenie elektrod wskutek zjawiska elektrolizy.

Zadanie okazało się niezbyt łatwe, pojawiły się też odpowiedzi nieprawidłowe, że: *jest to rodzaj przełącznika czasowego z wyborem zbroca wyzwalającego lub że jest to układ umożliwiający włączenie/wyłączenie urządzenia z dwóch niezależnych miejsc, np. wł/wył. oświetlenia*

D klatki schodowej.

R	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1
S	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
Q	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0
Q̄	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1

stan niewłaściwy



Nagrody za udział w konkursie otrzymują:

Jarosław Tarnawa – Godziszka,
Damian Jeleń – Łęki Dolne,
Zbigniew Szarycz – Gdynia.

Wszyscy uczestnicy zostają dopisani do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.



Zegar „wskazówkowy”

kit

2973

AVT

Na łamach EdW opisywanych była już może nie niezliczona, ale z pewnością duża liczba rozmaitych zegarów. Jak dotąd żaden z nich nie mógł się poszczycić prawdziwymi wskazówkami :-). Opisany projekt powstał w większości już 3 lata temu, ale z powodu trudności w uzyskaniu pożądanego efektu końcowego, poszedł na bardzo długi czas w odstawkę. Minęło sporo czasu, technika poszła nieco do przodu, podobnie jak doświadczenie i umiejętności autora. Inspiracją do dokończenia projektu, jak to często bywa, była lektura jednego z odcinków Szkoły Konstruktorów, a konkretnie zadania 174 związanego z wykorzystaniem diod LED RGB. Tak więc odkurzony i odświeżony powraca jako zegar z nie jedną, ale aż z czterema tarczami i czterema wskazówkami. Bo jak już zapewne domyślasz się, drogi Czytelniku, z fotografii tytułowej, medium, za pośrednictwem którego przekazywana jest informacja o czasie, są cztery wskazówkowe mierniki elektryczne.

Opis układu

Urządzenie można podzielić na dwa bloki: blok główny (rysunek 1), stworzony w pierwszej fazie rozwoju projektu, oraz blok pomocniczy (rysunek 2), zaprojektowany po wznowieniu prac, który zawiera wszystkie elementy, których zabrakło w bloku głównym, wzbogacony o nowe pomysły.

Sercem bloku głównego jest mikrokontroler AVR typu ATmega162 (U1 – 16KB Flash + 1KB RAM) pracujący z zewnętrznym kwarem 8MHz, w obudowie DIP40.

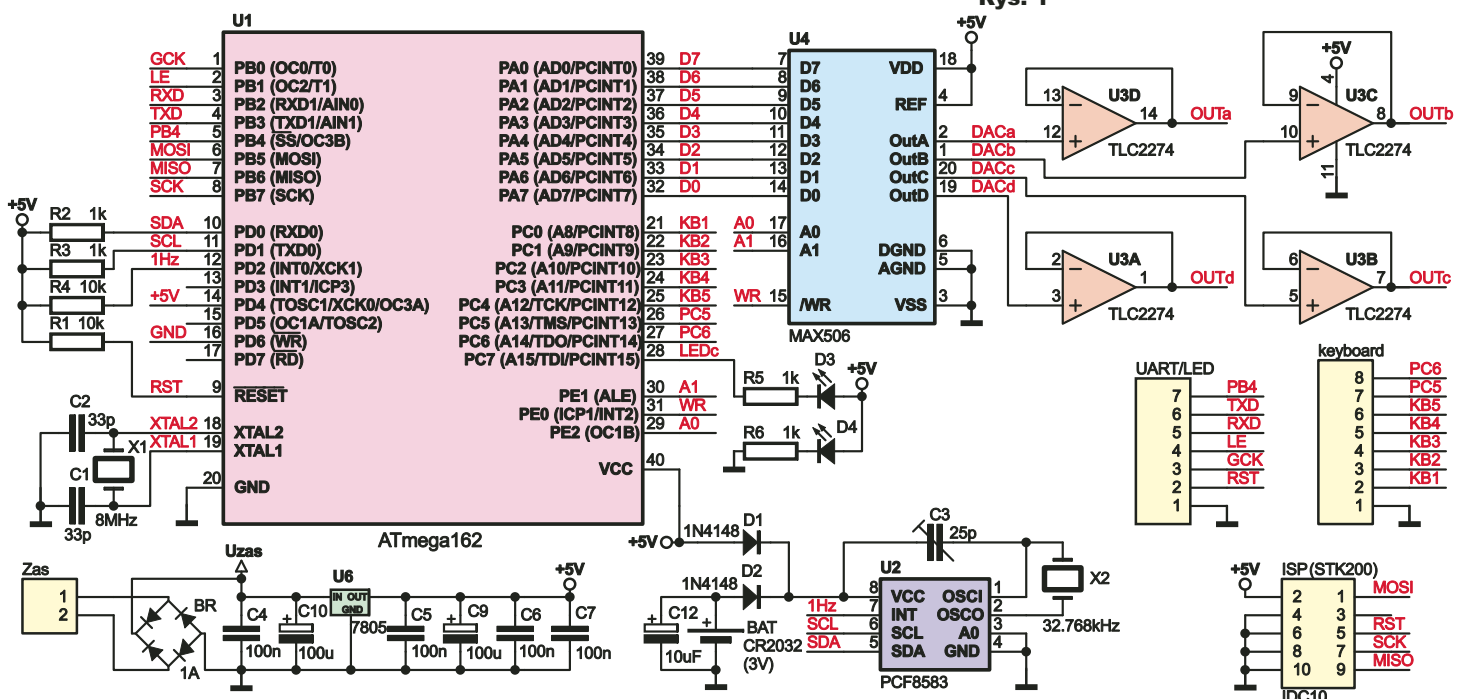
Układ ten ma inny układ wyprowadzeń niż większość AVR-ów. Nie ma to zupełnie znaczenia w urządzeniu, ale tylko przy chęci zmiany mikrokontrolera (w pewnym stopniu kompatybilny będzie jedynie układ ATmega8515).

Jak na porządną zegar przystało, nie mogło zabraknąć układu RTC. W tym przypadku rolę pełni układ U2 typu PCF8583 w klasycznej

aplikacji z podtrzymywaniem baterijnym zrealizowanym na dwóch diodach – D1 i D2. Układ ten łączy się z procesorem za pośrednictwem magistrali I²C, a dodatkowo wysyła sygnał o częstotliwości 1Hz. Ze względu na brak w mikrokontrolerze sprzętowego układu TWI (*two wire interface* – atmelowski odpowiednik I²C), jest on emulowany programowo. Rezystory R2 i R3 są konieczne do poprawnego działania magistrali. Rezystor R4 został dodany ze względu na to, że wyjście INT układu U2 ma budowę typu otwarty dren i wobec tego do generowania poprawnego sygnału wymaga podciągnięcia. Teoretycznie wystarczyłby pull-up wbudowany w strukturę procesora, ale nie zaszkodzi się zabezpieczyć.

Aby zaprezentować czas na miernikach wychyłowych, potrzebny był przetwornik co najmniej 3 kanałowy (sekundy, minuty, godziny). Wybór padł na czterokanałowy 8-

Rys. 1



Miernik dobroci elementów LC na zakres KF

W wielu zastosowaniach dobroć Q jest ważnym parametrem zarówno cewek, jak i kondensatorów. W praktyce mówimy zwykle tylko o dobroci cewek, ponieważ w większości wypadków to cewka jest elementem ograniczającym wypadkową dobroć obwodu rezonansowego LC. Dobroć cewki definiuje się dla danej częstotliwości jako stosunek reaktancji X_L do zastępczej szeregowej rezystancji strat R (suma wszystkich strat, w tym omowych, związanych ze zjawiskiem nasłorkowości, wzbudzaniem prądów wirowych, strat na wypromieniowanie, strat w rdzeniu). Dobroć cewki i kondensatora zależy od częstotliwości. Wbrew potocznym wyobrażeniom, dobroć cewki nie jest największa dla najmniejszych częstotliwości, ponieważ wartość reaktancji rośnie proporcjonalnie do częstotliwości, zaś straty zwykle nie rosną proporcjonalnie. Dla danej cewki istnieje zakres częstotliwości, gdzie dobroć jest największa. Dobroć jest szczególnie ważna w przypadku elementów, które przenoszą duże moce, gdyż straty w nich występujące powodują nagrzewanie, często do wysokiej temperatury. Natomiast w przypadku filtrów pracujących na niskich poziomach mocy, mała dobroć zastosowanych elementów powoduje zwiększone tłumienie w paśmie przenoszenia, jak również

a tylko ich pojemność lub indukcyjność. Fabryczne mierniki dobroci są trudno dostępne, a ich koszt często leży poza możliwościami finansowymi wielu amatorów.

Pomiar dobroci

Istnieje kilka metod pomiaru dobroci. Dobroć elementów w warunkach amatorskich najczęściej wyznacza się pośrednio w obwodzie rezonansowym LC, mierząc 3-decybelowe pasmo obwodu i wyliczając dobroć zgodnie ze wzorem:

$$Q = \frac{F_{\text{rezonansowa}}}{\text{Pasma } 3\text{ dB}}$$

gdzie:

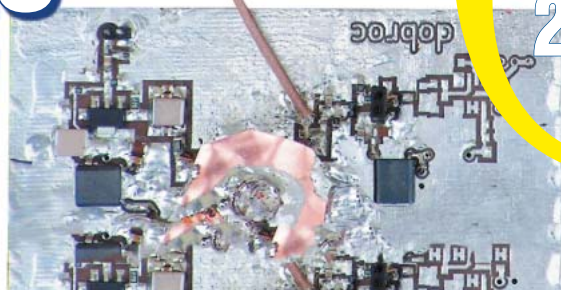
Q – dobroć obwodu,

$F_{\text{rezonansowa}}$ – częstotliwość rezonansowa obwodu.

Graficzną reprezentację pasma 3dB zamieszczono na **rysunku 3**. Metoda pasma 3-decybelowego w przypadku manualnego wyznaczania potrzebnych częstotliwości jest uciążliwa, możliwe jest jednak jej zautomatyzowanie dzięki zastosowaniu miernika z serii NWT, który po uaktywnieniu odpo-

wiednich opcji sam wylicza pasmo 3dB obwodu i jego częstotliwość rezonansową. W fabrycznych miernikach dobroci najczęściej łączy się szeregowy obwód rezonansowy do źródła sygnału o bardzo małej impedancji wewnętrznej, rzędu miliomów. Oporność wyjściowa analizatora z serii NWT wynosi 50Ω i z tego powodu nie może być on użyty bezpośrednio w tej metodzie. Do obniżenia impedancji źródła sygnału można użyć dzielnika rezystorowego, dzielnika pojemnościowego lub transformatora o odpowiednio dużym przełożeniu. Rozwiązanie z zastosowaniem transformatora jest najczęściej stosowane w przyrządach fabrycznych. Schemat opisywanego układu pokazany jest na **rysunku 4**. W opisanym układzie zastosowano niezależnie dwie metody obniżenia impedancji wyjściowej. Pierwsza z nich to zastosowanie wtórnika emiterowego, pracującego w klasie A, druga to użycie transformatora o przekładni 40:1, co obniża impedancję wyjściową wtórnika 40^2 , czyli aż 1600 razy. Do wyjścia trans-

formatora podłączony jest obwód szeregowy $L1, C1$, a sygnał mierzony pobierany jest w punkcie ich połączenia przez dzielnik pojemnościowy (obniżenie wpływu i tak wysokiej rezystancji tranzystora polowego). W celu umożliwienia pomiarów na różnych częstotliwościach, w układzie występuje kondensator $C1$ o zmiennej pojemności – wysokiej jakości trymer. Masa kabla podłączona jest z obudową trymera, a żyła gorąca z cewką, dzielnikiem pojemnościowym ($C14, C15$) i drugą z elektrod trymera. Zastosowany tranzystor SST310 jest odpowiednikiem tranzystora J310 w obudowie SMD. Tranzystor ten pracuje jako wtórnik źródłowy o wysokiej impedancji wejściowej i impedancji



Projekty AVT

kit

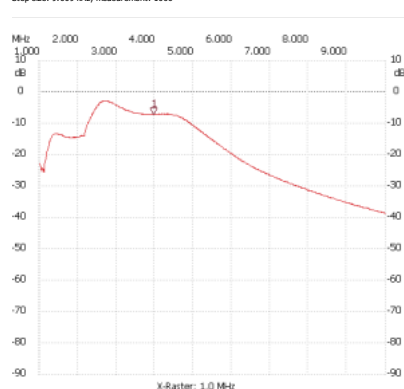
2972

AVT

Rys. 1

NWT 4 Linux & Windows 01 sierpień 2009, 20:46

Start frequency: 1.000000 MHz; final frequency: 9.999991 MHz
Step size: 9.009 kHz; measurement: 1000



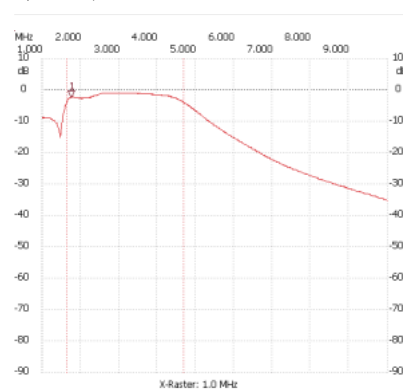
Kursor 1:
3.963961 MHz
Kanal1: -7.13dB

Kanal 1
max: -2.88dB 2.648647MHz
min: -38.59dB 9.972964MHz

Rys. 2

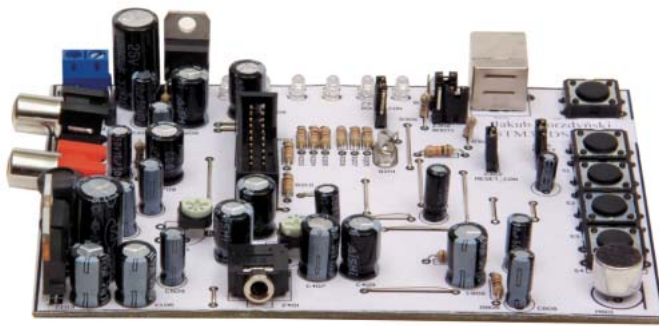
NWT 4 Linux & Windows 01 sierpień 2009, 21:20

Start frequency: 1.000000 MHz; final frequency: 9.999991 MHz
Step size: 9.009 kHz; measurement: 1000



Kursor 1:
1.756756 MHz
Kanal1: -2.30dB

Kanal 1
max: -0.95dB 2.639638MHz
min: -35.31dB 9.981973MHz
B3db: 3.054 MHz
Q: 1.03
f1: 1.630630 MHz
f2: 4.684681 MHz
B3db_inv: none



STM32 DSP KIT

część 3

Obsługa przetwornika ADC

Nadeszła pora, aby zająć się drugim ważnym zagadnieniem, jakim jest próbkowanie dźwięku. W tym celu konieczne będzie uruchomienie przetwornika ADC. Podobnie jak poprzednio, funkcja inicjująca zostanie umieszczona w pliku *stm32dspLib.c*, aby umożliwić trzymanie wszystkich najważniejszych procedur w jednym miejscu. Przetwornik można obsługiwać na wiele sposobów, chciałbym na początku pokazać ten najprostszy, w całości programowy. Rozwiązanie bazujące na przerwaniach byłoby znacznie lepsze, gdyż umożliwia dokładne kontrolowanie częstotliwości próbkowania, ale obsługa przerwań jest bardziej skomplikowana i dlatego nie nadaje się na pierwsze ćwiczenie.

Naszym celem będzie próbkowanie dźwięku i przekazanie go na wyjściowe przetworniki. W ten sposób otrzymamy bardzo prosty system przetwarzania dźwięku z postaci analogowej na cyfrową i z powrotem. Nie jest to może szczególnie spektakularne, ale opracowane w ten sposób oprogramowanie posłuży za moment do implementacji prostych efektów „specjalnych”.

Oczywiście w tym przypadku trzeba dodać do projektu kolejną bibliotekę obsługującą ADC. Będą to konkretnie pliki *stm32f10x_adc.h* oraz *stm32f10x_adc.c*. Należy usunąć komentarz w pliku *stm32f10x_conf.h* oraz dodać stosowny plik c do projektu, np. poprzez przeciągnięcie go do okna properties.

Pierwszym krokiem będzie implementacja funkcji *initADC()* odpowiedzialnej za przygotowanie wybranego kanału ADC do pracy. Wymaga to zadeklarowania dwóch struktur: inicjującej przetwornik (*ADC_InitTypeDef*) oraz porty (*GPIO_InitTypeDef*). Inicjacja portów I/O została już omówiona, więc wspomnę tylko krótko, że należy go ustawić jako port wejściowy bez podciągania. Przed konfiguracją ADC należy dołączyć sygnał zegarowy do tego modułu, gdyż inaczej nic nie zostanie skonfigurowane (*RCC_APB2PeriphClockCmd*). Dodatkowo wymagany jest jeszcze sygnał zegarowy taktujący przetwornik, który odpowiada za czas konwersji. Sygnał ten może mieć maksymalną częstotliwość 14MHz, co pozwoli pobierać milion próbek na sekundę (1Mps). Istnieje jednak problem w przypadku taktowania procesora maksymalną częstotli-

wością, gdyż 72MHz nie dzieli się przez 14MHz i nie można taktować przetwornika maksymalną częstotliwością. Na szczęście w przypadku przetwarzania dźwięku tak duża częstotliwość nie będzie wymagana i nie będzie to stanowiło problemu.

Struktura inicjująca ADC zawiera następujące parametry:

ADC_ContinuousConvMode – określa, czy przetwornik ma pobierać próbki w sposób ciągły, tzn. pobierać nową próbkę od razu po zakończeniu poprzedniej konwersji czy nie; w tym przypadku pożądana jest ciągła konwersja, bo za każdym razem z ADC będzie można pobrać aktualną próbkę bez żadnych dodatkowych czynności,

ADC_DataAlign – określa, czy bity wyniku mają być wyrównane do lewej czy do prawej strony, na nasze potrzeby lepsza będzie opcja wyrównania do prawej, co oznacza, że cztery najstarsze bity wyniku będą bez znaczenia (liczy się 12 najmłodszych bitów),

ADC_ExternalTrigConv – określa sposób wyzwalania kolejnych pomiarów, tutaj opcja ta nie będzie wykorzystana na rzecz wyzwalania automatycznego,

ADC_Mode – wybór trybu niezależnego lub podwójnego, pierwsza opcja oznacza normalną pracę, natomiast drugi tryb umożliwia równoległą konwersję za pomocą dwóch przetworników i zapewnia zwiększenie częstotliwości próbkowania dwukrotnie, w tym przypadku niezależna praca będzie wystarczająca,

```
//konfiguracja przetwornika ADC
void initADC(){
    ADC_InitTypeDef adcInitStructure ;
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;
    //dołączenie sygnału zegarowego
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_GPIOA | RCC_APB2Periph_ADC1, ENABLE);
    RCC_ADCCLKConfig(RCC_PCLK2_Div6);
    //konfiguracja portów
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_1 ;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_IN_FLOATING;
    GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
    //struktura inicjująca
    adcInitStructure.ADC_ContinuousConvMode = ENABLE;
    adcInitStructure.ADC_DataAlign = ADC_DataAlign_Right ;
    adcInitStructure.ADC_ExternalTrigConv = ADC_ExternalTrigConv_None;
    adcInitStructure.ADC_Mode = ADC_Mode_Independent ;
    adcInitStructure.ADC_NbrOfChannel = 1;
    adcInitStructure.ADC_ScanConvMode = DISABLE ;
    ADC_Init(ADC1, &adcInitStructure);
    //ustawienie typu konwersji
    ADC_RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_1, 1, ADC_SampleTime_1Cycles5);
    //włączenie przetwornika
    ADC_Cmd(ADC1, ENABLE);
    //kalibracja przetwornika
    ADC_ResetCalibration(ADC1);
    while(ADC_GetResetCalibrationStatus(ADC1)){;}
    ADC_StartCalibration(ADC1);
    while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC1)){;}
    //rozpocznij pomiary
    ADC_SoftwareStartConvCmd(ADC1, ENABLE);
}
```

Listing 10



FutuShare to blog technologiczny skupiający się głównie na robotyce oraz sztucznej inteligencji. Zbliżamy naszych Czytelników do zrozumienia wielu zagadnień naukowych oraz tworzenia interesujących, nowoczesnych urządzeń bez konieczności posiadania zaawansowanej wiedzy!

www.futushare.pl

Stawiasz na 8 czy 32?

Zestawy uruchomieniowe (nie tylko) dla początkujących

Zestawy startowe dla mikrokontrolerów są coraz łatwiej dostępne, przede wszystkim ze względu na szybko malejące ich ceny przy (jednocześnie) coraz bogatszym ich wyposażeniu. Trend obniżania cen stoi w sprzeczności z wymogiem ich coraz lepszego wyposażenia, co więcej trudno jest nadażyć za szybko zmieniającymi się ofertami producentów podzespołów.

W artykule przedstawiamy interesującą koncepcję wygodnej rozbudowy funkcjonalnej zestawów uruchomieniowych za pomocą uniwersalnych modułów peryferyjnych opracowanych przez KAMAMI.pl, których niebagatelnym atutem są przykładowe programy przygotowane i udostępnione przez producenta.

Startujesz z AVR-owych 8 bitów?

Czytelników, którzy preferują popularne mikrokontrolery z rodziny AVR, mogą zainteresować zestawy z serii ZLxxAVR (gdzie xx to liczba określająca typ zestawu), z których szczególnie dużą popularnością cieszą się: ZL15AVR (fot. 1) oraz bliźniaczy ZL16AVR. Ich budowa i wyposażenie są identyczne, za wyjątkiem zastosowanego mikrokontrolera: w ZL16AVR zastosowano ATmega88 (może być zastąpiony przez kompatybilny mikrokontroler w obudowie DIP28), a w ZL15AVR zastosowano ATmega32 zamontowany w obudowie DIP z 40 wyprowadzeniami.

Lista standardowego wyposażenia tych zestawów jest długa, w jej skład wchodzi m.in.: 4-przyciskowa klawiatura, 4-cyfrowy wyświetlacz LED, 8 diod LED,

5-pozycyjny joystick, złącza dla graficznego i alfanumerycznego LCD, miniatury głośniczek, interfejs RS232, potencjometr, złącze USB (do zasilania zestawu), a także złącze dla modułu konwertera USB->UART. Wszystkie linie I/O mikrokontrolerów zastosowanych w zestawach wyprowadzono na 10-stykowe złącza



Fot. 2
W zestawach prezentowanych w artykule linie GPIO mikrokontrolerów wyprowadzono na złącza szpilkowe

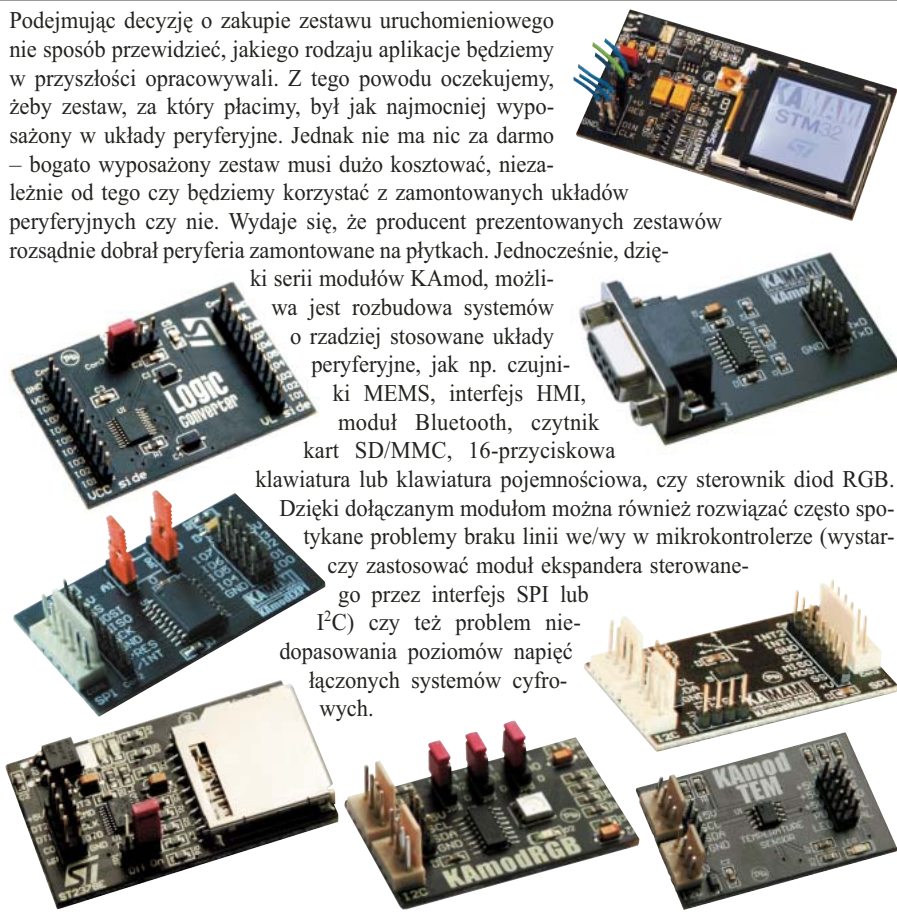
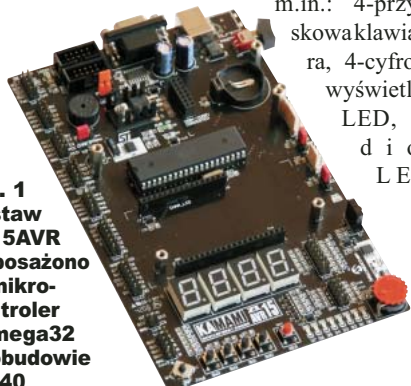
szpilkowe (fot. 2), na które wyprowadzono także linie zasilające i masę. Na osobne złącza wyprowadzono interfejsy SPI i I²C (fot. 3), do których można wygodnie dołączyć moduły rozszerzające z serii Kamod.

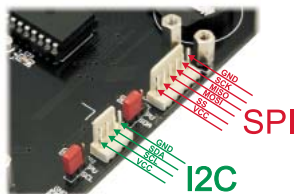
Takie rozwiązanie zapewnia zestawom uniwersalność, gdyż wykorzystywane układy peryferyjne możemy

Podejmując decyzję o zakupie zestawu uruchomieniowego nie sposób przewidzieć, jakiego rodzaju aplikacje będziemy w przyszłości opracowywali. Z tego powodu oczekujemy, żeby zestaw, za który płacimy, był jak najmocniej wyposażony w układy peryferyjne. Jednak nie ma nic za darmo – bogato wyposażony zestaw musi dużo kosztować, niezależnie od tego czy będziemy korzystać z zamontowanych układów peryferyjnych czy nie. Wydaje się, że producent prezentowanych zestawów rozsądnie dobrał peryferia zamontowane na płytach. Jednocześnie, dzie-

ki serii modułów Kamod, możliwa jest rozbudowa systemów o rzadziej stosowane układy peryferyjne, jak np. czujniki MEMS, interfejs HMI, moduł Bluetooth, czytnik kart SD/MMC, 16-przyciskowa klawiatura lub klawiatura pojemnościowa, czy sterownik diod RGB. Dzięki dołączanym modułom można również rozwiązać często spotykane problemy braku linii we/wy w mikrokontrolerze (wystarczy zastosować moduł ekspandera sterowanego przez interfejs SPI lub I²C) czy też problem niedopasowania poziomów napięć łączonych systemów cyfrowych.

Fot. 1
Zestaw ZL15AVR wyposażono w mikrokontroler ATmega32 w obudowie DIP40





Fot. 3 Zestawy prezentowane w artykule wyposażone w specjalne złącza z wyprowadzonymi magistrami I2C i SPI

dołączyć do wybranych przez nas wyprowadzeń mikrokontrolera. Z drugiej jednak strony trzeba te połączenia wykonać, co czasami nie jest wygodne – na szczęście producent oferuje odpowiednie kable połączeniowe i to w kilku kolorach, dzięki czemu wykonanie odpowiednich połączeń staje się łatwe.

Producent wyposażył obydwa zestawy także w nieco bardziej zaawansowane, lokalne peryferia: zegar czasu rzeczywistego z I²C M41T00, cyfrowy termometr z SPI TC77, termometr analogowy MCP9701 i odbornik sygnałów zdalnego sterowania TSOP31236.

Za pomocą tak bogatego zestawu układów peryferyjnych można wszechstronnie sprawdzić funkcjonowanie mikrokontrolera oraz własne umiejętności programistyczne, niezależnie od wybranego języka programowania.

Niebagatelnym atutem prezentowanych zestawów są przygotowane przez producenta przykładowe programy (w Bascomie AVR i C), za pomocą których można sprawdzić działanie układów peryferyjnych zastosowanych na płytce. Programy te można wykorzystać jako szablon ilustrujący sposób obsługi poszczególnych peryferii i – po adaptacji – zastosować we własnych aplikacjach.

Z myślą o konstruktorach korzystających z mikrokontrolerów AVR, firma KAMAMI.pl przygotowała programator ISP z interfejsem USB (KamPROG AVR – fot. 4), który jest obsługiwany przez popularne środowiska programistyczne (AVR Studio i Bascom AVR). Alternatywnym sposobem korzystania z programatora jest wykorzystanie specjalnej aplikacji, którą można uruchamiać zarówno w trybie okienkowym, jak i z linii poleceń, dzięki czemu integracja obsługi programatora jest łatwa w dowolnym IDE oraz narzędziach GCC (*make*). Wartą podkreślenia funkcją oprogramowania sterującego pracą programatora jest możliwość zapisywania w specjalnym pliku ustawień dotyczących konfiguracji

KamPROG AVR + AVR Studio/KamPROG AVR + Bascom



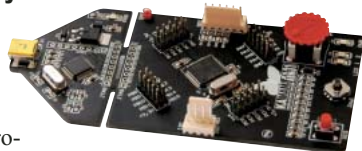
Fot. 4 Programator KamPROG AVR jest zgodny z pakietami AVR Studio i Bascom

Programator KamPROG AVR jest obsługiwany bezpośrednio z najpopularniejszych środowisk programistycznych dla AVR: AVR Studio i Bascoma. Dzięki interfejsowi USB jest łatwy w obsłudze i wygodny w stosowaniu.



Fot. 5 Zestaw ZL32ARM wyposażono w zintegrowany programator mikrokontrolerów LPC1114 (Cortex-M0)

Fot. 6 W zestaw ZL31ARM wbudowano programator-debugger zgodny z ST-Linkiem



Fot. 7 Zestaw ZL30ARM jest koncepcyjnie zgodny z ZL15AVR

mikrokontrolera (nazwy plików z danymi do zapisania w pamięciach Flash i EPROM, ustawienia bitów konfiguracyjnych i zabezpieczających) – dzięki temu modyfikując projekt po pewnym czasie nie musimy „odkrywać” odpowiedniej dla danej aplikacji konfiguracji.

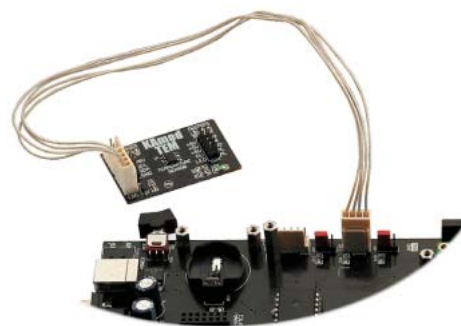
Wolisz 32 bity?

Dużą i ciągle rosnącą popularnością wśród konstruktorów urządzeń elektronicznych cieszą się ostatnio są mikrokontrolery z rodziny LPC1100 wyposażone w rdzeń Cortex-M0, które są cenowo pozycjonowane jako 32-bitowe odpowiedniki 8-bitowców. Z myślą o fanach takich rozwiązań, do oferty KAMAMI.pl trafiły zestawy ZL32ARM (fot. 5), składające się z dwóch części:

- płytki ewaluacyjnej z mikrokontrolerem LPC1114, złączami, potencjometrem, joystickiem i LED-ami,
- programatora z interfejsem USB.

Płytki można rozłamać, dzięki czemu programator może być wykorzystywany do programowania pamięci Flash większości mikrokontrolerów z rodzin LPC1000/2000, w czym pomocne jest złącze szpilkowe ISP z opisanymi stykami.

Podobny zestaw oferuje KAMAMI.pl dla mikrokontrolerów STM32F103 (ZL31ARM – fot. 6, mikrokontroler wyposażony



Fot. 8 Połączenia pomiędzy zestawami opisanymi w artykule i modułami KAMod można łatwo wykonać korzystając z gotowych kabli połączeniowych oferowanych przez KAMAMI.pl

w rdzeń Cortex-M3), przy czym wyposażono go w interfejs JTAG na USB zgodny ze standardem ST-Link (ZL30PRG z oferty KAMAMI.pl). Dzięki niemu użytkownik może nie tylko programować pamięć Flash mikrokontrolera, lecz także debugować jego pracę (m.in. z poziomu pakietów programistycznych: TrueSTUDIO firmy Atollic lub µVision firmy Keil/ARM).

Konstruktorów poszukujący mocniej wyposażonych zestawów ewaluacyjnych i uruchomieniowych może zainteresować oferowany przez KAMAMI.pl zestaw ZL30ARM (fot. 7), którego bogate wyposażenie (mikrokontroler STM32F103CBT6 ze 128 kB pamięci Flash i 20 kB pamięci SRAM, 4-przyciskowa klawiatura, 5-pozycyjny joystick, 8 diod LED czterocyfrowy wyświetlacz siedmiosegmentowy LED, złącza dla wyświetlacza alfanumerycznego i graficznego, zegar RTC M41T00, termometry TC77 i STLM20, wbudowany odbornik podczerwieni TSOP31236, złącze SD/MMC i wiele innych) i duża elastyczność konfiguracji tworzą sporo miejsca na samodzielne eksperymenty.

Wszystkie przedstawione zestawy „cortek-sowe” wyposażono – podobnie jak i wcześniej przedstawione ZL15AVR i ZL16AVR – w złącza szpilkowe z wyprowadzonymi liniami GPIO oraz specjalne złącza SPI i I²C, do których można wygodnie dołączyć moduły KAMod za pomocą specjalnych kabli połączeniowych (fot. 8).

Podsumowanie

Urządzenia i moduły przedstawione w artykule to wąski wycinek oferty sklepu KAMAMI.pl, dobrze ilustrujący trendy rozwojowe nowoczesnych zestawów uruchomieniowych. Dzięki rozwiązaniom modułowym każdy elektronik, w dogodnym dla siebie czasie, może skonfigurować zestaw dostosowany do własnych potrzeb i możliwości.

Tomasz Starak

Urządzenia przedstawione w artykule są dostępne w sklepie internetowym www.KAMAMI.pl, tel. 22-767-36-20, faks: 22-767-36-33

Wzmacniacze

Część 25. Wzmocnienie w funkcji częstotliwości

Żebyśmy nie zgubili głównego wątku, przypomnam: pomalutku, krok po kroku, próbujemy zgłębić trudny i obszerny problem samowzbudzenia wzmacniaczy audio. W poprzednim odcinku dowiedzieliśmy się, że aby wzmacniacz audio miał znikome zniekształcenia nieliniowe, powinien mieć jak największe wzmocnienie własne K , które dzięki pętli sprzężenia zwrotnego zostanie zredukowane do niewielkiej wartości G . Czym większa redukcja wzmocnienia (w praktyce parametr $K\beta$), tym mniejsze zniekształcenia. Rzecz jednak w tym, że pojedynczy tranzystor, a tym bardziej lampa, ma ograniczone „możliwości wzmacniające”. Aby uzyskać jak największą wartość wzmocnienia własnego K , wzmacniacz audio powinien mieć kilka stopni wzmocnienia, bo wtedy wielkie wzmocnienie K , zredukowane przez sprzężenie zwrotne, pozwoli uzyskać znikomo małe zniekształcenia nieliniowe THD. Pod tym względem, czym więcej stopni wzmocnienia, tym lepiej – zdecydowana większość klasycznych wzmacniaczy mocy audio jest trzystopniowa, a zdarzają się czterostopniowe. Z wcześniejszych rozważań o generatorze wiemy, że problem samowzbudzenia pojawia się, gdy sprzężenie z ujemnego staje się dodatnie wskutek przesuwania fazy w kilku stopniach.

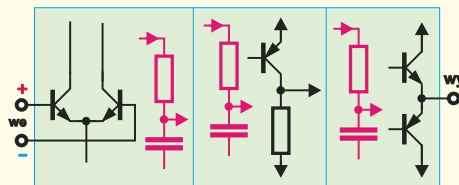
Podstawową przyczynę już znamy, ale szukamy odpowiedzi na pytanie, dlaczego jeden wzmacniacz wzbudza się, a w drugim, bardzo podobnym, żadnych problemów z samowzbudzeniem nie ma?

W tym wypadku intuicja niewiele pomoże, bo zagadnienie jest skomplikowane. Aby poczuć temat i zrozumieć sens wykresów, zamieszczanych w podręcznikach i katalogach, a także by podjąć prawidłowe środki zaradcze, potrzebna jest spora garść wiedzy teoretycznej. Zaczniemy od matematyki.

Kłopot ze wzmocnieniem własnym K

W poprzednim odcinku wzmocnienie wzmacniacza, czyli parametry K i G , przedstawialiśmy na rysunkach w postaci punktów, reprezentujących liczbową wartość wzmocnienia. Było to ogromne uproszczenie. Owszem, tak można przedstawić wzmocnienia dla prądu stałego i niedużych częstotliwości. Jednak ze wzrostem częstotliwości zagadnienie się komplikuje.

Otóż jak już wiemy, w poszczególnych stopniach wzmacniających występuje opóźnienie oraz dają o sobie znać pewne pasywności

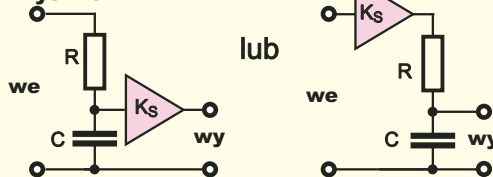


Rys. 190 pojemności. Zgodnie z wcześniejszym rysunkiem 179 możemy przyjąć, że z każdym stopniem wzmocnienia związany jest też przesuwający fazę obwód RC. Na pewno wypadkowe wzmocnienie K kilkustopniowego wzmacniacza, zbudowanego według **rysunku 190**, zmienia się w funkcji częstotliwości. Spróbujmy to opisać matematycznie.

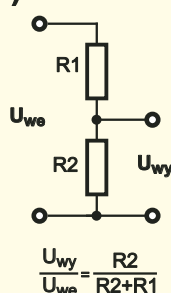
Tu może zapytasz: *ale po co?*

Otóż przede wszystkim interesuje nas problem samowzbudzenia. Dobrze byłoby, gdybyśmy mieli jakieś wzory, które pozwoliłyby obliczać wartości kluczowych elementów wzmacniacza, by uchronić się i walczyć z samowzbudzeniem. Do tego właśnie przydałyby się matematyczny opis i obliczenia. Bo na przykład jeżeli chcemy dobrać wartość rezystorów, współpracujących z diodą LED czy tranzystorem, wykorzystujemy wzory, podstawiamy dane i obliczamy. Podobnie jest z obwodami rezonansowymi LC – podstawiamy do wzorów i liczymy. Chcielibyśmy mieć podobne wzory i sposoby obliczeń także dla wzmacniaczy audio. Jednak w przypadku wzmacniaczy zagadnienie jest nieporównanie trudniejsze i prostych wzorów nie ma i być nie może. Trzeba wiedzieć, dlaczego.

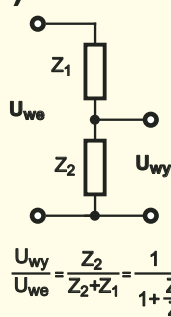
Rys. 191



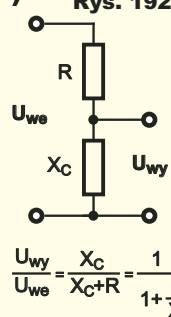
a)



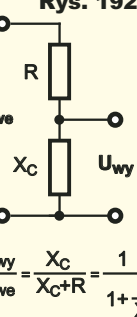
b)



c)



Rys. 192



Jak prawdopodobnie wiesz, w elektronice często w obliczenia zamiast częstotliwości wykorzystujemy tak zwaną pulsację, oznaczaną małą literką omega:

$$\omega = 2\pi f$$

Wiesz też, że iloczyn $R \cdot C$ nazywamy stałą czasową i często oznaczamy literką T :

$$T = RC$$

I właśnie teraz zwróć uwagę na fakt, że wzmocnienia nawet pojedynczego stopnia nie da się wyrazić jedną liczbą. Owszem, można je opisać matematycznie, ale nie pojedynczą liczbą, tylko równaniem, gdzie zmienną jest częstotliwość, bo wzmocnienie zależy od częstotliwości. Rzeczywisty stopień wzmocnienia możemy potraktować jako złożenie idealnego wzmacniacza o niezależnym od częstotliwości wzmocnieniu K_s oraz dzielnika zawierającego rezystancję i pojemność, jak ilustruje to **rysunek 191**. Jak wiadomo, stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego dzielnika rezystorowego z **rysunku 192a**:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

jest niezależny od częstotliwości.

Nie przestrasz się teraz: w przypadku ogólnym mamy dzielnik zawierający impedancje (**rysunek 192b**):

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1}$$

Możemy licznik i mianownik podzielić przez Z_2 i wtedy otrzymamy postać:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}$$

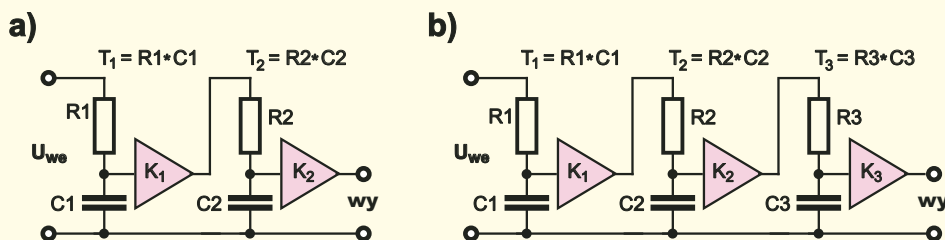
W naszym przypadku z **rysunku 191** impedancja Z_1 to rezystancja R , a Z_2 to reaktancja pojemnościowa kondensatora X_C , co jest pokazane na **rysunku 192c**. Podstawiamy:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{1}{1 + \frac{R}{X_C}}$$

ponieważ $X_C = 1 / j2\pi fC$

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{1}{1 + R \cdot j2\pi fC} = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$$

Widać, że wzmocnienie zależy od częstotliwości, a obecność literki j wskazuje, że wystąpi przesunięcie fazy, też zależne od częstotliwości.



Rys. 193 Teraz już wiemy, dlaczego w podręcznikach zamiast zależności:

$$K = \frac{K_S}{1 + j2\pi fRC}$$

częściej znajdujemy wzór – przepis na obliczenie wzmocnienia pojedynczego stopnia z jednym obwodem RC według rysunku 191 w postaci:

$$K = \frac{K_S}{1 + j\omega T}$$

gdzie K_S to wartość wzmocnienia przy prądzie stałym i najmniejszych częstotliwościach, ω to właśnie pulsacja, a T to stała czasowa RC.

Uwzględniając, że częstotliwość graniczna (charakterystyczna) obwodu RC jest równa: $f_0 = 1/2\pi RC$, możemy też zależność tę zapisać w jeszcze innej postaci:

$$K = \frac{K_S}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

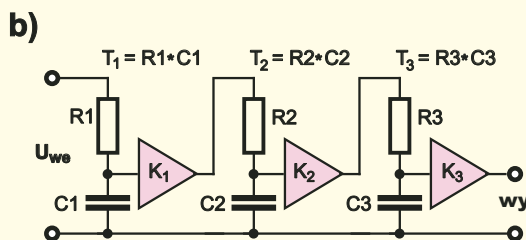
Analogicznie można stwierdzić, że odwrotność $T = RC$ to pulsacja graniczna (charakterystyczna):

$$\omega_0 = 1/T = 1/RC$$

i zapisać:

$$K = \frac{K_S}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

Wykorzystując dowolny z podanych wzorów na wartość K zależną od częstotliwości (pulsacji), możemy obliczyć liczbową wartość wzmocnienia $|K|$ i kąt ϕ przy dowolnej częstotliwości f (ω). Ale powyższe wzory tylko na pozór są bardzo proste – otóż obecność skromnej literki j , czyli jednostki urojonej, pozwala uwzględnić przesunięcie fazy, ale mocno komplikuje obliczenia. Właśnie z uwagi na tę literkę j , a ściślej reprezentowane przez nią przesunięcie,



liczbową wartość, czyli moduł wzmocnienia, oznaczany właśnie $|K|$, dla danej częstotliwości f obliczać z zależności:

$$|K| = \frac{K_S}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2}}$$

a kąt przesunięcia przebiegu wyjściowego względem wejściowego:

$$\phi = -\arctan(2\pi fRC)$$

Podkreślam, że cały czas mówimy tu o przepisie na wzmocnienie K pojedynczego stopnia z rysunku 191 w funkcji częstotliwości f , na razie bez żadnej pętli sprzężenia zwrotnego. Znając wartości K_S , R , C , możemy obliczyć konkretną wartość wzmocnienia i kąt przesunięcia takiego pojedynczego stopnia dla dowolnej częstotliwości f .

Ale my idziemy dalej: wzmocnienie dwóch takich stopni (rysunek 193a) wyraża się wzorem:

$$K = \frac{K_1}{1 + j\omega T_1} \frac{K_2}{1 + j\omega T_2}$$

gdzie K_1 , K_2 to wzmocnienie stałoprądowe, T_1 , T_2 to stałe czasowe RC obu stopni wzmocnienia. Jednak taka postać wzoru jest mało użyteczna do obliczeń i należałoby wzór przekształcić. Mnożymy ułamki:

$$K = \frac{K_1 K_2}{1 + j\omega(T_1 + T_2) - \omega^2 T_1 T_2}$$

porządkujemy:

$$K = \frac{K_1 K_2}{(1 - \omega^2 T_1 T_2) + j\omega(T_1 + T_2)}$$

To nadal jest „ciężkostrawna” forma wzoru. Aby uzyskać bardziej użyteczną postać, należałoby przeprowadzić dalsze przekształcenia, by w końcu obliczyć moduł $|K|$ i argument ϕ tak uzyskanego wyrażenia. Uzyskalibyśmy wzory na moduł wzmocnienia:

$$|K| = \frac{K_1 K_2}{\sqrt{(1 - \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 (T_1 + T_2)^2}}$$

i na kąt przesunięcia:

$$\phi = -\arctan \frac{\omega(T_1 + T_2)}{1 - \omega^2 T_1 T_2}$$

Jeszcze bardziej skomplikowane byłyby obliczenia wzmacniacza trzystopniowego (rysunek 193b), którego wzmocnienie opisane jest wzorem:

$$K = \frac{K_1}{1 + j\omega T_1} \frac{K_2}{1 + j\omega T_2} \frac{K_3}{1 + j\omega T_3}$$

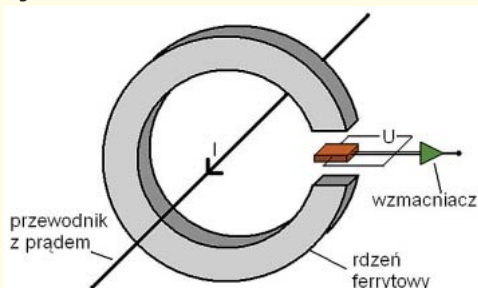
Moglibyśmy wyprowadzić analogiczne wzory na moduł wzmocnienia i kąt przesunięcia. Oczywiście byłyby jeszcze bardziej złożone niż poprzednie. Nie będziemy tego robić. Chcę tylko podkreślić, iż problem wzmocnienia własnego K rzeczywistego wzmacniacza jest mocno skomplikowany matematycznie. Bowiem oprócz zmian liczbowej wartości wzmocnienia K , obecność członu(-ów) RC powoduje też zmiany fazy przebiegu zmiennego. Oznacza to, że wzmocnienie K dla danej częstotliwości nie może być precyzyjnie wyrażone za pomocą jednej zwykłej liczby. Owszem, wzmocnienie można scharakteryzować za pomocą liczby, ale liczby zespolonej, która jak wiadomo, pozwala przedstawić zarówno liczbową wartość wzmocnienia – moduł $|K|$, jak i argument, czyli kąt przesunięcia fazy – ϕ , który w elementarnych rozważaniach pomijamy. Po drugie, taka pojedyncza liczba zespolona pozwoli precyzyjnie scharakteryzować wzmocnienie tylko dla jednej konkretnej częstotliwości. A wiemy, że przy różnych częstotliwościach (pulsacjach) różna jest nie tylko wartość wzmocnienia, ale też kąt przesunięcia. Do pełnego wyrażenia wartości K , czyli wzmocnienia własnego wzmacniacza, potrzebna jest więc nie pojedyncza liczba, tylko funkcja (przepis na wzmocnienie), w której występowałyby liczby zespolone. A to niewątpliwie jeszcze bardziej utrudnia analizę i obliczenia. I właśnie przed takimi problemami stanęli konstruktorzy wzmacniaczy już w latach 20. i 30. XX wieku. Z czasem dogłębnie zbadali ten trudny temat i pokazali go z innej, łatwiejszej strony. My zajmujemy się tym już w następnym odcinku.

Piotr Górecki

Ciąg dalszy ze str. 28

Czujniki Halla przeznaczone do pomiaru prądu najczęściej zawierają obwody zapewniające polaryzację elementu aktywnego oraz

Rys. 10



wzmocniacze niewielkiego sygnału wyjściowego. Przy pomiarach małych prądów czujniki Halla powinny być umieszczone w obwodzie magnetycznym wykonanym z przeciętego rdzenia ferrytowego – rysunek 10. Taka konfiguracja zapewni odpowiednie natężenie pola magnetycznego. Jednak samodzielne wykonanie podobnego układu jest trudne i często nieopłacalne. W tym miejscu należy wspomnieć, że na rynku dostępne są gotowe, pomiarowe układy scalone firmy Allegro (seria ACS7xx). Występują one w szerokim zakresie mierzonych prądów (od 5 do 200A). Układy te zawierają czujnik Halla umieszczony w bezpośredniej bliskości niskorezystancyjnej ścieżki miedzianej, co zapewnia minimalne straty w obwodzie

prądu głównego oraz dużą dokładność pomiaru. W układ wbudowane są także wzmacniacze umożliwiające uzyskanie napięcia wyjściowego w zakresie od 10 do 185mV/A (w zależności od wersji). Czujniki te mogą pracować z prądami stałymi i zmiennymi o częstotliwości do kilkudziesięciu kiloherców. Czasy propagacji sygnału wynoszą około 1μs, a czasy narastania 3–5μs. Ważny jest również fakt, że czujniki te zapewniają izolację galwaniczną obwodu głównego od obwodu pomiarowego.

Jerzy Gołaszewski

jego@plusnet.pl

Michał Gołaszewski

mi.go@plusnet.pl

Elektronika (nie tylko) dla informatyków

Elementy i układy elektroniczne wokół mikroprocesora

Niedoskonałość rezystorów – Wykład 2

Rzeczywisty rezystor

Jak pokazuje **rysunek 19**, idealny rezystor ma tylko jeden parametr, rezystancję R . W praktyce ważne są dwa dalsze parametry: Oprócz rezystancji podawana jest też **tolerancja rezystancji w procentach**. Już wcześniej dowiedziałeś się też, że przepływowi prądu przez rezystancję towarzyszy wydzielanie się ciepła – energia elektryczna zamienia się wtedy w energię cieplną ($P = I^2 R = U^2/R$). W rzeczywistym rezystorze nie można wydzielić dowolnie dużej ilości ciepła, bo spowoduje to niedopuszczalnie duży wzrost temperatury i dosłownie spalenie rezystora, co jest oczywiste. Mamy tu drugi kluczowy parametr rezystorów: **moc (obciążalność) maksymalną** rzeczywistego rezystora, z czym związana jest jego maksymalna temperatura. Oprócz tych podstawowych parametrów, są też inne: dla rezystorów o bardzo dużej rezystancji możemy mówić o **maksymalnym napięciu dopuszczalnym**. W takich wysokoomowych rezystorach nawet przy wysokim napięciu prąd i moc strat są niewielkie. Istnieje jednak ryzyko, że w rezystorze o niewielkich rozmiarach pod wpływem wysokiego napięcia panującego na jego końcówkach nastąpi przeskok iskry. Dlatego ku wielkiemu zdziwieniu początkujących, w katalogach podaje się maksymalne napięcie dla danego typu rezystorów, tak zwane **napięcie kategorii**. Zwykle wynosi 50...500V. Napięcie to dotyczy tylko rezystorów o bardzo dużej rezystancji. W przypadku mniejszej rezystancji napięcie maksymalne wyznaczone jest przez dopuszczalną moc strat:

$$U_{\max} = \sqrt{P \cdot R}$$

Mało znany początkującym jest też fakt, że zmiana temperatury, zarówno temperatury otoczenia, jak i podgrzewanie rezystora wydzielanym ciepłem, powodują niewielkie zmiany rezystancji. **Każdy rezystor jest więc też termistorem** – rezystorem zależnym od temperatury. Ale w sumie rezystory to bardzo słabe termistory. W starych tanich rezystorach kiepskiej jakości duża zmiana temperatury rezystora, rzędu 100 stopni, może spowodować

zmianę rezystancji nawet o kilka procent. Takie rezystory nie nadają się do precyzyjnych układów pomiarowych. W lepszych rezystorach zmiany cieplne wyniosą wtedy co najwyżej kilka dziesiątych części procent. A produkowane są też wysokostabilne rezystory, gdzie temperaturowa zmiana rezystancji jest rzędu 0,0001% na stopień Celsjusza. Dla lepszych rezystorów w katalogach podaje się wartość współczynnika cieplnego, zwykle w ppm/K (ppm/°C). Dobre rezystory metalizowane o tolerancji 1% mają zwykle współczynnik TC równy 50 lub 100ppm/K.

Kolejne niepożądane zjawisko to zależność rezystancji od napięcia. Można w zasadzie powiedzieć, że **każdy rezystor jest też warystorem**, czyli rezystorem zależnym od napięcia. Okazuje się, że w starych, tanich rezystorach rezystancja może zmienić się nawet o kilka procent, gdy do rezystora zostanie dołączone napięcie o dużej wartości. Jak by na to patrzeć, rezystor jest więc elementem nieliniowym. Wprawdzie w nowych, lepszych rezystorach zależność rezystancji od napięcia jest znikomo mała i można ją bez obaw pominąć, ale warto wiedzieć także i o takim zjawisku.

A oto kolejna sprawa: po wlutowaniu rezystora w układ, jego końcówki zostają za pomocą cyny dołączone do ścieżek płytki i do innych części. Każdy styk dwóch różnych materiałów jest tak zwaną **termoparą**. Mówiąc najprościej, taka termopara przy występowaniu **różnicy temperatur** może wytwarzać niewielkie napięcie stałe, rzędu mikrowoltów. Rezystory, a także wszystkie inne elementy, mogą w ten sposób stać się baterijkami o znikomym napięciu rzędu mikrowoltów.

Opisane zjawiska są niewielkie i w ogromnej większości zastosowań nie mają żadnego znaczenia praktycznego. Ale w nielicznych, najbardziej precyzyjnych zastosowaniach mogą okazać się

bardzo ważne, bo to one wyznaczają dokładność, powtarzalność i stabilność parametrów.

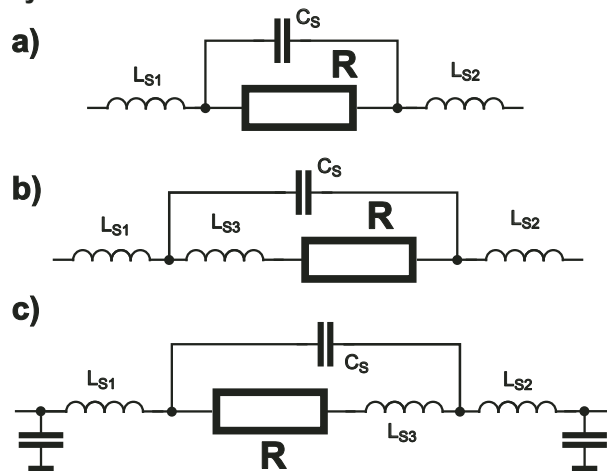
Dużo częściej trzeba uwzględnić w praktyce inne niekorzystne cechy rzeczywistych rezystorów. Na przykład klasyczne rezystory często są realizowane jako rezystory metalizowane, w których cieniutka warstewka metalu (stopu o znacznej rezystancji) nałożona jest na ceramiczny wałeczek. Dla uzyskania większej rezystancji często warstewka metalu jest nacinana i tworzy kształt spirali (helisy), a więc cewki. Już choćby dlatego wszystkie rezystory mają mniejszą lub większą indukcyjność. Ponadto między końcówkami, czyli dobrze przewodzącymi wyprowadzeniami, występuje pewna niewielka pojemność. Możemy więc narysować schemat zastępczy rezystora jak na **rysunku 20**. Na rysunku 20a uwzględniliśmy tylko indukcyjności doprowadzeń, a na rysunku 20b także indukcyjność samej warstwy oporowej. Natomiast model z rysunku 20c uwzględnia też pojemności między wyprowadzeniami rezystora a masą. Już pierwszy rzut oka wskazuje, że każdy rezystor jest też... obwodem rezonansowym! I tak jest naprawdę!

Oznacza to zmiany oporności, ściślej impedancji rezystorów, w funkcji częstotliwości. Szkodliwe pojemności są rzędu 1pF lub mniej, a indukcyjności są poniżej 1nH, więc przy małych częstotliwościach nie ma żadne-

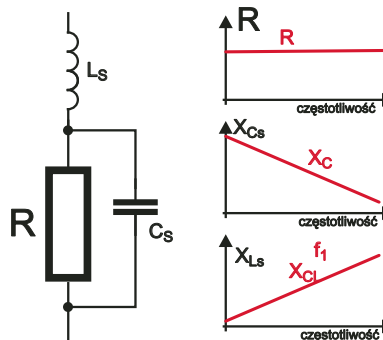


Rys. 19

Rys. 20



go problemu, bo (równoległa) reaktancja pojemnościowa X_C jest bardzo duża, a indukcyjna X_L (szeregowa) – mała. Przy prądzie stałym i przy małych częstotliwościach rezystor w pełni zasługuje na swoją nazwę i szkodliwe czynniki można bez wahania pominąć. Przy wzroście częstotliwości reaktancja pojemnościowa maleje, a indukcyjna rośnie, jak pokazuje **rysunek 21**. Dla pewnych częstotliwości wartości tych reaktancji staną się porównywalne z rezystancją. Ogólnie biorąc, czym większa rezystancja nominalna rezystora, tym większy jest problem szkodliwej reaktancji pojemnościowej X_C . Natomiast w rezystorach o małej rezystancji większy jest wpływ indukcyjności. W sumie wszystko zależy od tego, jakie będą wartości pasywnościowej indukcyjności i pojemności. Przebiegi (modułu) impedancji rezystora o schemacie zastępczym z rysunku 20b mogą wyglądać jak na **rysunku 22**, zależnie od stosunku wartości C_s i indukcyjności L_s . Dla przypadku z rysunku 22a, przy częstotliwościach poniżej f_1 rezystor rzeczywiście będzie się zachowywał jak rezystor. Przy częstotliwościach w zakresie f_1 do f_2 reaktancja indukcyjna będzie rosła i element będzie zachowywał się jak... kiepska cewka – prąd będzie się opóźniał względem napięcia. W zakresie częstotliwości powyżej f_2 ten akurat element będzie się zachowywał jak kiepski kondensator – napięcie będzie się opóźniać względem prądu, ale nie o ćwierć okresu, tylko mniej z uwagi na obecność rezystancji. Wypadkowa oporność (moduł impedancji) może zmniejszyć się znacznie poniżej wartości rezystancji R .



Rys. 21

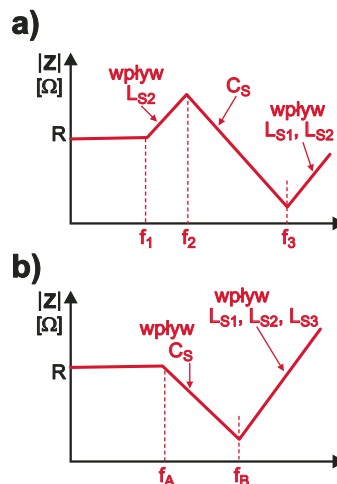
Powyżej częstotliwości f_3 da o sobie znać indukcyjność doprowadzeń i moduł impedancji znów zacznie rosnąć. Oczywiście taki rezystor nie powinien być wykorzystywany w obwodach, gdzie występują przebiegi o częstotliwościach powyżej f_1 . Trzeba zastosować rezystor o innej konstrukcji, gdzie indukcyjność i pojemność będą mniejsze.

Podane właśnie informacje mogą wręcz przerazić, ale w praktyce nie jest tak źle – omówione problemy dotyczą wysokich częstotliwości i głównie rezystorów o dużej rezystancji. Przybliżone wyobrażenie o rzeczywistej skali problemu daje pochodząca z materiałów firmy Venkel **tabela 1**, która zawiera informacje o oporności małych rezystorów SMD o wielkości 0805 ($2 \times 1,25 \times 0,45\text{mm}$). Warto zwrócić uwagę, że dla rezystora $10\text{k}\Omega$ rezystancja jest prawidłowa co najmniej do częstotliwości 100MHz . Gorzej przy wyż-

Rezystancja	Rezystory wielkości 0805			
Nominalna ($\pm 5\%$)	10 Ω	1 k Ω	10 k Ω	12 M Ω
Przy prądzie stałym (DC)	9.937 Ω	1.0097 k Ω	9.9031 k Ω	11.913 M Ω
Przy częstotliwości: 1 MHz	9.948 Ω	1.0097 k Ω	9.9267 k Ω	1.0248 M Ω
5 MHz	9.9553 Ω	1.0094 k Ω	9.9015 k Ω	422.26 k Ω
10 MHz	9.9527 Ω	1.0095 k Ω	9.8798 k Ω	224.12 k Ω
50 MHz	9.9599 Ω	1.0084 k Ω	9.5292 k Ω	51.604 k Ω
100 MHz	9.9645 Ω	1.0067 k Ω	8.6945 k Ω	26.622 k Ω
500 MHz	10.043 Ω	961.71 Ω	3.8769 k Ω	5.4372 k Ω
1 GHz	10.406 Ω	870.03 Ω	2.246 k Ω	2.7178 k Ω

Tabela 1

Rys. 22



szych nominalach: rezystor $12\text{M}\Omega$ już przy częstotliwości 1MHz ma oporność tylko $1\text{M}\Omega$, a przy częstotliwościach setek megaherców jego oporność zmniejsza się ponad tysiącrotnie, do wartości rzędu kilku kiloomów! W przypadku rezystorów o większych rozmiarach problem jest większy.

Jak z tego widać, zwyczajny rezystor

też kryje w sobie wiele rozmaitych tajemnic, z których najważniejsze właśnie omówiliśmy. Dobry konstruktor powinien je znać, a wtedy nie popełni poważnych błędów.

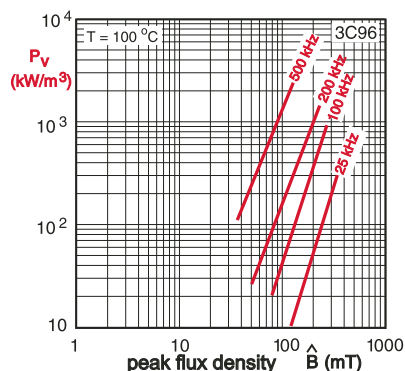
W następnych odcinkach omówimy - praktyczne aspekty niedoskonałości rezystorów i kondensatorów.

Piotr Górecki

Ciąg dalszy ze str. 37

A przy zwiększaniu częstotliwości w materiale rdzenia zachodzą różne niekorzystne zjawiska i trudno je w prosty sposób opisać. Informacje o stratach podawane są na przykład w postaci wykresów pokazanych na **rysunku 31**. Inne materiały ferromagnetyczne są przewidziane do innych zastosowań. W katalogach znajdziemy na przykład przebieg

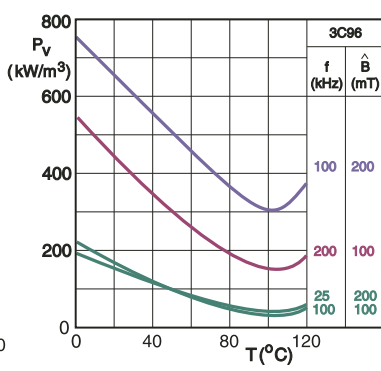
Rys. 31



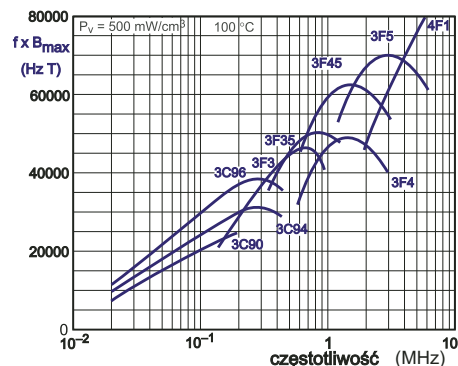
tak zwanego współczynnika jakości (performance factor) w funkcji częstotliwości dla różnych materiałów – **rysunek 32**.

Przedstawione informacje i rysunki mogą przestraszyć i przytłoczyć nie tylko początkujących. I rzeczywiście wielu straszą. Nieprzypadkowo zdecydowana większość elektroników nie lubi cewek. Tak było i jest.

Trzeba jednak wiedzieć, że w praktyce nigdy nie są potrzebne wszystkie dane doty-



czące przenikalności. Jeśli już, to w danym zastosowaniu wykorzystujemy informacje o jednym rodzaju przenikalności. Nie trzeba się tego bać, bo zwykle w



Rys. 32

konkretnym zastosowaniu wykorzystujemy jakieś stosunkowo proste przepisy i procedury projektowe, które wcale nie są tak straszne, jak się wydaje.

Po drugie, często w praktyce w ogóle nie wykorzystujemy w obliczeniach katalogowych wartości przenikalności. Nieco więcej dowiesz się o tym w następnym odcinku.

Piotr Górecki

Elektronika dla początkujących, czyli wyprawy na ośłą łączkę

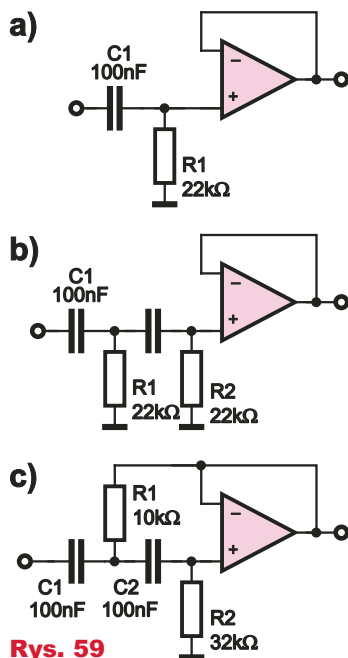
Ćwiczenie 4 (ciąg dalszy). Uniwersalne filtry górnoprzepustowe

Klasyczne filtry. W wielu przypadkach chcemy oddzielić przebiegi o różnych częstotliwościach. Istnieje wiele rodzajów filtrów, różniących się rozmaitymi właściwościami. Temat jest bardzo, bardzo obszerny i w ramach Oślej Łączki możemy dotknąć co najwyżej tylko drobnej części zagadnienia. Czwarta wyprawa Oślej Łączki dotyczy układów audio, a w wielu zastosowaniach audio wystarczą proste filtry, tak zwane filtry drugiego rzędu. Zrealizujemy kilka takich nieskomplikowanych filtrów, a informacje podane w Technikaliach pozwolą Ci w zaskakująco prosty sposób zaprojektować podobne filtry według własnych potrzeb. Na początek zrealizujemy tak zwany...

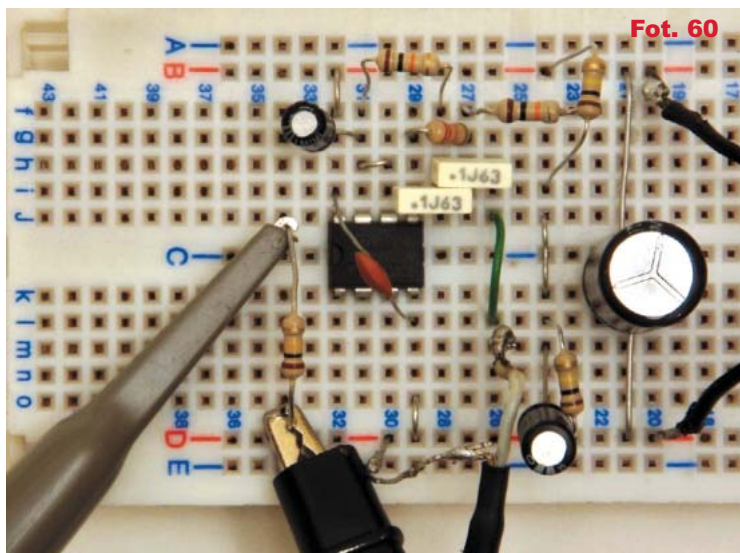
Filtr kroków. Jest to często wykorzystywany w systemach nagłośnienia filtr górnoprzepustowy o częstotliwości granicznej

około 75Hz...100Hz, który ma obciążać najniższe częstotliwości. Rzecz w tym, że głos ludzki, nawet męski, praktycznie nie zawiera istotnych składowych o częstotliwościach poniżej 100Hz, natomiast niższe dźwięki

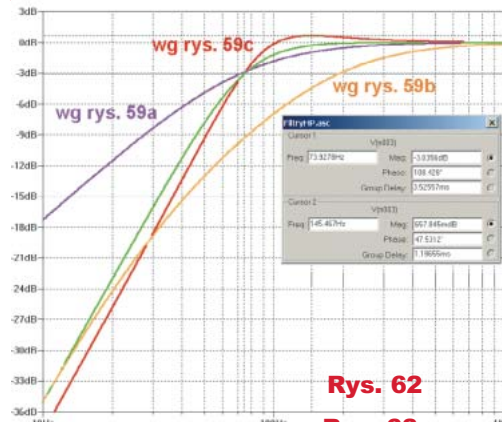
(dudnienie) często pochodzą z odgłosu kroków na scenie – stąd nazwa filtru. Moglibyśmy stworzyć prosty filtr o częstotliwości granicznej około 72Hz według rysunku 59a, ale jego charakterystyka nie będzie stroma. Stromość charakterystyki zwiększymy, dodając drugi obwód RC, ale niezbyt dobrym pomysłem byłby układ z rysunku 59b, bo nastąpi wzajemne oddziaływanie obu obwodów i częstotliwość graniczna z 72Hz niekorzystnie przesunie się na około 200Hz. Dużo lepszy efekt uzyskamy w układzie według rysunku 59c. Na fotografii 60 pokazany jest mój model, zrealizowany według schematu z rysunku



Rys. 59

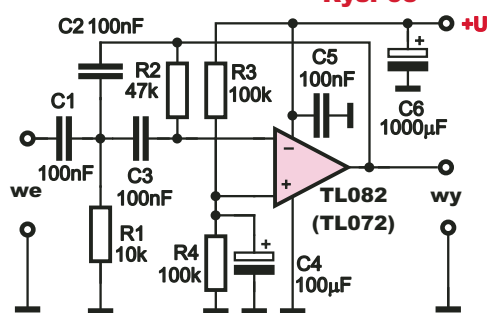


Fot. 60



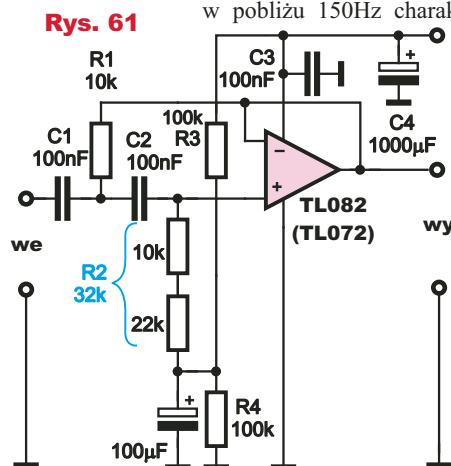
Rys. 62

Rys. 63



Rysunek 62 pokazuje charakterystyki trzech filtrów z rysunku 59, a tabela dotyczy przebiegu czerwonego, czyli naszego modelu. Jak widzisz, 3-decybelowa częstotliwość graniczna wynosi 74Hz, a przy częstotliwościach w pobliżu 150Hz charakterystyka wykazuje

nieznaczne, niegroźne podbicie o około 0,6dB. Dodatkowo kolorem zielonym zaznaczona jest charakterystyka filtru z rezystancjami $R1=15k\Omega$, $R2=30k\Omega$. W Technikaliach znajdziesz wskazówki,



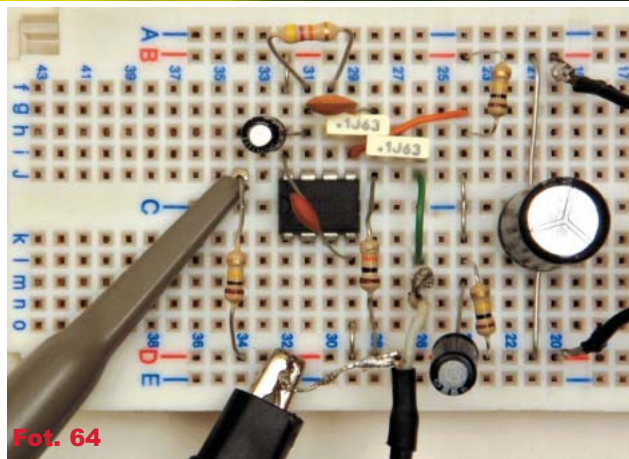
Rys. 61

jak obliczać wartości elementów. Zachęcam, żebyś wypróbował tego rodzaju filtr, a jeśli chcesz podczas eksperymentów uzyskać spektakularny efekt, zmień kondensatory filtru ze 100nF na 10nF, przez co podniesiesz częstotliwość graniczną do około 750Hz.

Filtr kroków możesz też zrealizować według schematu z **rysunku 63**. Układ jest inny, ale charakterystyka częstotliwościowa jest praktycznie identyczna, jak zielona krzywa na rysunku 62. Mój model, zrealizowany według tego schematu, pokazany jest na **fotografii 64**. W moim modelu jeden z kondensatorów 100-nanofaradowych jest z konieczności kondensatorem ceramicz-

nym, ponieważ uwzględniłem ograniczenie wynikające z zawartości zestawu EdW A07, jednak w prawdziwie użytecznym filtrze wszystkie trzy, czyli C1, C2, C3, powinny być kondensatorami foliowymi (MKT), które mają zdecydowanie lepszą stabilność niż ceramiczne.

W następnym odcinku zajmiemy się filtrami dolnoprzepustowymi, a potem także pasmowoprzepustowymi (pasmowymi) i zaporowymi.



Fot. 64

Uniwersalne filtry

W zakresie częstotliwości audio filtry realizowane są przede wszystkim na wzmacniaczach operacyjnych. Istnieje mnóstwo rozwiązań układowych. Najpopularniejsze konfiguracje to tzw. *filtry Sallen-Keya* oraz *filtry z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym* – w tym przypadku nazwa filtru określa, jaki jest schemat. Teoria, stojąca za tymi prostymi układami, jest bardzo skomplikowana. Jednak w typowych przypadkach wystarczą proste filtry „standardowe”, tzw. *filtry Butterwortha* – w tym przypadku nazwa określa nie schemat, tylko przebieg charakterystyki i inne właściwości. Jedynie w niektórych przypadkach, gdy oprócz przebiegu charakterystyki częstotliwościowej, duże znaczenie mają te inne właściwości filtru, jak opóźnienie grupowe, liniowość fazy, trzeba zastosować filtry o innych właściwościach, np. Bessela, Czebyszewa, czy jeszcze inne. Obecnie dostępne są rozmaite programy do projektowania filtrów (np. darmowy FilterLab z Microchipa), niektóre umieszczone są online w Internecie. Do projektowania filtrów „standardowych” wystarczy zaskakująco prosty przepis. Spośród mnóstwa możliwych procedur opisanych w literaturze, proponuję prościutkie rozwiązanie o dużej przydatności praktycznej, rozpoczynające się od wyboru kondensatora. Chodzi o to, że dany filtr można zrealizować z elementami o różnych wartościach, ale dla ułatwienia warto zastosować popularne kondensatory o wartościach z szeregu E24 lub nawet E12, a potem obliczyć wartości rezystorów, które są dostępne w 5-procentowym szeregu E24, a także w 1-procentowym szeregu E96. W praktyce nie trzeba stosować precyzyjnych rezystorów o tolerancji 1%, ponieważ użyte kondensatory MKT będą mieć tolerancję 10% lub nawet 20%.

W tym odcinku zajmujemy się filtrami górnoprzepustowymi (HP – High Pass). Górnoprzepustowy filtr Sallen-Keya zrealizujesz według **rysunku**

ku D11, a wartości elementów obliczysz z podanych wzorów. Najpierw oblicz zalecaną pojemność. Przykładowo dla częstotliwości granicznej 75Hz, zalecana pojemność wyniesie:

$$C[\text{nF}] = 10000 [\text{nFHz}] / 75 [\text{Hz}] = 133,33 \text{nF}$$

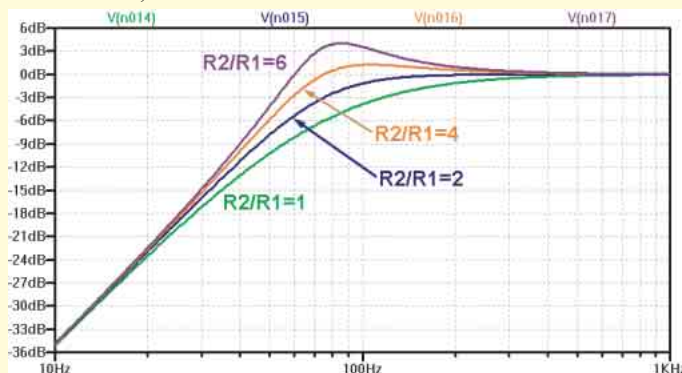
W praktyce wykorzystamy jakiś bliski nominal. Mogłoby to być kondensator 150nF, ale moglibyśmy też wykorzystać na przykład kondensatory o pojemności 68nF, 100nF lub 220nF. Decydujemy się na popularny nominal 100nF. Taką pojemność będą mieć oba kondensatory C1 i C2. Teraz z wygodniejszej formy wzoru $X_c = 1 / 2\pi fC$ liczymy reaktancję X_c (w kiloomach), podstawiając pojemność kondensatora w nanofaradach i częstotliwość graniczną w hercach:

$$X_c[\text{k}\Omega] = 159000 / (75 [\text{Hz}] * 100 [\text{nF}]) = 21,2 \text{k}\Omega$$

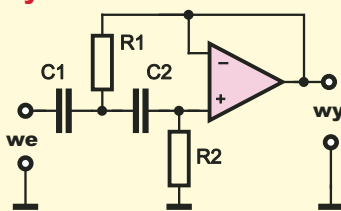
A następnie wartości R1 i R2:

$$R1 = X_c / 1,4 = 0,7 * X_c$$

$$R2 = 1,4 * X_c$$



Rys. D11

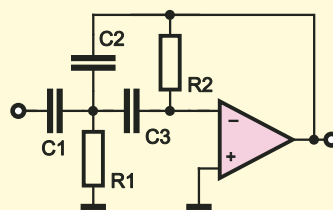


$$C1 = C2 = C[\text{nF}] \approx \frac{10000 [\text{nFHz}]}{f[\text{Hz}]}$$

$$X_c[\text{k}\Omega] = \frac{159000}{f[\text{Hz}] \cdot C[\text{nF}]}$$

$$R1 = 0,7 \cdot X_c$$

$$R2 = 1,4 \cdot X_c$$



$$C[\text{nF}] = \frac{10000 [\text{nFHz}]}{f[\text{Hz}]}$$

$$C1 = C2 = C3 = C$$

$$X_c[\text{k}\Omega] = \frac{159000}{f[\text{Hz}] \cdot C[\text{nF}]}$$

$$R1 = 0,472 \cdot X_c$$

$$R2 = 2,12 \cdot X_c$$

Rys. D13

Ściślej biorąc, powinniśmy tu podzielić i pomnożyć X_c przez pierwiastek z dwóch ($\sqrt{2} \approx 1,414$), a otrzymamy dokładnie $R1 = 15 \text{k}\Omega$, $R2 = 30 \text{k}\Omega$. W ten sposób $R2/R1 = 2$ i otrzymamy filtr o „standardowej” charakterystyce (Butterwortha), zaznaczonej na rysunku 62 kolorem zielonym. Ale nie jest to jedyna możliwość – możemy podzielić i pomnożyć X_c przez liczbę inną niż pierwiastek z dwóch. W każdym razie, niezależnie od uzyskanego ilorazu $R2/R1$ wartość iloczynu $R1 \cdot R2$ będzie stała. Zmieniając stosunek $R2/R1$, zmienimy dobroć filtru, co zmieni charakterystykę częstotliwościową, ale też trochę 3-decybelową częstotliwość graniczną, jak pokazuje **rysunek D12**. Zwiększanie stosunku $R2/R1$ zwiększa dobroć filtru, co powoduje niewielkie polepszenie stromości charakterystyki, ale niekorzystnie powoduje podbicie (garb), a także zmienia (pogarsza) parametry fazy i dynamiczne, co omówimy przy filtrach dolnoprzepustowych. Dlatego większość filtrów górnoprzepustowych ma małą dobroć, czyli płaską charakterystykę Butterwortha (zielona krzywa na rys. 62 i czerwona na rys. D12). Zwróć uwagę, że w naszym modelu z rysunku 61 stosunek $R2/R1 = 3,2$, co jest przyczyną niewielkiego podbicia o 0,6dB w okolicach częstotliwości 150Hz.

„Standardowy” filtr górnoprzepustowy z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym możesz zaprojektować według **rysunku D13**. Także i tu najpierw obliczysz zalecaną wartość pojemności i wybierzesz najbliższą z szeregu. Potem obliczysz reaktancję X_c takiego kondensatora przy częstotliwości granicznej i obliczysz wartości rezystorów.

Szkoła Konstruktorów

Uwaga! Zmiana wymagań!

Szkoła Konstruktorów ma trzy klasy (Zadanie główne, Co tu nie gra? i Policz). Każdy Czytelnik „Elektroniki dla Wszystkich” może nadesłać rozwiązane jednego, dwóch lub wszystkich trzech zadań Szkoły z danego numeru, zwykłą pocztą lub w postaci e-maila. Paczki z modelami i koperty zawsze adresujcie: **AVT – EdW ul. Leszczynowa 11 03-197 Warszawa** i **koniecznie** podawajcie na kopercie czy paczce zawartość, np. **Szko181, NieGra181, Policz181**, (na innych analogicznie **Jak3, #3, CoTo3, Projekt**, itd.).

Rozwiązania nadsyłane e-mailem, powinny być kierowane na adres: **szkola@elportal.pl** (szkola, a nie szkoła). Bardzo proszę: w tytule e-maila i w nazwie każdego złącznika, oprócz **nazwy konkursu** i numeru zadania, umieścić **swoje nazwisko** (najlepiej bez typowo polskich liter), na przykład: **Szko181Kowalski, Policz181Zielinski, NieGra181Malinowski, Jak3Krzyzanowski**. 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 e-mail zawierał rozwiązanie tylko jednego konkursu, a nie kilku, co mi znacznie ułatwi segregowanie poczty.

Regularnie potwierdzam otrzymanie rozwiązań, kierowanych na adres **szkola@elportal.pl**. Jeśli po wysłaniu e-maila w terminie pięciu dni nie otrzymacie mojego potwierdzenia, prześlijcie pliki jeszcze raz (do skutku).

Bardzo proszę, by każdy uczestnik zadania głównego, podawał **imię, nazwisko, adres zamieszkania oraz rok urodzenia, a w przypadku uczniów, także informacje o szkole i klasie, do której uczęszcza**. Jest to pomocne przy opracowywaniu rozwiązań, ocenie prac oraz wysyłce upominków, nagród i dyplomów (dane osobowe będą wykorzystane wyłącznie w związku z oceną prac i nagrodami). Jeśli na łamach czasopisma nie chcecie ujawniać swoich danych – napiszcie, a zachowam dyskrecję, podając albo pseudonim, albo imię i pierwszą literę nazwiska, ewentualnie miejscowość zamieszkania. Autorzy rozwiązań zadania głównego jeśli chcą, mogą też przysyłać fotografie swej osoby (portret), które będą zamieszczone przy rozwiązywaniu zadania.

Mam też prośbę dotyczącą kwestii technicznych. Nie umieszczajcie ilustracji w tekście! Wszystkie ilustracje (fotografie i rysunki) powinny być przesłane jako oddzielne pliki. Bardzo proszę też o przysyłanie schematów, projektów płytek i wszelkich innych rysunków w popularnych formatach, na przykład PDF, JPG, GIF czy PNG, i to także wtedy, gdy przysyłacie oryginalny, źródłowy plik z danego programu projektowego (sch, pcb, brd, itp.).

Wystarczy przysłać e-mailem postać elektroniczną rozwiązania, nie jest konieczny papierowy wydruk ani płyta CD/DVD. Ale jeżeli ktoś pisze tekst na komputerze i przysyła do mnie wydruk w kopercie, to niech także przyśle e-mail z plikiem tekstowym (.DOC, .TXT, .ODT), co znacznie ułatwi zacytowanie całości lub fragmentu rozwiązania oraz przygotowanie do ewentualnej publikacji. Jeśli jednak nadsyłacie w paczce model lub płytę z dokumentacją, zawsze dołączajcie papierowy wydruk własnoręcznie podpisanego i opatrzonego datą oświadczenia: *Ja, niżej podpisany, oświadczam, że projekt/artykuł pt.:, który przesyłam do redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”, jest moim osobistym opracowaniem i nie był wcześniej nigdzie publikowany.*

Jeśli natomiast przysyłacie fotografie modelu pocztą elektroniczną, takiej samej treści oświadczenie powinno się znaleźć w treści e-maila.

Zadanie główne nr 181

Pierwotnie na marzec planowałem inne zadanie. Jednak w międzyczasie **Piotr Mikołowicz** z Mikołowa przysłał propozycję dotyczącą układu do współpracy z akumulatorem samochodowym. Schemat pokazany jest na **rysunku 1**. Według opisu, podstawową funkcją układu jest [sygnalizacja akustyczna] i zabezpieczenie aku-

mulatora przed rozładowaniem i ładowaniem zbyt wysokim napięciem. Dodatkowo układ może stanowić moduł pośredniczący pomiędzy prostownikiem a ładowanym akumulatorem. Istnieje wówczas możliwość ładowania akumulatora samochodowego za pośrednictwem gniazda zapalniczki, bez konieczności wymontowywania akumulatora z samochodu. Układ wyłączony gwarantuje rozłączenie galwaniczne akumulatora od odbioru/prostownika – nie ma możliwości samoczynnego załączenia układu.

Wymieniłem z Autorem kilka e-maili. Do wiedziałem się, że duże skomplikowanie układu wiąże się z dodatkowymi funkcjami i właściwościami. Zastanawialiśmy się

Wymieniłem z Autorem kilka e-maili. Do wiedziałem się, że duże skomplikowanie układu wiąże się z dodatkowymi funkcjami i właściwościami. Zastanawialiśmy się

Sponsorem nagród są firmy:



obudowy
klawiatury
technologie
Pułkowa 58, Warszawa
tel 22 569 53 00
fax 22 569 53 10
lcel@lcel.com.pl
www.lcel.com.pl

Portal dla elektroników



MIKROKONTROLER.PL
www.mikrokontroler.pl

- ▶ Kursy
- ▶ Porady
- ▶ Narzędzia
- ▶ Projekty
- ▶ Programy
- ▶ Przykłady

nad możliwościami uproszczenia układu, by nie utracić kluczowych właściwości. Doszliśmy też do wniosku, że temat dotyczący ochrony i pomiarów rozmaitych akumulatorów jest jak najbardziej na czasie i że należałoby postawić tego rodzaju zadanie w naszej Szkole. Bo przecież coraz częściej wykorzystujemy najróżniejsze akumulatory. A ponieważ akumulatorów w naszym otoczeniu będzie coraz więcej, planuję nawet dwa tematy „akumulatorowe”. Najpierw skupimy uwagę na ochronie akumulatorów. Oto zadanie 181:

Zaproponuj układ związany z ochroną lub (roz)ładowaniem dowolnego akumulatora.

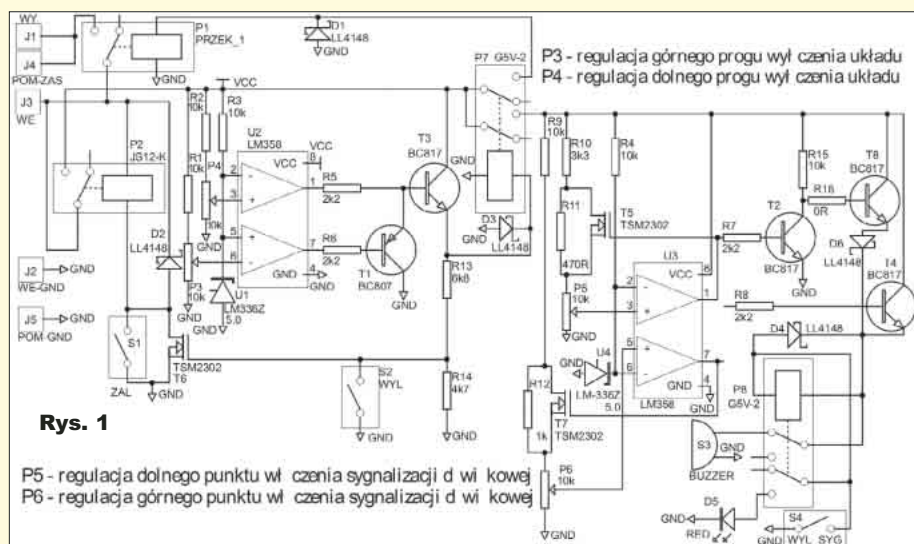
W zakres zadania 181 wchodzi jak najbardziej ładowarki do rozmaitych akumulatorów. Możecie więc śmiało przedstawić propozycje mniej lub bardziej złożonych ładowarek. Jednak fabryczne ładowarki można po prostu kupić w sensownych cenach. Dlatego proponuję, żebyście skupili się nie tyle na ładowarkach, co na nietypowych urządzeniach i obwodach, które pomogą chronić akumulator. Na pewno **warto chronić akumulator przed głębokim rozładowaniem**. Nawet mniej zaawansowani mogą przedstawić tego rodzaju propozycje. W miarę możliwości warto praktycznie sprawdzić swój pomysł – gorąco do tego zachęcam!

Podstawowa idea jest bardzo prosta: obniżenie napięcia akumulatora poniżej ustawionego progu ma spowodować odłączenie obciążenia. Zalecane byłoby dodanie obwodu, który wcześniej zasygnalizowałby, np. dźwiękiem, zbliżanie się do progu wyłączenia. Choć podstawowe zasady są proste i układ elektroniczny też może być prosty, trzeba zastanowić się nad szczegółami. Czy po odłączeniu obciążenia układ ochronny będzie pobierał prąd? O jakiej wartości? Czy ten prąd nie spowoduje głębokiego rozładowania pomimo odłączenia obciążenia?

Wiadomo, że po odłączeniu obciążenia napięcie akumulatora stopniowo wzrośnie. Czy nie spowoduje to ponownego włączenia obciążenia i cyklicznej reakcji układu zabezpieczającego? Czy należałoby wprowadzić histerezę? Jeśli tak, to o jakiej wartości? Czy może odpowiednia będzie histereza „własna” przełącznika?

A gdyby układ miał na trwałe odłączyć od akumulatora obciążenie i układ pomiarowy, np. za pomocą przełącznika, to ile prądu będzie pobierał w czasie pracy? Czy nie będzie to niepotrzebne marnowanie energii akumulatora?

Warto też wziąć pod uwagę koszty – generalnie przełączniki są znacząco droższe od tranzystorów, więc może do odłączania obciążenia powinien służyć tranzystor



Rys. 1

MOSFET? Czy wyeliminować przełącznik i maksymalnie zminiaturyzować obwód ochronny? A może jednak uznać, że klasyczny styk ma na tyle poważne zalety, w tym odcięcie galwaniczne, że warto zastosować choć jeden przełącznik? Może mógłby to być przełącznik bistabilny, który w spoczynku nie pobiera prądu? Tylko jak zapewnić, by niezawodnie zadziałał także przy obniżeniu zasilania?

To są szczegóły, dotyczące obwodu ochrony przed głębokim rozładowaniem. A gdyby miały to być obwód **ochrony przed przeładowaniem**, to na czym oprzeć jego działanie? Czy tylko na wzroście napięcia akumulatora powyżej ustawionej wartości? Czy może na pomiarze temperatury akumulatora?

Czy zadziałanie obwodu ochrony przed przeładowaniem całkowicie i trwale wyłączy ładowanie? Czy po takim wyłączeniu będzie tam jeszcze płynął mały prąd ładowania, tzw. prąd konserwujący? A może po przerwaniu ładowania, gdy napięcie trochę opadnie, układ powinien ponownie włączyć ładowanie, by dopiero w kilku takich cyklach naładować akumulator do pełna?

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

Jak widać, możliwości jest wiele. Jednak chciałbym podkreślić, że wbrew pozorom, zadanie wcale nie jest trudne. Rozwiązaniem może być prosty schemat, zawierający dosłownie kilka elementów, spełniający jedną funkcję, np. ochrony przed głębokim rozładowaniem. Może to być rozwiązanie teoretyczne, zawierające tylko schemat i krótki opis. Nie przysyłajcie mi jednak układów żywcem ściąg-

niętych z literatury. Chyba że zmodyfikujecie jakiś znaleziony w Internecie układ – wtedy przedstawcie wersję oryginalną (z podaniem źródła) i opisicie wprowadzone zmiany.

Bardzo dobrym rozwiązaniem, które ocenię bardzo wysoko, byłoby sprawozdanie z pomiarów i praktycznych testów tego rodzaju obwodu ochronnego. Praktyka pokazuje bowiem, że akumulatory często nas zaskakują, pozytywnie albo negatywnie. Dlatego warto przeprowadzić praktyczne próby, najlepiej w warunkach zbliżonych do normalnej pracy danego akumulatora. W tym przypadku badany układ nie musi być opracowany przez Was. Można przysłać wyniki pomiarów i testów układu cudzego, np. znalezionego w Internecie – wtedy też podajcie źródło.

Oczywiście bardziej zaawansowanych zachęcam do budowy układów zabezpieczających całkowicie od zera, według własnych pomysłów. Ponieważ temat jest aktualny i interesujący, wszelkie takie opracowania, nawet nie do końca dopracowane, mają szansę na publikację

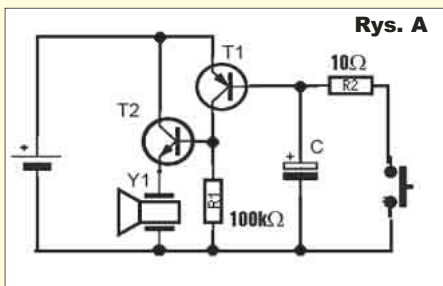
Bardziej zaawansowanych elektroników serdecznie proszę, żeby podzielili się wcześniej zdobytym doświadczeniem w tej dziedzinie. Może to być rozwiązanie zadania 181, ale może ktoś z doświadczonych Czytelników zechce po prostu przysłać (szkola@elportal.pl) materiał do publikacji, czy to projekt, czy materiał opisujący własne doświadczenia.

Na koniec przypominam, że tematem zadania 181 jest **układ związany z ładowaniem/rozładowaniem akumulatora i jego ochroną**. Natomiast jedno z następnych zadań będzie dotyczyć pomiaru rzeczywistej pojemności rozmaitych akumulatorów – nie przysyłajcie więc takich propozycji w ramach zadania 181, ale możecie już teraz pomyśleć i o tego rodzaju pożytecznych przystawkach.

Co tu nie gra? – Szkoła Konstruktorów klasa II

Na **rysunku A** pokazany jest schemat. Według 14-letniego Autora ma to być *układ czasowy, który dawałby sygnał dźwiękowy po kilku minutach*.

Jak zwykle pytanie brzmi:



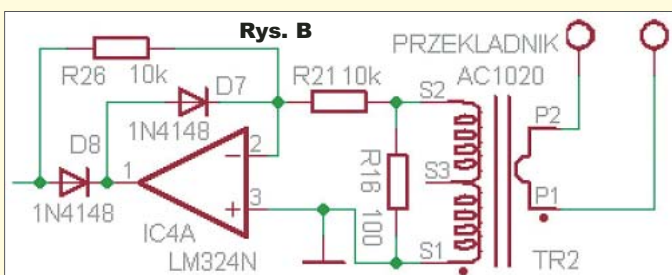
Co tu nie gra?

Bardzo proszę o możliwie krótkie odpowiedzi. Kartki, listy i e-maile oznaczcie dopiskiem *NieGra181* i nadesłajcie w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. W e-mailach podawajcie też od razu swój adres pocztowy, żebym nie musiał pisać, gdy przydzielę upominek. Można też jeszcze przysłać rozwiązania poprzedniego zadania 180. Autorzy najlepszych odpowiedzi otrzymają upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są okresowo nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.

Rozwiązanie zadania 176

W EdW 10/2010 pokazany był **rysunek B**, fragment systemu pomiarowego z procesorem ATmega, zasilanego pojedynczym napięciem 5V. Jest to przekładnik prądowy TR2 z obwodem prostownika aktywnego. Autor napisał: (...) *po zmontowaniu układu okazało się, iż nie prostuje on obu połówek sygnału. Zaczęłem więc szukać błędu i okazało się, że wystarczyło dać na odwrót diody by wszystko wróciło do normy*. (...).

Zagadka była bardzo ciekawa i pouczająca. Jednak zadanie nie było łatwe, a niektórych Czytelników zapewne zmyliły słowa Autora, że „wszystko wróciło do normy”. A w sumie chodziło o nieprawidłowe



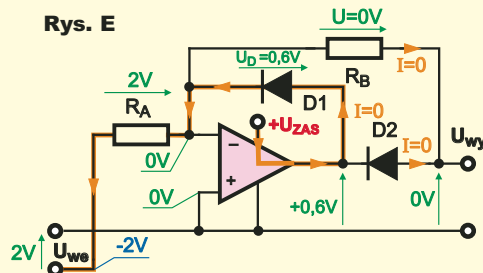
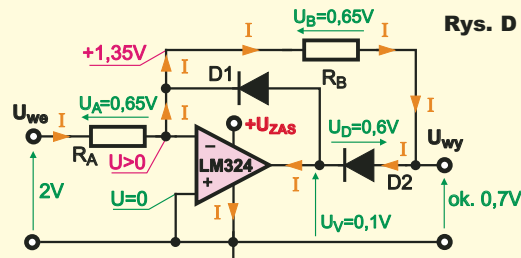
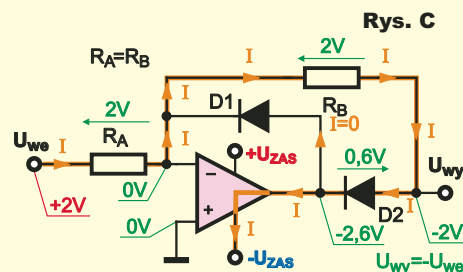
łowe działanie prostownika aktywnego na wzmacniaczu operacyjnym LM324, który jest identyczny, jak w kostce LM358.

Niektórzy dokładniej przeanalizowali układ. Jeden z uczestników napisał: *Analizując dane katalogowe przekładnika prądowego PPAC1020, okazuje się, że przy obciążeniu 100Ω, w całym zakresie pomiarowym (0–60A) zakres napięcia na jego wyjściu mieści się w przedziale 0,1–6V. Dla prądów do 7A (czego można się spodziewać) napięcie wyjściowe tak obciążonego przekładnika jest napięciem niższym od napięcia przewodzenia diod półprzewodnikowych, stąd poprawny wybór prostownika aktywnego, umożliwiającego prostowanie przebiegów o niższych amplitudach*.

Pomysł, by wykorzystać prostownik aktywny, nie jest więc błędem. Problem tylko w tym, że zastosowany klasyczny jednopółkowy prostownik aktywny nie chciał działać zgodnie z oczekiwaniami. Kluczem do zagadki była informacja, że układ jest zasilany pojedynczym napięciem 5V.

Otóż tego rodzaju prostownik aktywny nie będzie prawidłowo pracował przy pojedynczym zasilaniu. Aby się o tym przekonać, przeanalizujmy pracę kanonicznej wersji, zasilanej symetrycznie. Zasadą pracy większości układów ze wzmacniaczem operacyjnym, także tego prostownika, jest to, że ze względu na olbrzymie wzmocnienie, napięcia na obu wejściach są jednakowe. Ponieważ wejście nieodwracające jest zwarte do masy, więc podczas normalnej pracy także na wejściu nieodwracającym będzie występował potencjał masy (tzw. masa wirtualna). Na **rysunku C** masz zaznaczone kierunki prądów oraz napięcia przy podaniu na wejście napięcia +2V i przy założeniu, że na diodach występuje spadek napięcia 0,6V. Ponieważ na wejściu odwracającym panuje potencjał masy, więc na rezystorze R_A wystąpi pełne napięcie wejściowe (2V) i popłynie przezeń prąd

$I = 2V/R_A$. Zakładamy, że wejście odwracające nie pobiera prądu, więc cały prąd, płynący przez R_A , popłynie dalej przez R_B , diodę D2 do wyjścia wzmacniacza operacyjnego i dalej do ujemnej szyny zasilania.



Jeżeli $R_B = R_A$, to płynący prąd wywoła na R_B dokładnie taki sam spadek napięcia, jak na R_A . Ponieważ wejście odwracające ma potencjał masy, „po drugiej stronie” R_B ujemne napięcie U_{wy} będzie co do wartości równe dodatniemu napięciu wejściowemu U_{we} . Niewątpliwie jest to więc prostownik odwracający.

Zwróć uwagę, że napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego jest jeszcze niższe, o napięcie przewodzenia diody D2, a więc jest o ok. 2,6V niższe od potencjału masy. Przy zasilaniu takiego prostownika napięciem pojedynczym napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego może zmniejszyć się co najwyżej do wartości około 0,1V powyżej masy. Sytuację pokazuje **rysunek D**. Nadal prąd będzie płynął taką samą drogą, tylko napięcie na wyjściu wzmacniacza nie może spaść poniżej masy. Najniższe napięcie U_{wy} będzie sumą napięć $U_V = 0,1V$ i $U_D = 0,6V$, czyli nie będzie mniejsze, niż +0,7V. Przy napięciu wejściowym $U_{we} = +2V$, suma spadków napięć na jednakowych rezystorach R_A , R_B wyniesie wtedy około 1,3V. Na wejściu odwracającym wzmacniacza napięcie wyniesie więc około +1,35V. Tak duża różnica napięć między wejściami wzmacniacza oczywiście

nasyci jego wyjście, ale nie zapewni prawidłowej pracy w roli prostownika.

Zauważ, że w tej wersji zasilanej pojedynczym napięciem, nawet duże zmiany dodatniego napięcia wejściowego spowodują znikome zmiany napięcia wyjściowego, które będzie równe sumie napięcia nasycenia wzmacniacza i napięcia przewodzenia diody D2.

Warto jeszcze przeanalizować działanie tego układu przy ujemnych napięciach wejściowych. Otóż ujemne napięcie wywoła przepływ „ujemnego” prądu przez R_A , jednak prąd ten nie będzie płynął przez R_B , tylko z wyjścia wzmacniacza operacyjnego, wprost przez diodę D1. Aby utrzymać na wejściu odwracającym napięcie równe zeru, na wyjściu wzmacniacza pojawi się napięcie około +0,6V, równe napięciu przewodzenia diody D1. Co ważne, prąd nie będzie płynął ani przez wstecznie spolaryzowaną diodę D2, ani przez rezystor R_B . Spadek napięcia na R_B będzie równy zeru, a więc napięcie wyjściowe U_{wy} też będzie równe zeru – potencjałowi masy i to niezależnie od wartości ujemnego napięcia wejściowego. Widzimy, że nawet przy pojedynczym zasilaniu układ będzie działał poprawnie dla napięć ujemnych. Ale co z tego, jeśli to poprawne działanie oznacza zerowe napięcie wyjściowe.

Potwierdza się opinia o błędnym działaniu – wprawdzie na wyjściu wystąpi przebieg wyprostowany jednopółkowo, jednak jego amplituda będzie prawie stała, prawie niezależna od amplitudy przebiegu wyjściowego, jak ilustruje to **rysunek F**. Na wyjściu wystąpi więc przebieg podobny do prostokątnego.

Sprawdźmy teraz, czy prawdziwe jest stwierdzenie Autora schematu, że po zmianie kierunku diod „wszystko wróciło do normy”. **Rysunek G** pokazuje działanie zasilanego niesymetrycznie prostownika przy dodatnich napięciach wejściowych. Tym razem prąd popłynie przez R_A , a dalej przez diodę D1 do wyjścia wzmacniacza operacyjnego i dalej do masy. Przy zasilaniu symetrycznym, na wyjściu wzmacniacza operacyjnego pojawiłoby się napięcie ujemne około 0,6V niższe od potencjału masy (równe napięciu przewodzenia diody D1). Wtedy napięcie na wejściu odwracającym byłoby równe zeru. W naszej wersji zasilanej napięciem pojedynczym, napięcie wyjściowe może spaść co najwyżej do około 0,1V, ale powyżej potencjału masy. Oznacza to, że na wejściu odwracającym wystąpi suma napięć U_V i U_D . Zakładamy, że przez R_B nie płynie prąd, więc nie ma na nim spadku napięcia i napięcie wyjściowe U_{wy} jest równe napięciu na wejściu odwracającym, czyli przy małych prądach około 0,7V. Niewiele będzie ono zależeć od wielkości dodatniego napięcia wejściowego.

Natomiast ten sam układ będzie pracował poprawnie przy ujemnych napięciach

wejściowych. Pokazuje to **rysunek H**. Prąd wejściowy, płynący przez R_A , będzie prądem płynącym z dodatniej szyny zasilania przez wyjście wzmacniacza operacyjnego, diodę D2 i rezystor R_B . Na wejściu odwracającym będzie prawidłowe napięcie równe zeru. Przy $R_B=R_A$ dodatnie napięcie wyjściowe U_{wy} będzie co do wartości równe ujemnemu napięciu wyjściowemu U_{we} .

Przebiegi w takiej wersji są zobrazowane na **rysunku J**. Jak widać, działanie prostownika nie jest do końca prawidłowe, jednak jest zachowana proporcjonalność napięcia wyjściowego do wejściowego w szerokim zakresie napięć wejściowych. Kłopoty pojawiłyby się przy małych sygnałach, gdy dodatkowo dąłoby o sobie znać napięcie niezerównoważenia.

Przedstawiony przypadek jest charakterystyczny dla młodych elektroników, zafascynowanych mikroprocesorami, słabo znających technikę analogową. Szybkie działanie, polegające na zmianie kierunku diod niewątpliwie poprawia sytuację, jednak nie rozwiązuje wszystkich problemów. Owszem, gdyby przez przekładnik TR2 zawsze płynęły jakieś znaczące prądy lub gdyby układ miał w sumie jedynie działanie progowe, to taki układ, zwłaszcza przy współpracy z procesorem, mógłby dobrze spełnić swoje zadanie. Jednak jeśli miałyby służyć do pomiarów, to przy małych prądach TR2, średnia wartość napięcia U_{wy} nie będzie odpowiadać wartości napięcia wejściowego U_{we} i pojawi się ogromny błąd.

W takich sytuacjach można byłoby rozważyć, czy lepszym rozwiązaniem nie byłby uproszczony układ z **rysunku K**. Jest to zwyczajny wtórnik, zasilany napięciem pojedynczym. Będzie on przenosił prawidłowo dodatnie półówki sygnału. Obwód ochronny z diodą Schottky’ego D1 i rezystorem R1 jest niezbędny, by zapobiec pojawieniu się na wejściu dużych napięć ujemnych, co spowodowałoby tzw. inwersję i błędną pracę wzmacniacza LM324 przy ujemnych napięciach poniżej -0,5V. Obecność diody D1 zagwarantuje, że napięcie na wejściu odwracającym będzie mieścić się w dopuszczalnym zakresie napięć wejściowych kostki LM324.

W mniej wymagających zastosowaniach można byłoby wykorzystać prosty układ z **rysunku L**, który też ma właściwości prostownika.

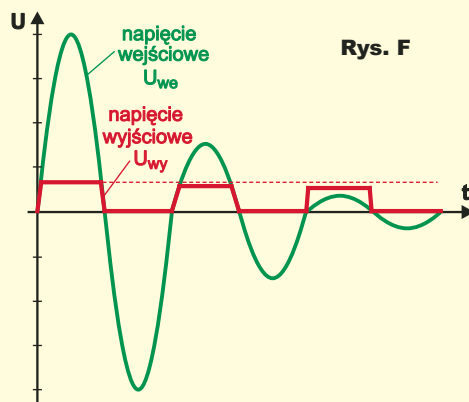
Upominki za udział w zadaniu *Co to nie gra?* 176 otrzymują:

Andrzej Wiśniewski – Wrocław,

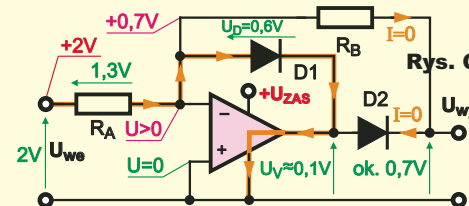
Marcin Dzięcioł – Kraków,

Łukasz Bednarski – Pogórze.

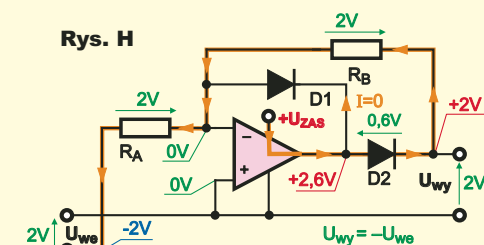
Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.



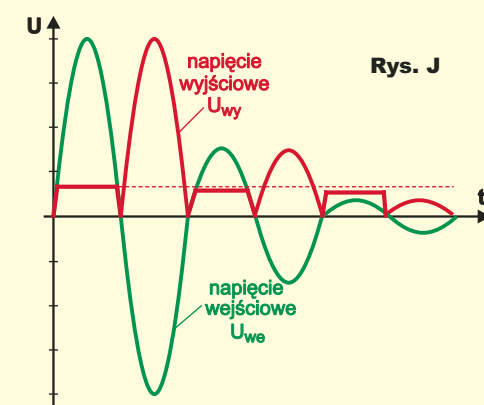
Rys. F



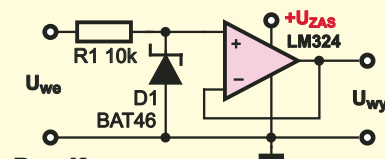
Rys. G



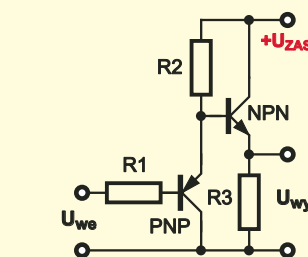
Rys. H



Rys. J



Rys. K



Rys. L

Luksomierz

Do czego służy?

Od jakiegoś czasu planowałem zrobić przyrząd do pomiaru mocy optycznej laserów. Ostatecznie powstał miernik kilku wielkości optycznych. Poza mocą można sprawdzić natężenie światła (luksy) oraz oszacować strumień świetlny (lumeny). Jest to możliwe dzięki specjalnej fotodiodzie, o czym piszę w dalszej części artykułu. Ze względu na prostotę, urządzenie przeznaczone jest raczej do zabawy i eksperymentów ze światłem niż do prawdziwych pomiarów. Mimo to miernik ma szerokie zakresy pomiarowe, a ponadto można dołączyć tłumik, który pozwala na pomiar mocniejszych laserów. Jak wiadomo, są specjalne normy określające warunki oświetlenia w miejscu pracy, w salach wykładowych, lekcyjnych, czy nawet sklepach. Prezentowany luksomierz pozwala z grubsza oszacować, czy oświetlenie w tych miejscach jest odpowiednie, jednak nie należy całkowicie ufać uzyskanym wynikom. Natomiast świetnie sprawdzi się w domowych eksperymentach, sprawdzeniu mocy laserów, na przykład tanich chińskich wskaźników, gdzie to, co widnieje na etykiecie, nie zawsze jest prawdą. Możemy również oszacować, czy strumień świetlny nowych LED-ów jest rzeczywiście taki, jak napisał producent.

Jak to działa?

Schemat układu pokazuje rysunek 1. Głównym elementem luksomiera jest element liniowo zmieniający wartość natężenia światła na wielkość elektryczną. Początkowo postanowiłem wykorzystać zwykłą fotodiode, jednak jak się okazało, wiąże się z tym spore wady. Takie fotodiody przeważnie są przystosowane do pracy w podczerwieni i są praktycznie nieczułe na światło zielone, nie wspominając już o niebieskim. Taki miernik nadawałby się tylko do pomiaru diod laserowych o długości fali powyżej 635nm. Na szczęście są też fotodiody ze specjalnym filtrem korekcyj-

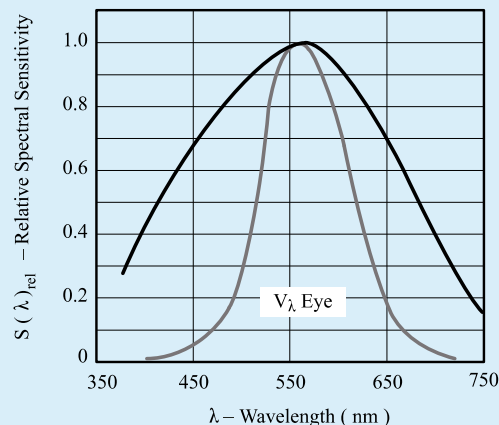
nym zapewniającym dobrą czułość w całym zakresie widma światła widzialnego. Dlatego wybór padł na BPW21, z filtrem o charakterystyce ludzkiego oka, czyli mającą największą czułość dla światła zielonego. Przedstawia to rysunek 2. Dzięki niej bez większych problemów można także mierzyć natężenie światła (luksy), a nawet w pewnych warunkach okre-

Podstawowe parametry:

Zakres pomiaru natężenia światła: 1–1420Lx
Rozdzielczość pomiaru dla zakresu 1–68Lx: 0,07Lx
Rozdzielczość pomiaru dla zakresu 69–1420Lx: 1,4Lx
Zakres pomiaru strumienia świetlnego: 6uLm–10mLm
Zakres pomiaru mocy optycznej z tłumikiem 1500x: 0,1–400mW
Napięcie zasilania: 3,6–5,5V

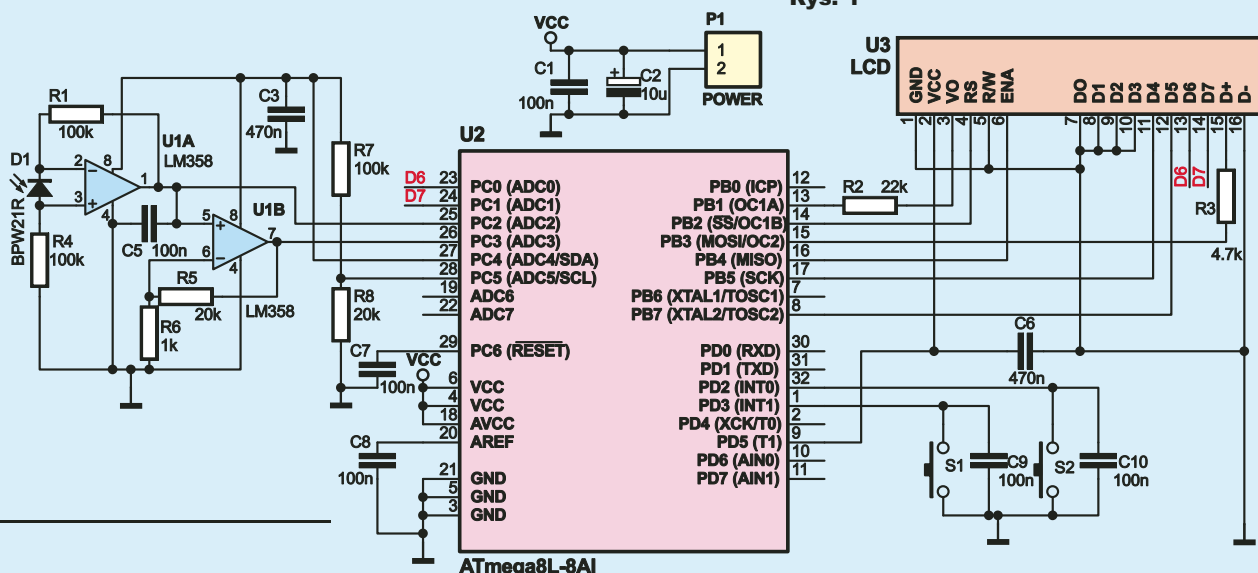
ślić strumień świetlny (lumen).. Dużą zaletą takiej fotodiody jest możliwość pomiaru mocy laserów DPSS (zielone i niebieskie). Takie lasery wykorzystują diode podczerwone, a światło o innym kolorze jest wytwarzane w kryształach. W zależności od budowy, na wyjściu oprócz wymaganej długości fali światła pojawia się również jedna lub dwie wiązki podczerwieni. Szczególnie w tanich wskaźnikach laserowych, gdzie ta podczerwień nie jest w ogóle filtrowana. Jej obecność mogłaby znacznie zawyżyć wynik pomiaru. Ale jak widać na rysunku 2, charakterystyka BPW21R mocno opada dla podczerwieni, dzięki czemu pomiar nie jest zbyt fałszowany. Kolorem czarnym oznaczono tam czułość fotodiody, a szarym – ludzkiego oka. Kolejnym elementem prezentowanego urządzenia jest wzmacniacz operacyjny. U1A zamienia prąd fotodiody na napięcie, a U1B dodatkowo wzmacnia sygnał 21 razy. Dzięki temu uzyskałem większy zakres dynamiczny, nie ograniczając się do 10-bitowego przetwornika A/C zawartego w mikrokontrolerze. W zależności od

poziomu napięcia pomiar odbywa się na kanale ADC2 – dla większych wartości bądź ADC3 – dla słabszych sygnałów. Całością zarządza chyba wszystkim znany ATmega8L. Do prezentacji danych wykorzystalem mały wyświetlacz alfanumeryczny 2*8 znaków. Jest on w zupełności wystarczający. Niektórych może zdziwić podłączenie wyprowadzenia regulacji kontrastu (VO) do mikrokontrolera zamiast do potencjometru. Po prostu tak było prościej i wygodniej! Po pierwsze, potencjometr zajmuje miejsce na płycie. Po drugie, jeżeli urządzenie znajduje się w obudowie, to dostęp do niego jest utrudniony. I w końcu po trzecie, jeśli wykorzystujemy



Rys. 2

Rys. 1





zasilanie baterijne, to jak wiadomo w trakcie jego zużywania maleje napięcie, a co za tym idzie, także kontrast LCD. Komu by się chciało co pewien czas korygować ustawienie potencjometru? O wiele lepiej automatycznie sprawdzać napięcie zasilania i odpowiednio regulować kontrast. Dlatego też wykorzystałem kanał PWM mikrokontrolera do jego regulacji. Procesor automatycznie dopasowuje kontrast, należy tylko z początku ustawić jego wartość, gdyż może się różnić dla innego egzemplarza wyświetlacza. Podświetlenie wyświetlacza również jest sterowane poprzez PWM. No tak, kontrast i podświetlenie sterowane programowo jeszcze można przełączyć, ale dlaczego mikrokontroler steruje także zasilaniem tego nieszczęsnego wyświetlacza? Powód jest prosty. Otóż, jak już wspominałem, luksomierz może być zasilany baterijnie. Musimy więc zadbać o oszczędność energii, gdy urządzenie jest wyłączone. Również wzmacniacz operacyjny jest w pełni kontrolowany przez procesor. Zamiast takich zabiegów można było zastosować mechaniczny przełącznik. Ale czy warto komplikować sprawę? Kolejne urządzenie, kolejna dziura w obudowie... Łatwiej wykonać dwie dodatkowe ścieżki na płytce i dopisać kilka linijek kodu w programie. Po wyłączeniu tych podzespołów i uśpieniu mikrokontrolera prąd pobierany przez urządzenie nie przekracza $1\mu A$! Zwykła bateria teoretycznie wystarczy na kilkadziesiąt lat, ale w praktyce sama rozładuje się o wiele szybciej. Nie ma więc co zastanawiać się nad zaletami takiego rozwiązania. Na schemacie znajdują się jeszcze dwa przyciski, których działania chyba nie muszę opisywać.

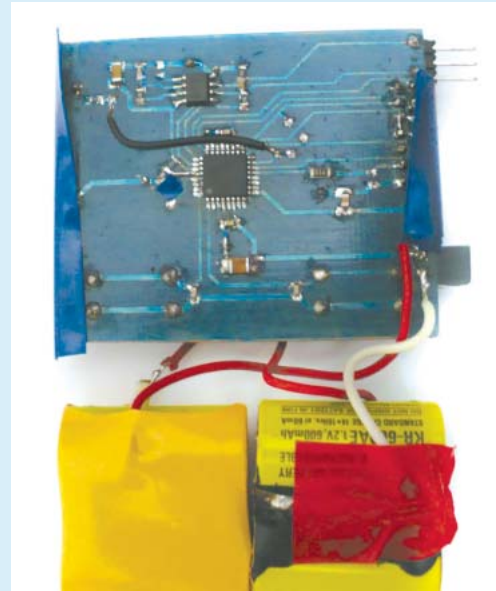
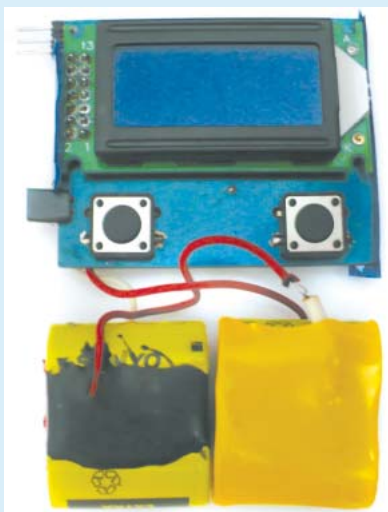
Program

Większość kodu programu (można go ściągnąć z Elportalu) znajduje się w pliku *main.c*. Mamy tutaj obsługę przerwania ADC i kilka innych funkcji. Poniżej znajduje się funkcja *main()*, a w niej pętla główna programu obejmująca tryby pomiarowe oraz procedury ustawień. Zaczniemy od przerwania ADC. Po wykonaniu dwustu pomiarów wynik jest uśredniany. W zależności od kanału ADC będzie to wartość natężenia światła bądź napięcie zasilania. Zmienna *adc_licz* wyznacza kolejność pomiarów. Najpierw ustawiany jest kanał ADC5, po kolejnych dwustu przerwaniach uśredniona i wyskalowana wartość jest zapisywana jako napięcie do zmiennej *v_power*. Zostaje zmieniony kanał przetwornika na ADC2 lub ADC3, w zależności od aktual-

negu zakresu. Przez kolejnych 19 pomiarów badane jest natężenie światła. Potem zmienna *adc_licz* zostaje wyzerowana i cały proces się powtarza. Zrealizowałem to w taki sposób, żeby nie spowalniać zbyt mocno właściwego pomiaru. Napięcie zasilania zmienia się bardzo powoli i nie trzeba sprawdzać go zbyt często. W przerwaniu wstawiłem również instrukcje wyłączające luksomierz, jeśli stan baterii jest krytyczny. Kolejna funkcja nosi nazwę *spectrum()*. Przydaje się ona przy pomiarze światła monochromatycznego, gdyż charakterystyka fotodiody nie jest płaska. Funkcja sprawdza, jakie tłumienie zachodzi dla danej długości fali światła i wprowadza do wyniku stosowną korektę. Współczynniki w tablicy mają tak dobrane wartości, aby wszystkie obliczenia dało się wykonać na liczbach całkowitych i nie było niepotrzebnych dzieleń. Kolejna funkcja oblicza kontrast wyświetlacza na podstawie napięcia zasilania. Dwie następne służą wprowadzeniu mikrokontrolera w stan uśpienia. Przy Power down dodatkowo wyłączane są wszystkie układy peryferyjne zarówno wewnętrzne, jak i zewnętrzne, o czym wspominałem wyżej. W pliku znajdują się jeszcze funkcje inicjujące, gdzie z kolei włączane są te bloki przy każdym uruchomieniu urządzenia. W funkcji *main()* jednorazowo ustawiane są niezbędne rejestry portów, przerwań, ADC i timerów. W dalszej kolejności procesor odczytuje wartości z pamięci EEPROM. Przy pierwszym uruchomieniu liczby mogą mieć charakter losowy, w takim przypadku do pamięci zostają wpisane ustawienia domyślne. Wreszcie dochodzimy do pętli głównej programu, która tak naprawdę jest tam „zapobiegawczo”, gdyż poszczególne jej części zostały podzielone na mniejsze pętle nieskończone. Przejścia pomiędzy nimi są realizowane poleceniem *goto*. Na początku sprawdzany jest stan baterii i gdy będzie zbyt niski, wyświetli się stosowny komunikat. W końcu dotarliśmy do instrukcji wyświetlających wyniki pomiarów. W zależności od mierzonej wielkości dokonywane są dodatkowe obliczenia oraz ustawianie podzakresów. Kolejna pętla *while()* służy do poruszania się po menu ustawień. Z jej poziomu można przejść do następnych, gdzie dokonujemy zmiany poszczególnych parametrów takich jak: wartość tłumienia, wybór koloru, albo długości fali, regulacja kontrastu i podświetlenia. Ostatnia pozycja służy do sprawdzenia stanu zasilania. Oczywiście tutaj nie ma nic do ustawiania.) Przy zmianie tłumienia dodałem kilka instrukcji warunkowych ułatwiają-

cych zmianę w szerszych zakresach. Jeśli zmienna *damp* przekroczy wartość 100, to krok zmiany zwiększa się z 1 na 5, przy przekroczeniu wartości 200 na 10 itd. Bez tego ustawianie tłumienia na kilka tysięcy trwałoby okropnie długo.

Warto jeszcze omówić sam interfejs. Wszystkim steruje się za pomocą dwóch przycisków. Program do ich obsługi znajduje się w pliku *Keyboard.c*. Jak widać, jest tam tylko jedna funkcja i dwa przerwania, po jednym dla każdego przycisku. Przerwania rejestrują zarówno fakt naciśnięcia, jak i puszczenia klawisza, co pozwala odciążyć od tego zadania funkcję *przyciski()*. Kod przycisku zwracany jest jednokrotnie zaraz po jego puszczeniu bądź też w sposób ciągły, jeżeli zostanie przytrzymany dłużej. Dla każdego stanu zwracany jest inny kod, także dla krótkiego i długiego naciśnięcia. Pozwala to na bardzo wygodną obsługę interfejsu, gdyż nie trzeba pisać dodatkowych funkcji interpretujących stan klawiatury. Obsługa wyświetlacza znajduje się w pliku *LCDfunction.c*. Mieszczą się tu procedury inicjacji, obsługa interfejsu oraz funkcje operujące na tekście i konwertujące zmienne. Na początku, pomijając niskopoziomowe wysyłanie bitów, znajdują się standardowe komendy zawarte w sterowniku HD44780. Trochę inaczej wygląda funkcja *lcd_init()*. Wyświetlacz inicjowany jest dwukrotnie, aby zapewnić poprawną pracę, bez tego zabiegu nie można było wyświetlić drugiej linii tekstu. Poniżej mamy funkcję wyświetlającą łańcuch znaków i kilka procedur konwertujących zmienne na tekst, różniących się między sobą tylko sposobem prezentacji zmiennej. Zastosowany tu algorytm jest najprawdopodobniej rozwiązaniem optymalnym dla procesorów AVR (nie licząc kodu w assemblerze). To taka ciekawostka, bo wydajność w tym programie nie jest sprawą krytyczną. Ostatnia funkcja służy wpisywaniu do pamięci sterownika LCD własnych znaków. W przypadku luksomierza wykorzystywane są dwa takie znaki: 'λ' oraz '...'. Przedstawiony tutaj



Termometr RGB

Pomysł jest znany od lat – podświetlanie strumienia wody lecącego z kranu na kolor niebieski, gdy woda jest zimna, a na czerwony, gdy jest gorąca. W Internecie można spotkać sporo rozwiązań opartych na różnych mikrokontrolerach oraz układach LM35 lub termistorze. Jedna wersja mojego układu jest właśnie taka: ATtiny13 + LM35, jednak nie lubię powielać tego, co już jest. Czas na nowości. Właśnie dlatego zamiast LM35 do mikrokontrolera podpiąłem w drugim układzie czujnik PT100, który ma znacznie szerszy zakres temperatur – od -200 do 800°C. W ten sposób układ można podpiąć np. do silnika samochodu lub motocykla i wraz z nagrzewaniem się silnika dioda RGB może go oświetlać od niebieskiego przez zielony i żółty, aż do czerwonego koloru. Szczególnie widowiskowe będzie to w motocyklach. Czujnik PT100 ma tak szeroki zakres temperatur, że można go zamontować wprost w rurze wydechowej i w ten sposób podświetlać spaliny na wolnych obrotach na niebiesko, a podczas dodawania gazu spaliny zmieniają kolor na żółty lub czerwony. Kolejny pomysł na wykorzystanie tak prostego układu to podświetlenie krzeseł w klubach/pubach zależnie od zajętości. Gdy człowiek siada, jego pupa natychmiast nagrzewa obszar pod nią do temperatury sporo powyżej 30°C, co bardzo łatwo wykryć i przetworzyć na zadany kolor.

Zamontowanie elementów tylko i wyłącznie w wersji SMD spowoduje, że będzie można cały projekt wtopić w dno szklanki wraz z małą baterią słoneczną i akumulator-

kiem. Wtedy cała szklanka będzie świeciła zależnie od temperatury napoju.

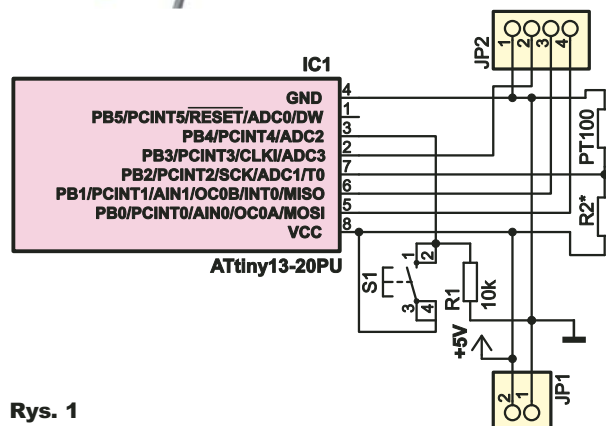
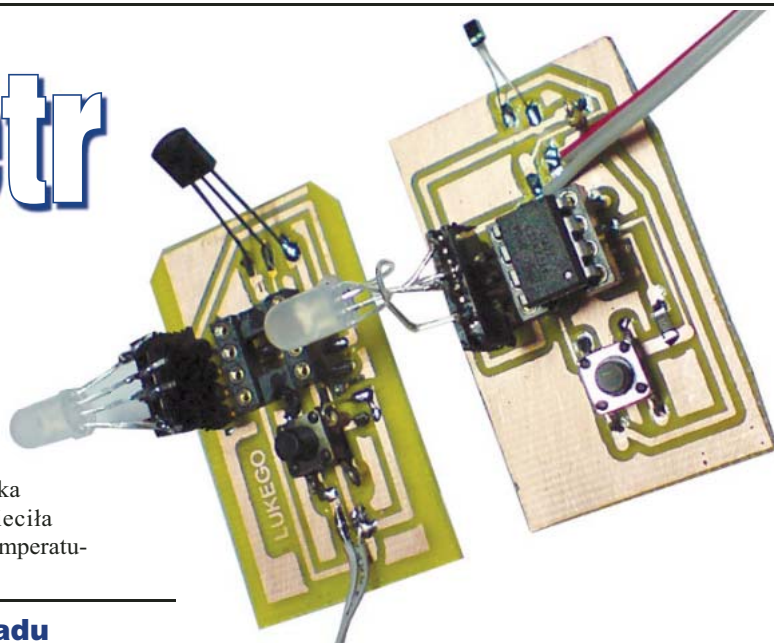
Opis układu

Schemat ideowy „głównego” układu z czujnikiem PT100 przedstawiony jest na rysunku 1, a z czujnikiem LM35 na rysunku 2.

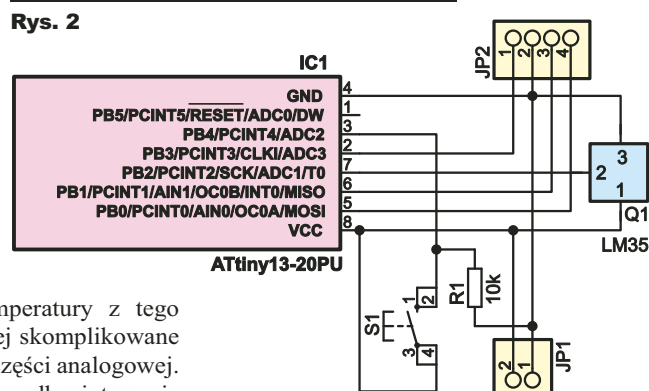
Jak widać, układy są bardzo proste, składają się z przycisku, który służy do kalibracji, diody RGB oraz mikrokontrolera, który bada napięcie na dzielniku PT100 lub na LM35. ATtiny13 mierzy napięcie na wejściu ADC, które jest wprost proporcjonalne do temperatury i zależnie od niego poprzez programowe PWM steruje pracą diody RGB.

Zaznaczam, że w wersji z czujnikiem PT100 tym razem postawiłem na prostotę i zdaję sobie sprawę z tego, że dokładne odczytanie temperatury z tego czujnika jest dużo bardziej skomplikowane i wymaga rozbudowanej części analogowej. Na szczęście w tym przypadku interesuje nas tylko to, że im większa temperatura, tym większa rezystancja PT100. Wartość

rezystora z dzielnika nie jest krytyczna, ważne, żeby była porównywalna z rezy-



Rys. 1



Rys. 2

R E K L A M A



Akademia Wynalazców im. Roberta Boscha

to projekt edukacyjny skierowany do gimnazjów w Warszawie.

Celem projektu jest wsparcie edukacji technicznej, popularyzacja wśród młodzieży gimnazjalnej przedmiotów ścisłych, zainteresowanie ich uczelniami technicznymi jako możliwą ścieżką edukacyjną oraz promocja uzdolnionych technicznie młodych osób.

www.bosch-prasa.pl/1207



BOSCH
Technologia bliżej nas

