POD LUPĄ – WIELKOŚĆ ZAPASU FAZY

TWÓJ DOSTAWCA SPRZĘTU SERWISOWEGO
www.PROGRAMATORY.com

ELEKTRONIKA dla wszystkich

8/2011 SIERPIEŃ • CENA 12zł (w tym 5% VAT) • NAKŁAD: 14 990 egz. www.elportal.pl

e-Bike, czyli rower elektryczny

Energooszczędny miernik stężenia CO

Ośla łączka – Filtry zaporowe

- Minitermometr uniwersalny
- Fade to green
- Sejsmometr
- Prasowalnica do płytek drukowanych
- Szkolne podstawy elektroniki – Popularne materiały magnetyczne
- Układy przemiany częstotliwości
- Kuchnia Konstruktora – Zabezpieczenie przeciwzwarciowe
- Elektronika dla informatyków – Rodzaje kondensatorów ceramicznych
- Warsztatowe patenty – Sposoby na „przewlekańce”
- MEU – Energy harvesters, piezoelektryczne źródła energii
- Szkoła Konstruktorów – Ochrona akumulatora

INDEKS 333 62X ISSN 1425-1698 08

TME Electronic Components
elektronika • automatyka elektromechanika
Transfer Multisort Elektronik
www.tme.pl

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
AV-DISPLAY
POWER LED

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

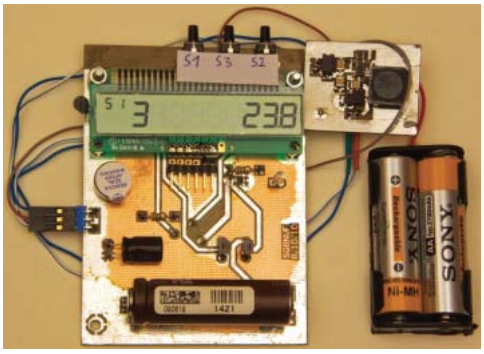
Firmy prezentujące swoje oferty w niniejszym wydaniu EdW:

ARTRONIC 1
BETATRONIC 73
BTC KORPORACJA 42
CONRAD ELECTRONIC .. 84
CYFRONIKA 23
ELFA ELEKTRONIKA 1
ELMAX 71
ELPIN 72
E-SYSTEM 29
FARNELL 1, 3
FERYSTER 45
GTB-SOLARIS 73
IZOTECH 72
KRADEX 15
LARO 27
LC ELEKTRONIK 42
LIS POL 33
MASZCZYK 1
MERSERWIS 47
MS ELEKTRONIK 37
NDN 83
NEKMA 43
PIEKARZ 19, 39
PW KEY 71
RCS ELEKTRONIK 19
SEMICON 65
SIGMA 31
TME 1
TOMSAD 1, 71, 72

str. 13

e-Bike, czyli rower elektryczny

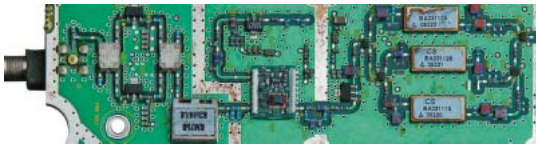
Przeróbka zwykłego roweru na elektryczny to ogromna satysfakcja oraz znakomity sposób na zdobycie doświadczenia w zakresie elektroniki i mechaniki.



str. 17

Energooszczędny miernik stężenia tlenku węgla

Autotest, dwa progi alarmowe, korekcja czułości uwzględniająca temperaturę otoczenia, termometr, pomiar wartości maksymalnej i średniej – to tylko niektóre z zalet tego eksperymentalnego układu.



str. 26

Układy przemiany częstotliwości

Mieszacz to jeden z najważniejszych elementów każdego urządzenia radiowego. Zapoznaj się z kilkoma praktycznymi rozwiązaniami mieszaczy używanych w technice radiowej.

str. 53

Minitermometr uniwersalny

Dwukanałowy termometr pracujący w zakresie temperatur od –50,0°C do +99,9°C. Po zmianie oprogramowania może pełnić funkcję prostego termostatu lub bardziej złożonego regulatora temperatury.

str. 56

Fade to green

Interesujący gadżet świetlny, w którym dwie diody LED płynnie zmieniają natężenie emitowanego światła zgodnie z przebiegiem sinusoidy.

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

Miesięcznik

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

Wydawca:
Wiesław Marciniak

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

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

Redaktorzy Działów:
Zbigniew Orłowski
edw@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:
Grzegorz Krzykawski
grzegorz.krzykawski@ep.com.pl
tel.: (22) 257 84 60

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

AVT-EdW
ul. Leszczynowa 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 Pytlewski
Michał Stach
Piotr Świerczek
Wojciech Turemka
Piotr Wójtowicz

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

ELEKTRONIKA dla wszystkich

Sierpień *8 (188)*

Projekty

Projekty AVT

e-Bike, czyli rower elektryczny 13
Energooszczędny miernik stężenia tlenku węgla 17

Elektronika 2000

Minitermometr uniwersalny 53
Fade to green 56

Forum Czytelników

Sejsmometr 58
Prasowalnica do płytek drukowanych i miniwiertarka 60

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 186
Zaproponuj dowolny odstraszacz... 42
Rozwiązanie zadania głównego 181
Zaproponuj układ związany z ochroną lub (roz)ładowaniem dowolnego akumulatora 43
Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 186, 181 46
Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 186, 181 50

Artykuły różne

Kurs STM32, część 4 21
Układy przemiany częstotliwości 26
Elektronika dla informatyków. Rodzaje kondensatorów – Wykład 4 30
Kuchnia konstruktora, czyli taki zwyczajny zasilacz...
Stabilizatory LDO, część 4 32
Pod lupą. Wzmacniacze, część 30 36
Elektronika dla początkujących – wyprawy na Oślą łączkę 40
Warsztatowe patenty – sposoby na „przewlekańce” 62
MEU – Energy harvesters, piezoelektryczne źródła energii, część 1 64

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki 6
Poczta 8
Skrzynka porad 10
Prenumerata 9, 76
Księgarnia AVT 66
Miniankieta 70
Reklamy 71
Sklepy dla elektroników 74
Oferta handlowa AVT 77

Konkursy

Jak to działa? 12
Krzyżówka 63
Co to jest? 70

Sierpień

Na okładce sierpniowego, wakacyjnego wydania króluje e-Bike, czyli elektryczny rower. Projekt zasługuje na szczególną uwagę także z tego względu, że jego Autor jest bardzo młody. Zaprezentowany materiał udowadnia, że do realizacji imponujących projektów nie zawsze potrzebna jest głęboka wiedza i doświadczenie. Za to często przydaje się inspiracja, pomoc oraz nawet drobna podpowiedź innych, bardziej doświadczonych. Niewątpliwie ten projekt będzie znakomitą zachętą dla innych, by śmiało realizowali różne swoje pomysły.

A pozytywny finał prac to nie tylko ogromna satysfakcja, ale też szansa na publikację projektu w EdW, nawet na okładce, tak jak w tym przypadku.

Przy okazji przypominam, że wszyscy, którzy chcą publikować swoje projekty w EdW, powinni korzystać ze wskazówek i szablonu, dostępnych pod adresem: **www.elportal.pl/szablon**

Polecam też Waszej uwadze inne bardzo interesujące, niecodzienne projekty tego numeru, jak choćby eksperymentalny czujnik tlenku węgla, sejsmometr, minitermometr czy prasowalnicę do płytek drukowanych.

Nie przegapcie licznych, bardzo pożytecznych materiałów edukacyjnych. W pierwszej części artykułu o mieszaczach zapoznajcie się z praktycznymi rozwiązaniami, wypróbowanymi przez Autora. Niech ten artykuł przeczytają też mniej zaawansowani, by mieli choćby ogólne pojęcie o problemach, występujących w technice w.cz.

Uchylę też rąbka tajemnicy: w najbliższym czasie planujemy istotne zmiany w EdW, między innymi w rubryce Poczta, w Miniankiecie i stałych konkursach. Celem jest jeszcze ściślejsze związanie EdW i jej zawartości z Czytelnikami. Już teraz zastanówcie się, co ewentualnie chcielibyście zmienić w EdW. Będzie okazja, żeby nas o tym poinformować. Więcej o tym w następnym numerze.

Nadal zachęcam do nadsyłania materiałów przedstawiających Wasze ***Warsztatowe patenty*** a szczególnie materiałów do rubryki ***Koleżeńskie porady***, gdzie możecie podzielić się doświadczeniem z dowolnych dziedzin elektroniki. Zapraszam też do współredagowania dobrze znanej i cenionej ***Skrzynki porad***. Materiały takie nadsyłajcie na adres *redakcja@elportal.pl*

Jak zawsze, gorąco zachęcam do udziału w Szkole Konstruktorów!

serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki

SPOŁECZEŃSTWO INFORMACYJNE

Ogromna ilość danych w Internecie i zasobach prywatnych powoli przestaje dziwić, tylko trudno ogarnąć jej wielkość. Rośnie ona z coraz większą szybkością, ale problemem nie jest już pojemność urządzeń magazynujących dane, lecz przetwarzanie tych informacji i tworzenie wiedzy na podstawie suchych danych (Data Mining, Knowledge Discovery). Istniejące zasoby są tak ogromne i dotyczą tylu dziedzin życia, że ich inteligentne i zautomatyzowane przetwarzanie mogłoby doprowadzić do tworzenia modeli zjawisk, które trudno opisać wzorami matematycznymi czy językiem naturalnym. Ukryte w tych danych zależności i „wiedza" od lat interesują matematyków i informatyków. Ci drudzy od dziesięcioleci zajmują się tworzeniem i rozwijaniem narzędzi do przetwarzania języka naturalnego (NLP – Natural Language Programming). Na tej podstawie powstają na przykład skuteczne wyszukiwarki internetowe czy translatory językowe. Okazuje się, że przy wystarczającej ilości danych do automatycznego tłumaczenia tekstu nie jest potrzebny ani słownik wyrazów, ani opis gramatyki języka – przykładowo, Google Translator działa na zasadzie podstawiania wyrażeń regularnych (wzorce opisujące ciągi symboli) i badania częstości wystąpień poszczególnych zbiorów słów.

Na początku lipca firma EMC Corporation podała wyniki badania IDC Digital Universe, „Extracting Value from Chaos" (Wydobywanie wartości z chaosu), według którego ilość informacji na świecie wzrasta przeszło dwukrotnie co dwa lata. W 2011 r. zostanie utworzonych i zreplikowanych 1,8 zetabajtów — jest to wzrost szybszy, niżby to wynikało ze znanego prawa Moore'a.

Digital Universe jest badaniem wykonywanym co roku już od pięciu lat i obejmuje pomiary oraz prognozy ilości informacji cyfrowych tworzonych i kopiowanych w okresie rocznym oraz analizy skutków dla osób prywatnych, przedsiębiorstw i specjalistów w dziedzinie informatyki. Mają one istotne konsekwencje ekonomiczne, społeczne i technologiczne w dziedzinie przetwarzania wielkich zbiorów danych oraz w innych obszarach.

Informatyka zaczyna dochodzić do właściwie filozoficznego pytania – jak daleko można zautomatyzować wnioskowanie, eksplorację danych i myślenie oraz do jakiego etapu człowiek może okazać się **niezastąpionym** elementem systemu eksperckiego lub systemu podejmowania decyzji.

NOWE SONY VAIO

Czerwiec był miesiącem debiutu nowych notebooków z serii Vaio. Zadbano w nich o nowy design oraz dodano jeszcze lepsze multimedialne możliwości sygnowane przez Sony. Listę nowości otwiera odświeżona seria Y, zbudowana na wydajnej i energooszczędnej platformie AMD FUSION. Dzięki niej użytkownik ma łatwy dostęp do cyfrowej rozrywki np. na ekranie telewizora HD, z wykorzystaniem kabla i interfejsu HDMI. 11,6-calowa matryca (1366 x 768 pix) i kompaktowe rozmiary, przy wadze zaledwie 1,46 kg, sprawiają, że jest to wyjątkowo mobilne urządzenie. Zapewnia to też wydajna 6-komorowa bateria, pozwalająca nawet na sześć godzin pracy, z dala od elektrycznego gniazdka.

Kolejną premierą była nowa seria E. Tutaj nowością jest zupełnie nowy materiał obudowy, o wyraźnej fakturze, ułatwiajacej zachować notebooka w czystości. Jego sercem, w zależności od modelu, jest procesor Intel Core i3-2310M lub mocniejszy i5-2410, a za obsługę grafiki 3D i wideo HD odpowiada karta graficzna NVIDIA GeForce 410M. Dysk twardy ma pojemność 500 lub 640 GB, pamięć operacyjna RAM to 4 lub 6 GB, a w wyższych modelach znajdziemy też napęd combo Blu-Ray/DVD/RW. Standardem całej linii E jest 15,5-calowy wyświetlacz LED (1366 x 768 pix) oraz bezprzewodowe interfejsy Bluetooth i Wi-Fi plus porty USB i HDMI.

Jednocześnie Sony wprowadza na rynek nową serię CA: jej główną zaletą jest dobra ergonomia i mobilność oraz rozbudowane możliwości multimedialne. Odpowiadają za nie: procesor Intel Core i3-2310M, karta graficzna AMD Radeon HD 6470M i 4 GB pamięci RAM. Matryca LED ma 14 cali (1366 x 768 pix), a całość uzupełnia dysk twardy o pojemności 500 GB oraz nowoczesne porty USB 3.0 i HDMI plus bezprzewodowe interfejsy Wi-Fi i Bluetooth.

Wszystkie wymienione powyżej modele urządzeń, mają w komplecie system operacyjny Windows 7 Home Premium oraz specjalne multimedialne i narzędziowe oprogramowanie dedykowane dla notebooków Sony Vaio.

Japońskiemu koncernowi wyraźnie zależało na odświeżeniu i udoskonaleniu floty swoich laptopów, z uwagi na silną konkurencję i pozycję na rynku firm takich jak Asus, Lenovo, Toshiba czy Hewlett-Packard, które dzięki swoim zaawansowanym modelom zepchnęły ostatnio Sony na margines.

HTC EVO 3D

Kolejny miesiąc i kolejny flagowy smartfon z Tajwanu. HTC ogłosiło premierę EVO 3D – zaawansowanego smartfonu z ekranem 3D, który nie wymaga korzystania ze specjalnych okularów. Aparat, umieszczony w wytrzymałej obudowie, z dwoma obiektywami, pozwala w prosty sposób kręcić filmy i zdjęcia 3D, a następnie dzielić się nimi ze znajomymi. Użytkownicy nowego multimedialnego telefonu mogą również korzystać z serwisu HTC Watch, umożliwiającego oglądanie hollywoodzkich przebojów filmowych i własnych filmów 3D.

Stereoskopowy ekran pozwala tworzyć trójwymiarowe efekty w naturalny sposób, tak jakby obrazy i filmy wyświetlane były i w głębi, i przed ekranem, bez konieczności korzystania z okularów 3D. Użytkownicy mogą odtwarzać nagrane obrazy, oglądając trójwymiarowe filmy wideo, sfilmowane przez podwójną kamerę HTC EVO 3D o rozdzielczości 5 megapikseli.

Rozrywka z trójwymiarowymi filmami, zdjęciami i grami, wyświetlanymi na ekranie o przekątnej 4,3 cala i rozdzielczości qHD, zyskuje wiele dzięki trójwymiarowemu wyświetlaczowi. HTC EVO 3D wykorzystuje wydajny, dwurdzeniowy procesor Qualcomm Snapdragon o częstotliwości 1,2GHz, który nie tylko potrafi przetwarzać obrazy 3D, ale również pozwala niezwykle szybko surfować w Internecie, wykonywać zdjęcia poklatkowe i płynnie odtwarzać wideo HD (720p).

Dopełnieniem konstrukcji HTC EVO 3D jest najnowszy HTC Sense (graficzna nakładka na Androida). Użytkownicy mogą korzystać z trójwymiarowego menu i według własnych upodobań modyfikować aktywną blokadę ekranu, która staje się źródłem informacji o najważniejszych wydarzeniach – od zdjęć po wpisy serwisów społecznościowych. Niezależnie od tego, czy chodzi o pocztę elektroniczną, serwisy społecznościowe. czy strony internetowe, aktywna blokada ekranu pozwala zdefiniować skróty do ulubionych aplikacji. HTC EVO 3D będzie dostępny w Europie od lipca 2011 r. i prawdopodobnie okaże się kolejnym smartfonem tej firmy, który wzbudzi duże zainteresowanie wśród fanów tego typu urządzeń.

NOWA KOMUNIKACJA WI-FI?

Panasonic opracował technologię komunikacji bezprzewodowej w paśmie mikrofalowym 60 GHz – 20 razy szybszą niż używane dziś bezprzewodowe sieci LAN. Nowa metoda przekazu danych ma charakteryzować się niezwykle niskim zużyciem energii oraz najniższym na świecie poziomem szumów.

Nowa technologia przekazu danych powstała z myślą o urządzeniach mobilnych, takich jak smartfony. Dotychczas do szybkiej komunikacji bezprzewodowej z urządzeniami mobilnymi używane były tylko pasma 2,4 GHz i 5 GHz, natomiast ultraszybka komunikacja bezprzewodowa 60 GHz jest wykorzystywana tylko w urządzeniach stacjonarnych, takich jak telewizory. Stosowanie jej w urządzeniach mobilnych utrudniało większe zużycie energii związane z szerszym pasmem częstotliwości. Nowe rozwiązanie cechuje się poborem mocy mniejszym niż 1 W.

Dzięki dużej szybkości, 20 razy większej niż obecne bezprzewodowe sieci LAN, technologia ta umożliwia przesłanie 30-minutowego, skompresowanego filmu HD w czasie 10 sekund. Jest to duży postęp na drodze do bezproblemowego, szybkiego przesyłania i transmisji strumieniowej treści wideo HD do urządzeń bezprzewodowych.

Nowa technologia wyróżnia się następującymi cechami:

- Generator sygnałów wzorcowych o najniższym na świecie poziomie szumów umożliwia transmisję bezprzewodową z wysoką czułością.

- W celu zapewnienia niezawodności w szybkiej komunikacji bezprzewodowej konieczna jest skuteczna korekcja błędów FEC. Dzięki optymalizacji obwodów dekodujących, blok dekodera jest o 30% mniejszy niż w konwencjonalnej architekturze firmy Panasonic. Efektem tej optymalizacji jest niższy pobór mocy.

- Zestaw układów jest zgodny ze specyfikacją WiGig, która stanie się standardem branżowym wielogigabitowych systemów komunikacji bezprzewodowej krótkiego zasięgu. Technologia ta zapewni zgodność różnych urządzeń.

Czas pokaże, czy nowy patent stworzony w laboratoriach Panasonic zdominuje urządzenia mobilne i czy stanie się powszechnym standardem bezprzewodowego przesyłu danych.

WIELOPROCESOWOŚĆ TO PRZYSZŁOŚĆ?

Procesory wielordzeniowe i współbieżne przetwarzanie informacji, to gorący temat nie tylko wśród producentów procesorów, ale też w kręgach akademickich. Wiele obliczeń i algorytmów można znacznie zoptymalizować dzięki zrównoleglonemu przetwarzaniu danych. Naukowcy z Uniwersytetu Moskiewskiego rozbudowali swój superkomputer Lomonosov o procesory graficzne NVIDIA Tesla, dzięki czemu stał się on jednym z najszybszych superkomputerów na świecie.

System wykorzystuje obecnie 1554 procesory NVIDIA Tesla X2070 oraz taka samą liczbę 4-rdzeniowych procesorów centralnych, co pozwala mu na uzyskanie wydajności szczytowej 1,3 PetaFLOPS. Tym samym stał się on najszybszym superkomputerem w Rosji i jednym z najszybszych na świecie. Lomonosov wykorzystywany jest głównie do obliczeń związanych ze zmianami klimatycznymi, modelowaniem pływów oceanicznych, badaniami genetycznymi oraz astrofizycznymi.

Ośrodki superkomputerowe na całym świecie poszukują obecnie sposobów na zwiększenie wydajności bez przekraczania budżetu na energię elektryczną. Procesory graficzne oferują znakomity stosunek wydajności na jednostkę mocy, co wykorzystuje również coraz więcej ośrodków badawczych w Rosji. Instytut Matematyki Stosowanej w Keldysh wykorzystuje 192 procesory Tesla C2050 do badań nad energią atomową, inżynierią lotniczą czy wydobyciem paliw płynnych. NNSU jest pierwszym rosyjskim Centrum CUDA (technologia stworzona przez nVidię), wykorzystującym procesory graficzne m.in. do matematycznego modelowania żywych organizmów i obliczeń wielkoskalowych. Jeszcze w tym roku NNSU planuje uruchomienie klastra opartego na GPU o wydajności ok. 100 TeraFLOPS. Do końca 2012 r. jego wydajność ma wzrosnąć do 500 TeraFLOPS.

Zrównoleglanie obliczeń to nie tylko sposób na przyspieszanie działania algorytmów. "Równoległa" koncepcja obliczeń może wymusić na producentach procesorów zmianę podejścia do projektowania architektury CPU, a może nawet całego komputera – komputer z jednordzeniowym procesorem centralnym to już przeszłość, która nigdy nie wróci.

PAMIĘĆ DLA SMARTFONÓW

Zdecydowana większość smartfonów korzysta z wymienialnych pamięci zewnętrznych. Umożliwia to łatwą wymianę plików między urządzeniami mobilnymi i rozszerzanie pamięci telefonu wraz z rozwojem pojemności nowych kart.

Często szybkość zapisu i transferu informacji danego urządzenia zależy od najsłabszego ogniwa, którym zwykle jest karta pamięci. W związku z tym ich producenci prześcigają się w wytwarzaniu nie tylko coraz pojemniejszych, ale i coraz szybszych kart pamięci flash.

W momencie, gdy szybkość może mieć decydujący wpływ na płynne działanie całego urządzenia, warto zadbać o to, żeby telefony były wyposażone w najnowsze karty microSD.

Samsung zaprezentował nową kartę 20nm Class microSD, osiągającą prędkości Class 10 (12 MB/s zapisu oraz 24MB/s odczytu). Oznacza to, że karta Class 10 będzie około dwóch razy szybsza niż karta Class 4. Samsung uzyskał tak wysokie prędkości dzięki zastosowaniu trzybitowych chipów pamięci NAND flash oraz kontrolera 3-bit NAND. Szybkość przesyłania danych, jaką oferują nowe karty Samsunga, z pewnością pozwoli na płynne nagrywanie i odtwarzanie filmów w jakości FullHD, co jest już standardem w najnowszych smartfonach i tabletach.

Większość firm zdecydowanie stawia na pamięć wymienną – w zasadzie tylko Apple ze swoim iPhonem mocno trzyma się pamięci wewnętrznej. Oba podejścia mają swoich fanów, ale to pierwsze wydaje się być bardziej uniwersalnym i przyszłościowym – o ile kolejne karty będą kompatybilne z ich czytnikami montowanymi w istniejących telefonach.

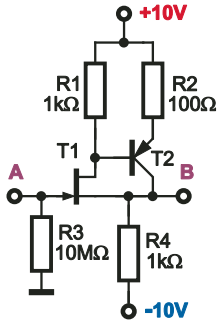
Jak to działa?

Na rysunku przedstawiony jest prosty układ z dwoma tranzystorami.

Jak zwykle zadanie konkursowe polega na rozszyfrowaniu

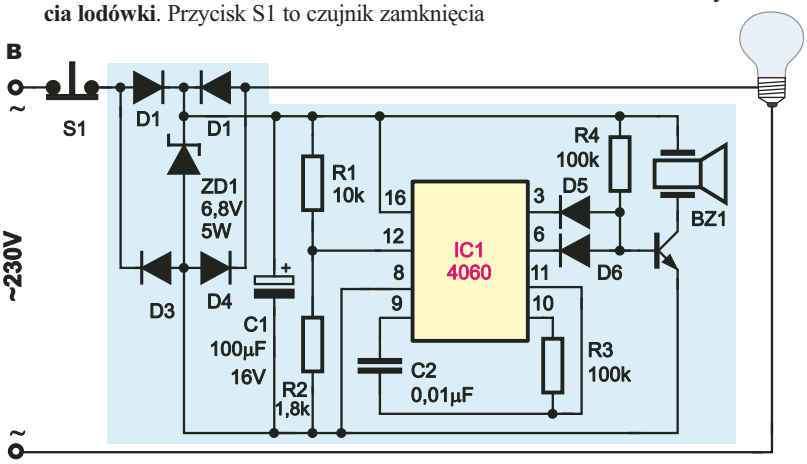
Jak działa i do czego służy taki układ?

Odpowiedzi, koniecznie oznaczone dopiskiem **Jak8**, należy nadsyłać w terminie 45 dni od ukazania się tego numeru EdW. Nagrodami w konkursie będą kity AVT lub książki.



Rozwiązanie zadania z EdW 4/2011

W numerze 4/2011 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, nieskomplikowany układ elektroniczny. Jest to **sygnalizator niezamknięcia lodówki**. Przycisk S1 to czujnik zamknięcia drzwi. Po zamknięciu drzwi styki są rozwarte i żarówka nie świeci. Jeden z uczestników tak opisał działanie układu: *Po włączeniu zasilania (zamknięty S1) do mostka prostowniczego zostaje przyłożone napięcie 230 V. Do wyjścia mostka prostowniczego podłączona jest dioda Zenera, która zamyka obwód, umożliwiając przepływ prądu przez żarówkę. Potem żarówka ogranicza wartość prądu płynącego przez diodę Zenera. Wyprostowane napięcie na diodzie Zenera zostaje wygładzone kondensatorem C1 i zasila IC1, który jest 14-bitowym licznikiem dwójkowym. Elementy C2 i R3 określają częstotliwość wewnętrznego oscylatora, która w przybliżeniu wynosi fosc = 1/(2,3*C2*R3) = 434 Hz. Rezystory R1,R2 wymuszają stan niski na wejściu 12 i umożliwiają pracę licznika. Pin3 IC1 jest oznaczony Q14. Oznacza to, że na wyjściu tego pinu częstotliwość wynosi fosc/2^{14}, co daje okres około 38 sekund, czyli stan wysoki na tym wyjściu będzie trwał 19s, a niski też 19s. Pin6 IC1 jest oznaczony Q7, oznacza to, że na wyjściu tego pinu częstotliwość wynosi fosc/2, co daje okres około 0,3 sekundy, czyli stan wysoki na tym wyjściu będzie trwał 0,15s, a niski też 0,15s.* Z tych obliczeń wynika, że gdy drzwi lodówki pozostaną otwarte, to sygnał dźwiękowy pojawi się po około 20 sekundach i że będzie to sygnał przerywany z częstotliwością około 3Hz.

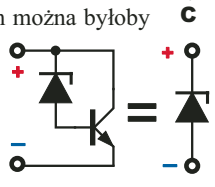


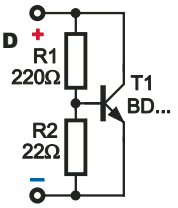
Układ o schemacie zamieszczonym na niebieskim tle należy wpiąć szeregowo w obwód zasilający żarówki, w dowolnym miejscu tego obwodu. Prąd żarówki płynie przez mostek prostowniczy i diodę Zenera. Dzięki obecności kondensatora C1, na diodzie Zenera otrzymujemy napięcie stałe. Bez tego kondensatora byłoby to napięcie tętniące. Napięcie z kondensatora C1 zasila generator na popularnym układzie CMOS 4060.

Kilku uczestników zaproponowało usunięcie R1 i R2, które dają napięcie około 15% napięcia zasilania, czyli stan logiczny niski, na nóżkę 12, czyli RESET. Nóżkę 12 można podłączyć wprost do minusa zasilania, czyli można zewrzeć rezystor R2. Ale bez rezystora R1, po zamknięciu drzwi lodówki, brzęczyk mógłby jeszcze dość długi popiskiwać. Obecność rezystora R1 zapewnia szybkie rozładowanie C1. Zwróciliście też uwagę na błąd na schemacie: podwójne wystąpienie oznaczenia D1.

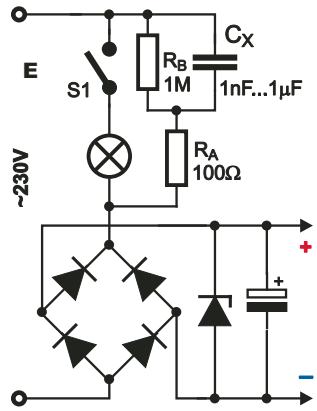
Nieliczni uczestnicy wspomnieli też, że w obwodzie nóżki 11 powinien być włączony rezystor R_S (1...100kΩ), jednak przy niskim napięciu zasilania około 6,8V brak takiego rezystora nie jest błędem.

Kilku uczestników słusznie zwróciło uwagę na problem mocy strat: praktycznie cały prąd żarówki płynie przez diodę Zenera. Podana w zadaniu moc diody Zenera, równa 5W wydzieliłaby się przy prądzie diody 0,73A, czyli przy żarówce o mocy 170W. Jeśli jednak ma to być żarówka oświetlająca wnętrze lodówki, to jej moc wynosi 15...25W, co oznacza przepływ prądu o wartości skutecznej 65...109mA. Jeśli prąd diody wyniósłby równo 100mA, to w diodzie 6,8V wydzieli się moc strat 680mW. Przy takich małych żarówkach można byłoby zastosować 1-watową diodę Zenera albo układ diody i tranzystora mocy według **rysunku C**. W takim prostym układzie można byłoby w roli kiepskiej diody Zenera włączyć tranzystor mocy z dzielnikiem według **rysunku D**.





Układ o schemacie z rysunku B nie był testowany ani w Redakcji EdW, ani w Pracowni AVT. Niemniej podstawowa idea włączenia w szereg z żarówką mostka z diodą Zenera może się przydać w wielu innych zastosowaniach. Napięcie zasilające pojawia się wtedy, gdy żarówka świeci. W niektórych innych zastosowaniach takiego układu zasilającego potrzebne jest też napięcie przy wyłączonej żarówce. Aby także wtedy dostępne było napięcie zasilające, można wykorzystać rozwiązanie z **rysunku E**. Także w czasie, gdy żarówka jest wyłączona, obwód z niewielkim kondensatorem Cx dostarcza ilości energii, wystarczającej na przykład do pracy mikroprocesora. Prąd jest wyznaczony przez reaktancję pojemnościową kondensatora Cx, rezystor R_A ogranicza ewentualne udary prądowe, a R_B rozładuje kondensator po odłączeniu napięcia sieci. Natomiast po włączeniu żarówki za pomocą S1 zasilacz taki może dostarczyć prądu takiego jak prąd pracy żarówki.



Zdecydowana większość odpowiedzi trafnie opisywała działanie układu z rysunku B, jednak tylko mniej więcej połowa uczestników prawidłowo określiła jego zastosowanie. Inni stwierdzili, że nie domyślają się, do czego mógłby służyć układ o takim działaniu. Pojawiły się też odpowiedzi nietrafne. Jeden z uczestników stwierdził, że jest to *tester ciągłości włókna żarówki*. Byłby może sens budowy takiego układu, ale w tym przypadku wskazówką, że nie jest to taki tester, są długie czasy reakcji – trzeba byłoby zbyt długo czekać na odezwanie się brzęczyka.

Jeszcze inny uczestnik założył, że żarówka jest tylko elementem ograniczającym prąd. Dlatego zaproponował użycie żarówki *5W/230V, jest to żarówka z gwintem E14, o wymiarach ø15x35mm*, której prąd wynosi 22mA. Nie mogąc znaleźć zastosowania takiego układu stwierdził, *że po małej przeróbce taki układ znalazłby zastosowanie wszędzie tam, gdzie można zastosować pętlę FLL (Frequency Locked Loop)*.

Nagrody-upominki otrzymują:

Zbigniew Kupiec – Gdańsk,
Marcin Wojewódzki – Wojnowo
Michał G. – Bytom.

Wszyscy uczestnicy zostają dopisani do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

e-Bike, czyli rower elektryczny

Opisany w artykule pojazd to rower przerobiony na napęd elektryczny poprzez zamocowanie silnika elektrycznego o mocy 500W firmy UNITEMOTOR, a także elektroniki, opartej na układzie ATmega8, przy czym sterowanie silnika jest realizowane przez układ tranzystorowy. Pomysł na zbudowanie roweru narodził się pod koniec wakacji 2010 roku, kiedy poznałem Mikołaja Garcarka, który zaszczepił we mnie ideę pojazdów elektrycznych, gdyż jako 16-nastolatkowie, nie mieliśmy wielkiego wyboru co do korzystania z pojazdów spalinowych. Opis jego roweru był publikowany na łamach EdW ponad rok temu.

Opis budowy mechanicznej

Pierwszym etapem było znalezienie odpowiedniego roweru, a konkretnie ramy, która pozwalałaby na dogodne zamocowanie silnika, elektroniki, a także trzech akumulatorów o sporych gabarytach. Taką ramę udało się znaleźć... w garażu u cioci. Kolejnym problemem był zakup silnika. Silnik na pewno miał być o mocy 500W, zasilany napięciem 36V, o maksymalnym poborze prądu 15A i najlepiej pochodzić ze skutera elektrycznego. Rozważałem dwie opcje silnika: silnik w kształcie walca z mocowaniem przy rotorze (**fotografia 1**) lub silnik o rzekomo takiej samej mocy, lecz o gabarytach połowę mniejszych, który miał dobre mocowanie poprzez oryginalnie dopasowany płaskownik, co znacząco ułatwiało konstrukcję. Po zastanowieniu doszedłem do wniosku, że warto zakupić większy silnik i mieć pewność, że mam te 500 watów. Gdy zakupiłem silnik, nadszedł czas na wybór akumulatorów. Na pewno miały to być trzy sztuki 12-woltowe o pojemności 10-14Ah, połączone szeregowo, by dawały 36V.

Mój wybór padł na akumulatory firmy VIPOW o pojemności 14Ah. Teraz jednak odradzam ich zakup, gdyż nie trzymają swoich parametrów. Poleciłbym od razu więcej zainwestować i wybrać akumulatory litowo-jonowe, ponieważ:

- mają największą gęstość energii spośród akumulatorów wszystkich typów,
- umożliwiają bardzo szybkie ładowanie,
- mają niskie samorozładowanie,
- są przyjazne dla środowiska.

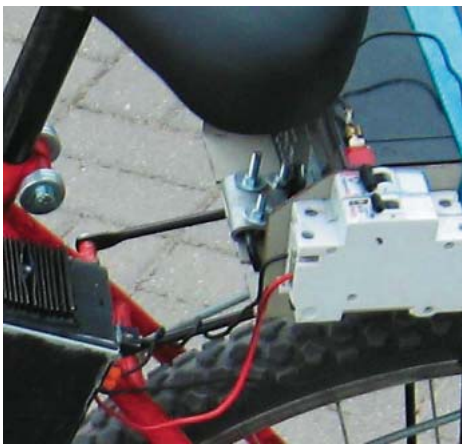
Kolejnym krokiem było przemyślenie mocowania silnika i akumulatorów. Akumulatory postanowiłem zamocować na bagażniku rowerowym, który wzmocniłem, dodając pręty gwintowane (**fotografia 2**). Takie rozwiązanie znacząco poprawiło stabilność stelaża, a także jego wytrzymałość. Następnie poszukiwałem jakiegoś mocowania do akumulatorów. W tym celu udałem się na pobliskie złomowisko, gdzie mając szczęście, trafiłem na spory kawałek uformowanej stali, który następnie wykorzystałem do mocowania silnika. Zakupione akumulatory żelowe idealnie pasowały do znalezionego stelaża. Cała konstrukcja z akumulatorami jest przymocowana przez cztery śruby i płaskownik pod siedzeniem do konstrukcji bagażnika rowerowego (**fotografia 3**). Aby zapewnić lepszą stabilność akumulatorów, elementy stelaża są dociśnięte do bagażnika. Silnik został zamocowany z pozostałości po zbudowaniu „bagażnika akumulatorowego". Do zamocowania silnika zostały wywiercone otwory do mocowania silnika (fotografia 1), a także mocowanie do ramy (**fotografia 4**). Jak widać na zdjęciu, silnik jest mocowany pionowo na obejmach do mocowania rur, które utrzymują silnik w osi łańcucha, pozwalają na regulację kąta pracy łańcucha.

Kolejnym elementem mocowania jest śruba, która podciąga silnik ku górze i zapewnia regu-

Fot. 1 Mocowanie silnika do stelaża

Fot. 2 Mocowanie akumulatorów

Fot. 3 Mocowanie stelaża akumulatorów



drenie, brak diody Zenera w obwodzie bramki, za mały prąd maksymalny tranzystorów.

Na obecnym, aktualnym sterowniku według rysunku 1 przejechałem ponad 150km i nadal działa bezproblemowo.

Osiągi. Poprzez zastosowanie niskooporowych MOSFET-ów i sterowania PWM uzyskujemy bardzo małe straty, więc nie tracimy niepotrzebnie energii na wytwarzanie ciepła. W moim układzie zastosowałem IRF1010 o napięciu 60V i prądzie do 84A. Rezystancja R_{DSon} wynosi tutaj 12mΩ=0,012Ω. Czyli nasze straty przy średnim poborze prądu ~3A, przy jakim spokojnie można jechać po prostej drodze z maksymalną prędkością 20-24km/h wynoszą

$P = I^2*R$

$P = 3^2*0,012\Omega$

$P = 0,108W$

Natomiast przy ruszaniu prąd skacze do około 10A, czyli straty wyniosą 1,2 wata. Gdy jedziemy pod dość stromą górkę, prąd jest w stanie podskoczyć chwilowo nawet do 30A, lecz średnio pod górkę jest 15–20A. Wprawdzie przy prądzie 30A straty wyniosą 10W, lecz do rozproszenia takiej mocy na tranzystorach wystarczą małe radiatory.

Według producenta silnik uzyskuje 2400RPM. Możemy założyć, że przy obciążeniu obroty maksymalne spadną do 2100RPM. A nasze przełożenie wynosi:

- na pierwszym stopniu przekładni 10:60=1/6
- na drugim stopniu mamy: 13:48~1/3,69

Czyli całkowita przekładnia wynosi 1:19,2. Obliczamy więc

2100RPM/19,2 = 216 RPM na kole.

Promień koła rowerowego to 32cm, więc można policzyć obwód $O=2\pi r$

$O=2*3,1415*32 \sim 2m$

Mając maksymalnie 216 obrotów na minutę uzyskujemy 216*2m=432m/minutę=25km/h. I dokładnie tyle samo wychodzi, gdy dokonywałem pomiarów za pomocą nawigacji GPS.

Akumulatory zastosowane w moim rowerze mają niby 14Ah, lecz wskutek wielu prób przy niskim przełożeniu trochę się zniszczyły i teraz według pomiarów mają realnie 10Ah. Można przyjąć, że jeździmy ze średnią prędkością 20km/h i że z akumulatora możemy pobierać 10A przez godzinę. Uśredniając pobór prądu i wliczając ukształtowanie terenu, a także warunki pogodowe, możemy założyć, że średnio będziemy pobierać 5A, a więc możemy jeździć rowerem przez 2 godziny. Więc jeśli w godzinę robimy średnio 20km, to przez 2h jesteśmy w stanie przejechać około 40km na jednym ładowaniu akumulatorów.

Akumulatory są ładowane ładowarką od skutera elektrycznego w połączeniu szeregowym (36V). Jednak podczas takiego ładowania szeregowego nie zawsze każdy akumulator jest naładowany jednakowo. Dlatego radziłbym do ładowania wykorzystać łączenie akumulatorów równolegle, a jeszcze lepiej niezależnie i ładować je maksymalnym prądem ładowania według dokumentacji technicznej danego akumulatora do napięcia pracy cyklicznej, czyli do 14,4 wolta lub do 15V.

R E K L A M A

Rady dla przyszłych twórców pojazdów elektrycznych

- Zastosuj jak największą przekładnię, lecz z rozsądkiem, ponieważ gdy przesadzimy, nie rozwiniemy prędkości powyżej 10km/h.
- Lepiej byłoby zastosować przekładnie pasowe, gdyż napęd łańcuchowy jest bardzo głośny a także stratny.
- Użyj silnika bezszczotkowego, ponieważ silniki bezszczotkowe są dużo bardziej trwałe i niezawodne, co wynika z wyeliminowania konstrukcji szczotek, które są najczęstszą przyczyną awarii w zwykłych silnikach. Eliminacja szczotek zapewnia wyższą kulturę pracy silnika, a także wyższą sprawność energetyczną.
- W miarę możliwości użyj akumulatorów litowo-jonowych (Li-ion), a nie kwasowo-ołowiowych.

Wykaz elementów

Rezystor 1kΩ	3szt
Rezystor 10Ω	2szt
Kondensator 100nF	7szt
Potencjometr 10k	2szt
Kondensator 100...1000nF/min. 160V	1szt
Kondensator 100uF/25V	1szt
Kondensator 2200uF/25V	1szt
Kondensator 4700uF/50V	1szt
Filtr LC dla procesora	1szt
Dowolna dioda LED	1szt
Dioda Zenera 15V	2szt
Dioda Schottky'ego MBRFI635 (lub podobna)	2szt
Dioda MUR860	2szt
Dioda MUR3060	1szt
MOSFET IRF1010	2szt
Stabilizator 7805	szt
Driver MOSFET-ów UCC37322/TC4422 (dip8)	1szt
ATmega8	1szt
Wyśw. LCD alfanumeryczny 2x16 znaków	1szt
Hallotron/manetka ze skutera elektrycznego	1szt

Podsumowanie

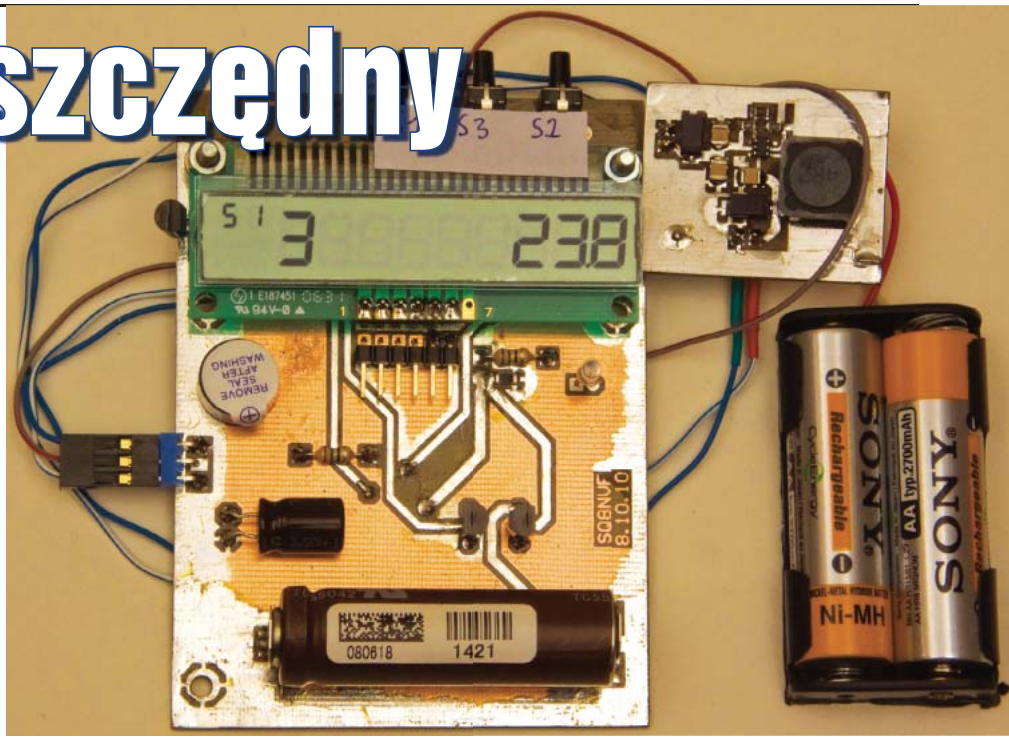
Faktem jest, że pojazdy elektryczne i hybrydowe są przyszłością cywilizacji. Zastosowanie innowacyjnych technologii w pojazdach pozwoli zaoszczędzić spore sumy pieniędzy, a także chronić środowisko w przypadku przejścia na pojazdy elektryczne. Już teraz budowa pojazdów elektrycznych może być uzasadniona ekonomicznie. Koszt budowy mojego roweru, pomijając robociznę, wyniósł około 500zł, a budowa trwała około roku z sporymi przerwami.

Na koniec chciałbym złożyć podziękowania następującym osobom:

- Mariuszowi Szczepańskiemu, za rady odnośnie do rozwiązań mechanicznych, a także pomoc w pospawaniu zębatek i stelażu silnika.
- Mikołajowi Garcarkowi, za kilka części, a także pomoc w pisaniu programu.
- Krzysztofowi Jaworskiemu, za rady dotyczące rozwiązania problemu palenia tranzystorów.
- Rodzicom za wsparcie i pomoc finansową.

Alex Paul
karek314@gmail.com

Energooszczędny miernik stężenia tlenku węgla



Każda dłuższa fala chłodu w okresie jesienno-zimowym skutkuje przykrymi informacjami w mediach – zatrucia czadem. Wystarczy kilka dni nagłego spadku temperatury i wiele rodzin w celu dogrzania pomieszczeń uruchamia różnego rodzaju grzejniki i piecyki bez sprawdzenia ich stanu technicznego, drożności kanałów spalinowych, czy też w bardziej desperackich próbach stosuje urządzenia, które dawno powinny wylądować na złomowisku... Ale nawet najlepsza instalacja może kiedyś zawieść.

Tlenek węgla jest gazem bardzo niebezpiecznym dla organizmu. Ze względu na swoje działanie nazywany jest cichym zabójcą – jest bezwonny, bezbarwny, bez smaku, nie szczypie w oczy. Swą toksyczność zawdzięcza około 250–300 razy większemu powinowactwu do hemoglobiny w stosunku do tlenu. Połączenie CO z hemoglobiną (karboksyhemoglobina) jest trwalsze od jej podstawowego połączenia tlenu z hemoglobiną (oksyhemoglobiny). Dochodzi w ten sposób do zmniejszenia ilości dostarczanego tlenu i w konsekwencji do niedotlenienia tkanek, co może doprowadzić do śmierci. CO jest gazem o gęstości 1,15 kg/m^3, a w połączeniu z gazami niepełnego spalania, głównie z CO_2 tworzy mieszaninę, która zbiera się w dolnych partiach pomieszczeń. Co więcej tlenek węgla jest gazem zapalnym i tworzy z powietrzem mieszaniny wybuchowe w szerokim zakresie 12,5–70% obj. W zależności od stężenia wywołuje objawy opisane w **tabeli 1**.

Większość czujników obecnie stosowanych do wykrywania czadu jest prostymi sygnalizatorami akustyczno-optycznymi przekroczenia pewnego poziomu CO (zwykle 150ppm). Droższe wersje zawierają wyświetlacz LCD podający stężenie gazu. Dawniej stosowano czujniki z platyną jako katalizatorem. Jednak ze względu na dużą ilość energii, potrzebną do podgrzewania, są wypierane przez czujniki elektrochemiczne. W opisywanym układzie zastosowano czujnik firmy FIGARO typu TGS5042 o małym poborze prądu. Mimo, że cena gotowych mierników jest niższa od prezentowanego rozwiązania, dodatkowe funkcje rekompensują tę wadę. Główne cechy miernika:

- zakres >1000 ppm,
- autotest,
- dwa progi alarmowe z sygnalizacją dźwiękową,
- korekcja czułości uwzględniająca temperaturę otoczenia,
- termometr,
- pomiar wartości max i średniej,
- zasilanie napięciem w przedziale 1–4,5V,
- pobór prądu między pomiarami ok. 75uA.

Czujnik elektrochemiczny

Czujnik tlenku węgla TGS5042 jest elektrochemicznym źródłem prądu. Wyglądem przypomina baterię R6. Składa się z dwóch elektrod – jednej zewnętrznej w kształcie cylindra i stanowiącej zarazem obudowę (counter electrode – katoda) oraz drugiej węższej z trzema otworkami dla gazu, włożonej w cylinder (working electrode – anoda). Elektrolitem jest słaby roztwór alkaliczny składający się z mieszaniny KOH, $KHCO_3$ oraz K_2CO_3. Gdy cząsteczka tlenku węgla przechodzi przez otwór i dociera do anody, wchodzi w reakcję z elektrolitem, generując elektron:

$CO + 2OH^- \rightarrow CO_2 + H_2O + 2e^-$

$CO + 2HCO_3 \rightarrow 3CO_2 + H_2O + 2e^-$

$CO + CO_3^{2-} \rightarrow 2CO_2 + 2e^-$

Przy zwarciu anody z katodą, na katodzie zachodzi reakcja wychwycenia elektronu:

$\frac{1}{2} O_2 + H_2O + 2e^- \rightarrow 2OH^-$

$\frac{1}{2} O_2 + 2CO_2 + H_2 + 2e^- \rightarrow 2HCO_3$

$\frac{1}{2} O_2 + CO_2 + 2e^- \rightarrow CO_3^{2-}$

Natężenie elektronów wytwarzanych przez reakcję z tlenkiem węgla jest proporcjonalne do stężenia tego gazu. TGS5042 ma podaną czułość: jest to natężenie prądu przy stężeniu 300ppm CO. Fabryczna kalibracja pozwala na zachowanie dokładności pomiarów ±20%.

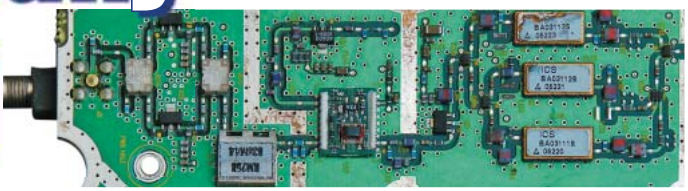
Czujnik ma bardzo dobrą liniowość <5% w zakresie do 500ppm, przewidywany czas pracy (do wyparowania elektrolitu) ok. 7 lat, bardzo małą wrażliwość na inne gazy i wilgotność. Podawana przez producenta tabela zmian czułości pod wpływem temperatury umożliwia łatwą kompensację tego błędu.

Tabela 1

Stężenie			Objawy/uwagi
ppm	%	mg/m^3	
9	0,0009	10	Maksymalne dopuszczalne stężenie ośmiogodzinne (EPA i ASHRAE)
20	0,0026	23	NDS – najwyższe dopuszczalne stężenie (10 mg/m^3 w domu)
35	0,0035	30	Maksymalne stężenie przy ciągłym oddziaływaniu przez 1 godzinę (EPA i ASHRAE)
50	0,005	40	Maksymalne stężenie ośmiogodzinne (OSHA)
100	0,01	115	Próg włączenia detektorów
102	0,0102	117	NDSCh (chwilowe)
200	0,02	230	W ciągu 2 ~ 3 godzin: lekki ból głowy, zmęczenie, zawroty głowy, nudności. UL2034 dopuszcza maksymalny czas oddziaływania 35 min.
400	0,04	460	W ciągu 1 ~ 2 godzin: silny ból głowy, po 3 godzinach: zagrożenie życia. UL2034 dopuszcza maksymalny czas oddziaływania 15 min.
800	0,08	920	W ciągu 45 min: zawroty głowy, nudności, drgawki. Śmierć w ciągu 2 ~ 3 godzin
1600	0,16	1840	Śmierć w ciągu 1 godziny
6400	0,64	7360	Śmierć w ciągu 15 minut
12800	1,12	14720	Śmierć w ciągu 3 minut

Układy przemiany częstotliwości

część 1



Mieszacz jest jednym z najważniejszych elementów każdego urządzenia radiowego. Realizuje on funkcję „dodawania" i „odejmowania" częstotliwości radiowej i częstotliwości heterodyny, czyli oscylatora przemiany częstotliwości. Na wyjściu mieszacza jest i suma i różnica częstotliwości, a wybór jednego z produktów mieszania wykonywany jest w filtrze, nazywanym filtrem pośredniej częstotliwości. Zmieniając częstotliwość oscylatora przestrajanego (heterodyny), można przetworzyć sygnały radiowe o różnych częstotliwościach wejściowych na stałą częstotliwość pośrednią.

Mieszacze w układach radiowych są niezbędne, ponieważ nie jesteśmy w stanie wykonać przestrajanego filtru wejściowego LC o dobrych parametrach. Przykładowo w przypadku emisji SSB (sygnału jednowstęgowego fonicznego) wymagałoby to zastosowania przestrajanych filtrów o bardzo wąskiej, stałej szerokości pasma 2400Hz. Dodatkowy problem pojawiłby się w przypadku, gdyby urządzenie miało odbierać (nadawać) więcej niż jedną emisję, tzn. nie tylko SSB, ale też CW, AM i FM – każda z tych emisji wymaga filtru o innej szerokości przenoszonego pasma. Wykonanie wąskopasmowego filtru, przestrajanego w paśmie nawet kilkudziesięciu kHz, już przy częstotliwości odbieranej powyżej kilkuset kHz jest w praktyce niemożliwe. Problemy rosną ze wzrostem częstotliwości odbieranej. Dlatego też w układach radiowych powszechnie stosujemy przemianę częstotliwości odbieranej na stałą częstotliwość pośrednią i wykonujemy filtr częstotliwości pośredniej o wymaganych parametrach takich jak: szerokość pasma przepuszczania, tłumienie w paśmie zaporowym, impedancja wejściowa i wyjściowa. Filtry takie wykonuje się obecnie zwykle z elementów piezoelektryczne, w tym z rezonatorów kwarcowych. Zaletą rezonatorów kwarcowych jest ich duża dobroć, umożliwiająca konstrukcję filtrów o bardzo wąskich pasmach przepuszczania, potrzebnych szczególnie w przypadku emisji telegraficznych czy SSB. W wielu układach, dla zapewnienia wymaganej selektywności, stosuje się więcej niż jedną, najczęściej podwójną przemianę (mieszanie) częstotliwości. Bardzo wysokie wymagania stawiane są pierwszemu mieszaczowi, gdyż pracuje on z sygnałami z szerokiego zakresu częstotliwości i o bardzo dużym zakresie amplitud. W przypadku układów z większą liczbą przemian częstotliwości, dalsze mieszacze znajdują się już po filtrach wyjściowych poprzednich przemian i zazwyczaj mają mniejszy zakres zmian wielkości sygnałów wejściowych na skutek objęcia stopni poprzedzających automatyczną regulacją wzmocnienia (ARW, ang. AGC). Wskazane jest stosowanie jak najmniejszej liczby przemian częstotliwości. Wynika to m.in. z analizy szumów całego układu. Szumy mieszacza (nawet bardzo starannie zaprojektowanego) będą zawsze wyższe niż szumy wzmacniacza. Dodatkowo, źródłem szumów przemiany jest również sam oscylator.

Funkcję mieszacza częstotliwości może teoretycznie pełnić każdy element nieliniowy, np. dioda, tranzystor lub sterowany elektronicznie włącznik np. multiplekser. W praktyce układy mieszaczy częstotliwości są znacznie bardziej rozbudowane. W poniższym artykule opisane są różne układy przemiany częstotliwości, które mogą znaleźć zastosowanie w urządzeniach radiowych na fale krótkie. Celem tego artykułu jest pokazanie kilku rozwiązań mieszaczy używanych w technice radiowej wraz ze sposobami optymalizacji układu. W artykule opisano różne rodzaje mieszaczy, wypróbowane w praktyce przez autora.

Podstawowe parametry mieszaczy częstotliwości

Podstawowymi parametrami mieszacza są: odporność na modulację skrośną – IIP3, stopień zrównoważenia, wzmocnienie lub strata przemiany, współczynnik szumów, zakres częstotliwości pracy, izolacja poszczególnych sygnałów pomiędzy poszczególnymi wrotami mieszacza i poziom kompresji jednodecybelowej mieszacza. Wysoka wartość parametru IIP3 jest bardzo ważna, gdyż mówi ona o odporności na silne sygnały. Mała wartość parametru IIP3 może spowodować powstawanie produktów intermodulacji, które są nie do odróżnienia od sygnałów użytecznych, a zakłócają odbiór sygnałów właściwych. Wartość współczynnika szumów mieszacza i straty (wzmocnienie) przemiany mieszacza wyznaczają minimalny poziom sygnału, jaki możemy odebrać. Izolacja pomiędzy poszczególnymi wrotami mówi nam o przenikaniu sygnału pomiędzy poszczególnymi wrotami i powinna być jak największa, wartość izolacji zmienia się dość silnie z częstotliwością. Rodzaj zastosowanego układu przemiany częstotliwości jest bardzo ważny, gdyż w bardzo dużym stopniu wpływa na parametry całego urządzenia radiowego.

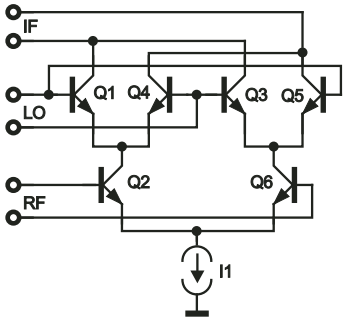
Rodzaje mieszaczy

Mieszacze częstotliwości możemy podzielić na mieszacze aktywne i pasywne. Wyprowadzenia mieszacza nazywa się wrotami (ang. *port*). Każdy mieszacz ma trzy wrota: sygnałów wejściowych RF – *radio frequency*, sygnału heterodyny LO – *local oscillator* i pośredniej częstotliwości IF – *intermediate frequency*.

Mieszacze aktywne. Przykładem mieszaczy aktywnych są mieszacze tranzystorowe, np. w postaci komórki Gilberta, będącej analogowym układem mnożącym. Schemat komórki Gilberta bez elementów polaryzacji tranzystorów pokazano na **rysunku 1**. Przykładem układów wykorzystujących komórkę Gilberta są układy NE602, UL1042, MC1496 czy AD831. Mieszacze te mają wzmocnienie przemiany, to znaczy sygnał na wyjściu mieszacza ma większy poziom niż na jego wejściu. Wykonuje się również mieszacze aktywne w innym układzie niż komórka Gilberta, jednak z pewnymi bardzo nielicznymi wyjątkami, nie są one dostępne w formie układu scalonego. Główną zaletą użycia komórki Gilberta jest możliwość wyeliminowania transformatorów symetryzujących i łatwość wykonania w postaci scalonej. Mieszacz na komórce Gilberta można sterować zarówno sygnałami symetrycznymi, jak i asymetrycznymi. Mieszacze aktywne pracują jednokierunkowo, to znaczy wejście i wyjście mieszacza nie mogą być zamieniane miejscami.

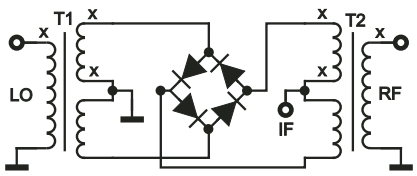
Mieszacze pasywne. Drugim rodzajem mieszaczy są mieszacze pasywne. Układy te pracują dwukierunkowo i ich wejście może również pełnić funkcję wyjścia – sygnał podlegający przemianie można podawać zarówno na wrota RF, jak i IF. Przykładem mieszaczy pasywnych są często stosowane kiedyś na falach krótkich mieszacze z diod Schottky'ego połączonych w pierścień, tzw. mieszacze pierścieniowe. Schemat mieszacza podwójnie zrównoważonego na diodach Schottky'ego

Rys. 1



Top www LARO www.laro.com.pl części elektroniczne

pokazano na **rysunku 2**. Wszystkie diody w tym mieszaczu muszą mieć jak najbliższe sobie parametry. Mieszacze tego typu są nadal bardzo powszechnie stosowane w torach radiowych urządzeń odbiorczych i nadawczych, szczególnie na fale ultrakrótkie i mikrofale. Układy mieszaczy diodowych nie wymagają własnego zasilania. Moc sygnału oscylatora, wymagana do prawidłowej pracy tych mieszaczy, wynosi od około 7mW do nawet 1W. Im większa moc oscylatora, tym lepsze parametry odporności na modulację skrośną ma mieszacz, ale jednocześnie tym trudniej ekranować układ. Mieszacze o dużej wymaganej mocy heterodyny nazywa się mieszaczami wysokopoziomowymi. Układy mieszaczy diodowych, a ogólniej mówiąc pasywnych, wymagają starannego dopasowania, szczególnie na wrotach pośredniej częstotliwości (IF) w torze odbiornika. W torze nadajnika dopuszczane są większe zniekształcenia intermodulacyjne mieszacza, gdyż głównym ograniczeniem są zniekształcenia intermodulacyjne wnoszone przez wzmacniacz mocy nadajnika (PA). Do dopasowania wrót oscylatora przestrajanego mieszacza diodowego zwykle stosuje się tłumik o wartości od 3 do 6dB. Na wrotach pośredniej częstotliwości IF stosuje się najczęściej układ dipleksera ze wzmacniaczem dopasowującym. Tego rodzaju układ będzie opisany w dalszej części artykułu. Rodzajem mieszaczy pasywnych są mieszacze na kluczach cyfrowych lub multiplekserach. Układy te pracują dwukierunkowo, podobnie jak klasyczne mieszacze pasywne, ale wymagają napięcia zasilającego, ze względu na obecność w układach bramek logicznych. Mieszacze na kluczach cyfrowych wykazują szereg zalet w stosunku do mieszaczy diodowych, są nimi głównie lepsza odporność na modulację skrośną i mniejsza moc heterodyny, potrzebna do wysterowania mieszacza – mieszacze te są sterowane napięciowo. Mieszacze pasywne są również same z siebie źródłem zakłóceń i wymagają starannego ekranowania, szczególnie gdy układ ma pośrednią w zakresie częstotliwości radiowych. Mieszacze pasywne wymagają filtrów o impedancji równej impedancji mieszacza, czyli najczęściej 50Ω. Mieszacze pasywne na multiplekserach nie wymagają dopasowania w torze LO. Nie jest żadnym problemem obniżenie złym dopasowaniem parametru IIP3 mieszacza nawet o ponad 20dBm!



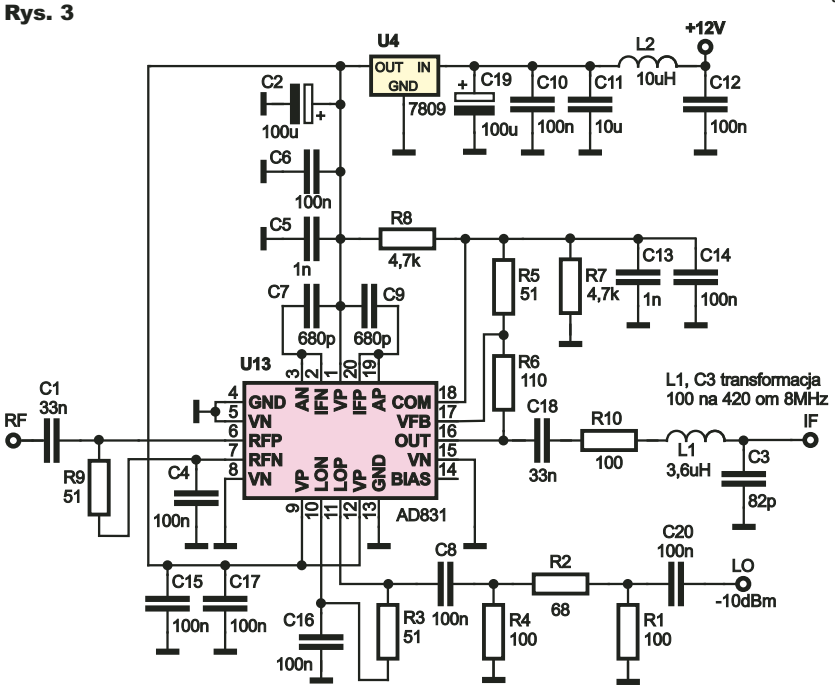
Rys. 2

Stopień zrównoważenia mieszacza. Mieszacze możemy również podzielić na mieszacze niezrównoważone i zrównoważone. Najczęściej wykonuje się mieszacze podwójnie zrównoważone, nieco rzadziej pojedynczo zrównoważone, a zdecydowanie najrzadziej potrójnie zrównoważone.

W mieszaczach niezrównoważonych sygnał heterodyny przechodzi na wyjście mieszacza. Przykładem są tu mieszacze na pojedynczej diodzie lub tranzystorze. Natomiast mieszacze zrównoważone tłumią część z produktów mieszania, np. z parzystymi wielokrotnościami częstotliwości heterodyny, mają również izolację pomiędzy wrotami. Im większy jest stopień zrównoważenia mieszacza, tym mniej niepożądanych produktów przemiany ma on na wyjściu. Układy niezrównoważone diodowe stosuje się obecnie tylko na wysokie pasma mikrofalowe, a w przypadku fal krótkich wykonuje się je tylko na pojedynczych tranzystorach dwubramkowych, będących w istocie połączeniem dwóch tranzystorów w układzie kaskodowym, gdyż tylko w ten sposób można uzyskać wymaganą izolację pomiędzy wejściem mieszacza a torem oscylatora przemiany częstotliwości.

Mieszacz na układzie AD831. Schemat mieszacza na układzie AD831 pokazany jest na **rysunku 3**. Mieszacz ten wykonany jest w konfiguracji komórki Gilberta, układ jest więc podwójnie zrównoważony. Układ AD831 ma szereg zalet w porównaniu do innych układów tego typu, jak UL1042 czy SA612. Główna zaleta to bardzo dobra odporność na modulację skrośną, parametr IIP3 wynosi +23dBm i pod względem odporności na modulację skrośną znacznie przewyższa układ NE612 (wykonany też na komórce Gilberta), którego parametr IIP3 wynosi zaledwie –15dBm. Układ AD831 wymaga w zakresie fal krótkich sygnału heterodyny na poziomie –20dBm, a na zakresie UKF – 10dBm. Tak niski poziom heterodyny zmniejsza niebezpieczeństwo przenikania sygnałów pomiędzy poszczególnymi blokami układu i zmniejsza wymagania na skuteczność ekranowania. Podobną wartość współczynnika IIP3 uzyskują mieszacze diodowe przy poziomie sygnału heterodyny wynoszącej 50mW, przy czym, w przeciwieństwie do mieszacza na układzie AD831, są wrażliwe na dopasowanie. Złe dopasowanie wrót IF w mieszaczach diodowych powoduje obniżenie parametru IIP3. Zdaniem autora, odbiorniki o wartości parametru IIP3 mniejszym od +5dBm są kłopotliwe w użyciu, szczególnie w warunkach miejskich, gdzie poziom zakłóceń jest wysoki. Dobra odporność na modulację skrośną układu AD831 została uzyskana dzięki optymalizacji punktu pracy tranzystorów układu scalonego, jednak okupione to zostało dużym poborem prądu, wynoszącym około 100mA przy 9V zasilania. Układ ten podczas pracy jest wyraźnie ciepły. Układ AD831 ma możliwość pracy zarówno z sygnałami symetrycznymi, jak i asymetrycznymi, ma również wysoką izolację pomiędzy poszczególnymi wrotami. W prezentowanym układzie AD831 pracuje jako asymetryczny, co upraszcza budowę – nie ma elementów symetryzujących (transformatorów). Współczynnik szumów mieszacza AD831 równy jest około 10,5dB na zakresie KF, co jest wartością większą o około 4dB od mieszacza diodowego. W praktyce jednak różnica jest mniejsza, gdyż następujący po mieszaczu diodowym układ wzmacniacza tranzystorowego ma również swoje szumy, a mieszacz na układzie FST czy diodowym tłumi sygnał o około 4–7dB. Bardzo wygodnym rozwiązaniem zastosowanym w układzie AD831 jest zastosowanie na jego wyjściu wzmacniacza w układzie wtórnika napięciowego o bardzo niskiej rezystancji wyjściowej, dzięki czemu układ może być bardzo łatwo dopasowany do impedancji wyjściowej filtru przez zastosowanie tylko jednego opornika o oporności równej

Rys. 3



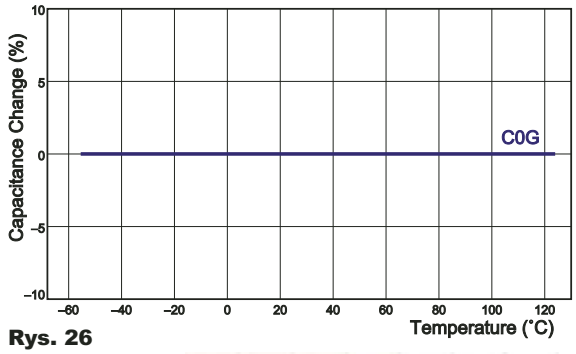
Elektronika (nie tylko) dla informatyków

Elementy i układy elektroniczne wokół mikroprocesora

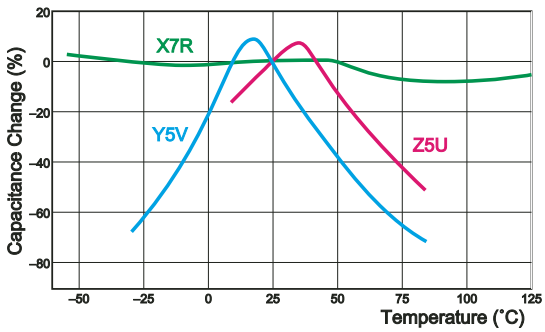
Wykład 4 – Kondensatory ceramiczne

W poprzednim odcinku zasygnalizowałem, że w oznaczeniu EIA kondensatorów ferroelektrycznych trzeci znak w oznaczeniu to nie jest tolerancja, która jest rozumiana jako odchyłka od wartości nominalnej „w spoczynku".

Otóż „tolerancja spoczynkowa" zwykle oznaczana jest za pomocą oddzielnej, dodatkowej litery. Jest tu jednak pewien kłopot, bo oznaczenia nie są jednakowe. W **tabeli 3** kolorem niebieskim podane jest znaczenie liter według norm europejskich. Ale niektórzy producenci stosują



Rys. 26



Fot. 25

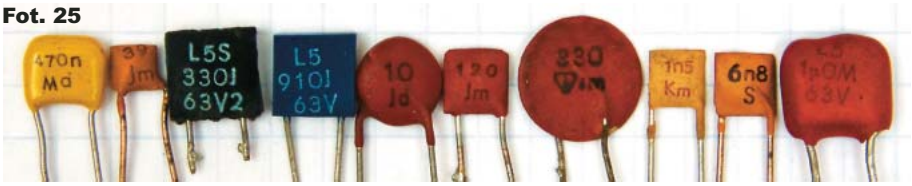


Tabela 3 – Różne sposoby oznaczania tolerancji

	Europa	USA (EIA)	
A		±0,05pF	±0,1%
B	±0,1%	±0,1pF	±0,25%
C	±0,25%	±0,25pF	
D	±0,5%	±0,5pF	±0,5%
E	±0,005%	±0,5%	
F	±1%	±1%	±1%
G	±2%	±2%	±2%
H	±2,5%	±3%	
J	±5%	±5%	±5%
K	±10%	±10%	±10%
L	±0,01%	*±15%	
M	±20%	±20%	±20%
N	±30%	*±30%	±30%
P	±0,02%	*–0/+100%	
Q	–10+30%		
S	–20+50%	*–20/+50%	–10/+30%
T	–10+50%		–10/+50%
V			–10/+20%
W	±0,05%	*–0/+200%	
X		*–20/+40%	
Z	–20+80%	–20/+80%	–20/+80%

też inne kody, gdzie poszczególne litery mają inne znaczenie. Kolorem czerwonym podane są oznaczenia według amerykańskiego stowarzyszenia EIA, spośród których te wyróżnione gwiazdką nie są przyjęte przez ogół tamtejszych producentów. W trzeciej kolumnie podane są oznaczenia stosowane przez pewną znaną firmę. Zielonym tłem wyróżnione są wartości wspólne.

Według niektórych firm, litery B, C, D dla pojemności do 10pF oznaczają tolerancję w pikofaradach, a dla kondensatorów >10pF taką samą liczbową wartość w procentach. Inne źródła podają, że tolerancja bywa też oznaczana za pomocą kolorowej kropki lub paska według poniższego zestawienia:

mała pojemność		większa pojemność	
czerwony	±0,25pF	brązowy	±1%
zielony	±0,5pF	czerwony	±2%
biały	±1pF	zielony	±5%F
		biały	±10%
		czarny	±20%
		szary	–20%/+50%

W praktyce często mamy do czynienia z kondensatorami o tolerancji, oznaczonej literami J, K, M, S (5%, 10% i 20%, –20%/+50%) – **fotografia 25**, rzadko z literami F, G (1%, 2%).

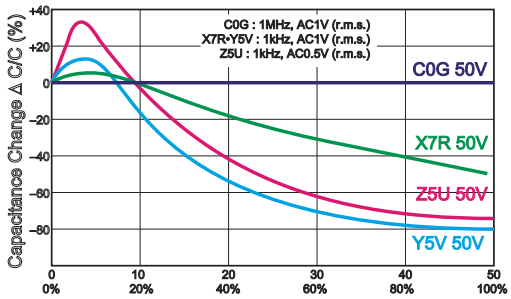
W przypadku kondensatorów klasy 1 sprawa tolerancji jest jasna. Przykładowo kondensator C0G (NP0) 1000pF może mieć tolerancję, np. 5% (±5%), oznaczoną literą J, czyli „wartość spoczynkowa" może będzie wynosić od 950...1050pF. Pod wpływem temperatury pojemność zmieni się tylko o ułamek procenta, o mniej niż 10pF. Tu nie ma wątpliwości.

W przypadku kondensatorów ferroelektrycznych zagadnienie jest bardziej złożone. Jeślibyśmy zmierzyli ich pojemność w „warunkach standardowych", czyli w temperaturze pokojowej i bez polaryzującego napięcia stałego, to rozrzut wartości elementów okaże się niezbyt duży, na przykład ±10% (K), ±20% (M) czy –20...+50% (S). Jednak pod wpływem temperatury i przyłożonego napięcia (stałego) pojemność kondensatora ferroelektrycznego może zmienić się o dużo więcej, niż wynosi jego tolerancja.

Co ważne, w przypadku niestabilnych kondensatorów ferroelektrycznych nie można mówić o współczynniku cieplnym, ponieważ zmiany pojemności są ogromne i nieliniowe. **Rysunek 26** pokazuje porównanie zależności temperaturowych popularnych kondensatorów C0G, X7R, Y5V, Z5U. Jak widać, te ostatnie zachowują dużą (nominalną) pojemność tylko w zakresie temperatur pokojowych, a i przy wzroście, i przy zmniejszaniu temperatury, pojemność zdecydowanie maleje. Z kolei **rysu-**

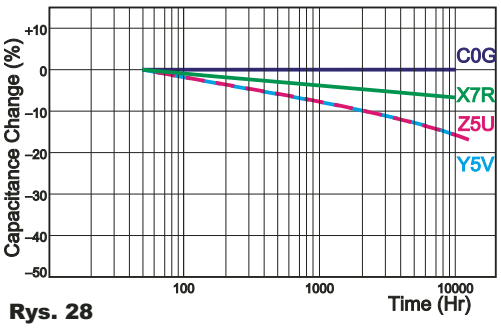
Top www
www.sigma.krakow.pl
Zaciskanie złączy na przewodach od 0,0123mm²!!!
Wiązki kablowe
Transformatory
Cewki i dławiki

nek 27 pokazuje zależność pojemności od napięcia stałego, występującego na okładkach. „Prawdziwy" kondensator C0G w ogóle nie reaguje na polaryzujące napięcie stałe. Natomiast ceramika ferroelektryczna traci przenikalność i pojemność drastycznie maleje. Na rysunku 27 pokazane są bezwzględne wartości napięcia w woltach dla kondensatorów o napięciu nominalnym 50V, ale dodatkowo zamieszczona jest też skala procentowa. Aby zmiany pojemności nie były tak duże, można zastosować kondensatory o wyższym napięciu nominalnym.

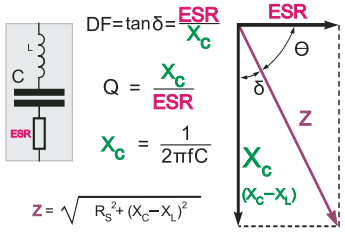


Rys. 27

To nie koniec problemów: **rysunek 28** pokazuje problem starzenia. Znów kondensatory C0G okazują się znakomite. Natomiast w ferroelektrycznych występuje logarytmiczna zależność utraty pojemności, dlatego nie podaje się utraty pojemności na rok, tylko utratę pojemności *w procentach na dekadę*, czyli przy dziesięciokrotnym zwiększeniu czasu. Rysunek wskazuje, iż ferroelektryki o najwyższej przenikalności mogą utracić do 15% swej pojemności po 10000 godzinach czyli po roku i dwóch miesiącach. Trzy ostatnie rysunki pochodzą z katalogów renomowanej firmy MuRata. Kondensatory ferroelektryczne innych producentów mogą mieć znacząco gorsze parametry. Na przykład spotyka się informacje, że kondensatory X7R i X5R wykazują utratę pojemności 1,5...4% na dekadę, natomiast typu Z5U czy Y5V nawet 5...10%/dekadę.



Rys. 28



Rys. 29

Wszystkie te informacje świadczą, że kondensatory ferroelektryczne typu 2 i 3 nie nadają się do żadnych zastosowań, wymagających stabilności. W takich zastosowaniach mogą pracować tylko kondensatory ceramiczne typu 1, w praktyce C0G (NP0). Jednak to głównie kondensatory ferroelektryczne są produkowane w miliardach egzemplarzy na rok. Są one powszechnie używane w obwodach zasilania jako kondensatory odsprzęgające, filtrujące zasilanie, a często także jako kondensatory sprzęgające, których zadaniem jest przepuścić sygnały zmienne, a oddzielić składową stałą. Współczesny laptop czy odbiornik telewizyjny zawiera mniej więcej 700...1000 sztuk kondensatorów ceramicznych, oczywiście w wersji SMD.

Oprócz wspomnianych wad, związanych z niestabilnością parametrów, w kondensorach ferroelektrycznych znaczący jest też problem strat. Problem strat w dielektryku występuje we wszystkich rzeczywistych kondensatorach. Jednak można uznać, że w kondensatach typu 1 straty te są bardzo małe, dobroć – bardzo duża, co w większości zastosowań pozwala zapomnieć o problemie. Natomiast w kondensatorach ferroelektrycznych straty są kilkadziesiąt razy większe. Przy zmianach naelektryzowania ferroelektryka znacząca część energii elektrycznej zamienia się na ciepło. Przy przebiegach zmiennych kondensator zachowuje się tak, jakby zawierał w środku dodatkową rezystancję. Dodatkowego wbudowanego opornika tam nie ma, ale występują straty ciepła w dielektryku, co zwykle przedstawiane jest jako zastępcza rezystancja szeregowa ESR. Oprócz niepożądanej rezystancji strat, w kondensatorze występuje też pasożytnicza indukcyjność, związana z budową kondensatora, zwłaszcza z długością jego wyprowadzeń. W rezultacie schemat zastępczy kondensatora zazwyczaj przedstawiany jest tak, jak na **rysunku 29**. Wypadkowa reaktancja jest różnicą między reaktancją pojemnościową X_C i reaktancją indukcyjną X_L, a w związku z przesunięciem fazy, impedancję Z, czyli oporność całkowitą, przedstawia się jako wielkość wektorową.

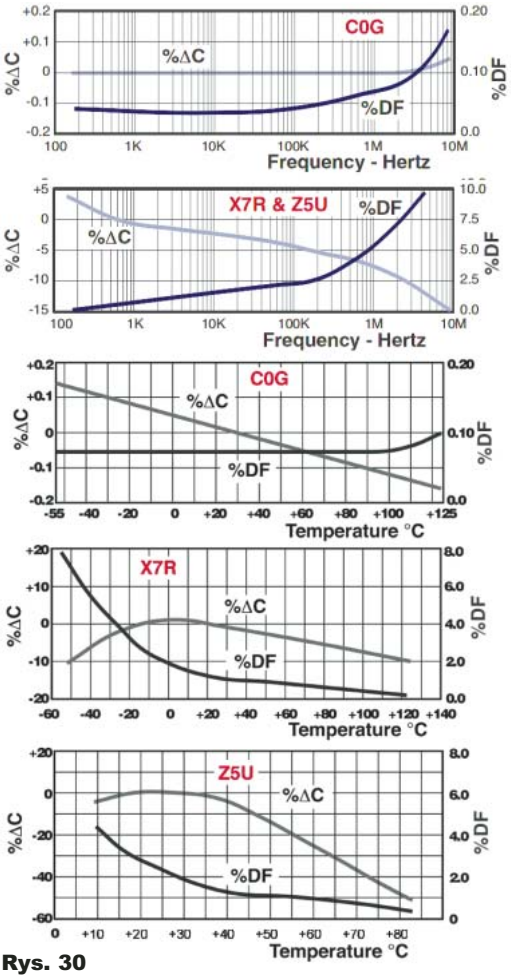
W praktyce straty można charakteryzować na kilka sposobów. Można np. podać wartość rezystancji zastępczej ESR. Można podać wartość dobroci Q, która jest stosunkiem reaktancji X do rezystancji ESR (Q = X / ESR). W przybliżeniu bierze się tu wartość reaktancji pojemnościowej X_C, jednak ściślej biorąc, należałoby wziąć wartość różnicy reaktancji ($X = X_C - X_L$).

Można wreszcie podać wartość współczynnika strat (DF – *Dissipation Factor*), który jest jednocześnie tangensem kąta δ. Współczynnik strat DF (tangens δ) to po prostu odwrotność dobroci:

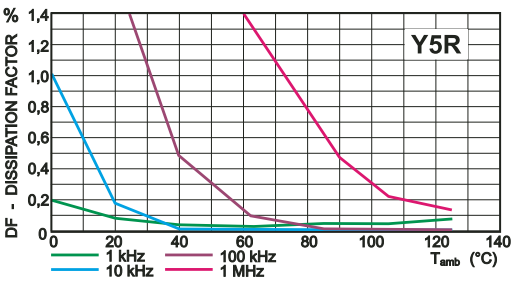
$DF = \tan\delta = 1/Q$

Wartość współczynnika strat DF najczęściej podaje się w procentach.

W przypadku kondensatorów typu 1 straty są małe i w katalogach zwykle podaje się



Rys. 30



Rys. 31 wartość dobroci, która jest rzędu 1000, co znaczy, że współczynnik strat jest mały, rzędu 0,1%. W kondensatorach typów 2 i 3, np. X7R i Z5U, współczynnik strat DF jest rzędu, odpowiednio 2,5% i 4%, co znaczy, że ich dobroć Q jest rzędu odpowiednio 40 i 25.

Podana w katalogu wartość współczynnika strat DF nie jest do końca miarodajna. Jest ona zmierzona w określonych warunkach przy jednej częstotliwości (dla C do 1nF przy f = 1MHz, dla C>1nF przy f = 1kHz). Tymczasem straty zależą od różnych czynników. **Rysunek 30** pokazuje zależności współczynnika DF od temperatury i od częstotliwości dla podstawowych rodzajów ceramiki (dodatkowo też zmiany pojemności).

Z kolei **rysunek 31** pokazuje zależność strat od temperatury przy różnych częstotliwościach.

Ciąg dalszy na stronie 34

Taki zwyczajny zasilacz...

Stabilizatory LDO

część 4

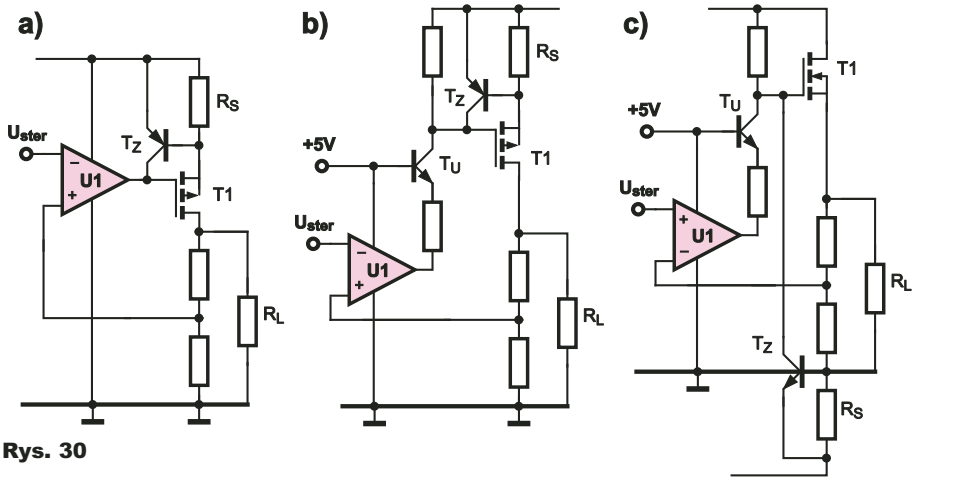
Zanim zrealizujemy wreszcie finalny układ, powinniśmy bliżej zająć się problemem ograniczania prądu. Problem ma dwa aspekty. Jeden to zabezpieczenie przed uszkodzeniem w przypadku zwarcia wyjścia, a przypadkowe zwarcia wyjścia zasilacza są wręcz nieuniknione. Nasz zasilacz na pewno nie powinien przy tym ulec uszkodzeniu.

Druga sprawa to wyposażenie zasilacza w funkcję programowalnego ogranicznika prądu wyjściowego, by w razie potrzeby stabilizator mógł pracować w roli źródła prądowego.

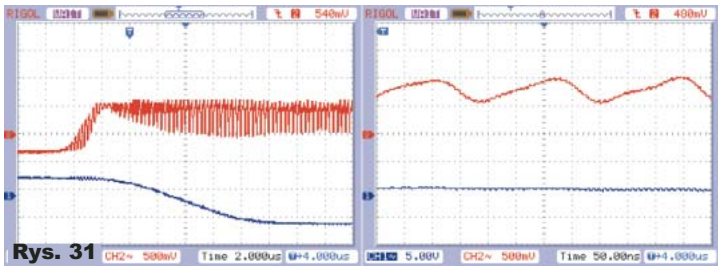
Jeśli nasz stabilizator będzie współpracował z mikroprocesorem według **rysunku 29**, to można byłoby przewidzieć programowy ogranicznik prądu I_L. W stabilizatorze należy dodać blok pomiaru prądu. Przetwornik A/C i procesor będzie monitorował prąd wyjściowy I_L i w razie dojścia do nastawionej programowo wartości po prostu zmniejszy napięcie sterujące Uster, a tym samym napięcie Uwy, by nie przekroczyć zadanej wartości prądu I_L. Takie programowe rozwiązanie ogranicznika prądowego w niektórych zastosowaniach może spełnić przewidzianą funkcję. Jednak trzeba liczyć się z dodatkowym opóźnieniem, wynikającym z dyskretnej pracy procesora, zwłaszcza, gdyby w roli przetwornika A/C wykorzystywany był przetwornik typu PWM, gdzie występuje filtr uśredniający, który drastycznie opóźnia reakcję. Jeśli już miałby być stosowany programowy ogranicznik prądu, to należałoby optymalizować program procesora pod kątem szybkości działania, a także wykorzystać szybszy, klasyczny przetwornik C/A i ewentualnie szybki zewnętrzny przetwornik A/C. Wtedy reakcja części cyfrowej może następować w czasie krótszym od 1 mikrosekundy, co może okazać się wystarczające, i to ze znacznym zapasem.

Jednak generalnie z kilku powodów lepiej byłoby dodać zupełnie niezależne, sprzętowe zabezpieczenie przeciwzwarciowe, a także funkcję ograniczania prądu zrealizować analogowo, w samym stabilizatorze.

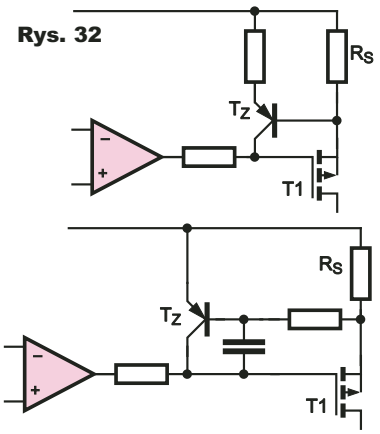
Obwód zabezpieczenia przeciwzwarciowego można łatwo zrealizować za pomocą dosłownie jednego dodatkowego tranzystora. **Rysunek 30** pokazuje przykładowe sposoby realizacji takiego zabezpieczenia w różnych konfiguracjach układowych. Wzrost prądu spowoduje wzrost napięcia na R_S, otwarcie tranzystora bipolarnego T_Z i wyłączenie, a właściwie ograniczenie prądu, mniej więcej do wartości $I = 0{,}7V/R_S$. Zaletą jest duża szybkość działania. Trzeba jednak pamiętać, że takie zabezpieczenie przeciwzwarciowe ma za zadanie zredukować prąd płynący przez rezystor R_S. Nie zmniejszy natomiast dużego impulsu prądu, jaki w pierwszej chwili po zwarciu pobierany jest z kondensatora C_O. Ten impuls prądowy może być bardzo duży, rzędu kilkudziesięciu lub więcej amperów; jego wielkość i czas trwania zależy od pojemności C_O, a także od rezystancji wewnętrznej ESR pojemności C_O. Między innymi właśnie z uwagi na takie udary prądowe dobrze byłoby, gdyby pojemność C_O nie była duża, tylko w miarę mała.



Rys. 30



Rys. 31

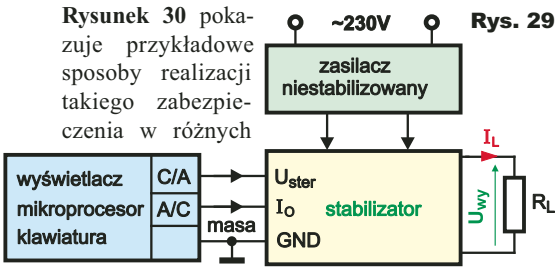


Rys. 32

Idea ogranicznika z rysunku 30 jest prosta, jednak w praktyce można się tu natknąć na niespodziankę. **Rysunek 31** pokazuje fragmenty przebiegu prądu zwarcia, płynącego przez rezystor R_S (kolor czerwony) w wersji według rysunku 30a, czyli wersji z bezpośrednio sterowanym MOSFET-em P. Przebieg niebieski to składowa zmienna napięcia wyjściowego. Jak widać, po zadziałaniu takiego ogranicznika układ zaczyna się wzbudzać. Trzeba podkreślić, że przebieg czerwony to w rzeczywistości napięcie na rezystorze 0,2Ω, a to oznacza, że prąd rośnie do maksymalnej wartości około 4A, co w sumie nie przeczy oczekiwaniom (4A*0,2Ω = 0,8V). Zaskoczeniem jest obecność samowzbudzenia, o częstotliwości prawie 5MHz, jak pokazuje przebieg z prawej strony rysunku 31.

Jeśli jednak chodziłoby tylko o zabezpieczenie przeciwzwarciowe, można dopuścić oscylacje z rysunku 31 – ważne, że prąd nie wykracza poza wartość $0{,}8V/R_S$.

Samowzbudzenie można też zlikwidować, na przykład dodając rezystory lub obwód RC według **rysunku 32**, ale to spowoduje znaczące pogorszenie właściwości stabilizatora. Wątpliwości może też budzić to, że tranzystor T_Z zwiera po prostu wyjście U1 do plusa zasilania, powodując przepływ zwarciowego prądu wyjściowego U1. Wprawdzie w karcie katalogowej Philipsa czytamy: *Output may*



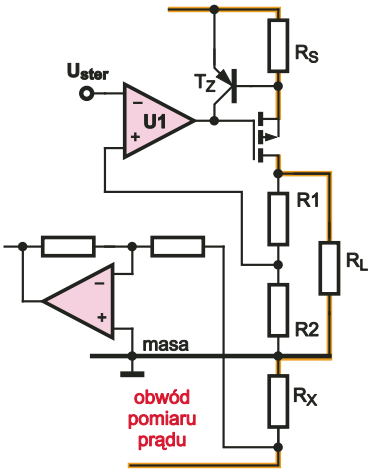
Rys. 29

be shorted to ground at V_S = ±15 V, Tamb = 25°C. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure dissipation rating is not exceeded. Jednak w naszych stabilizatorach NE5532 może pracować przy stosunkowo wysokim napięciu zasilania. Co prawda przypadki zwarcia wyjścia stabilizatora będą zdarzać się rzadko i trwać krótko, więc możemy mieć nadzieję, że kostka U1 nie ulegnie przegrzaniu i uszkodzeniu. Niemniej na pewno rozwiązania z rysunków 30a i 30b do eleganckich nie należą. Pozostaje też kwestia pomiaru prądu i regulowanego ogranicznika, przekształcającego stabilizator w źródło prądowe.

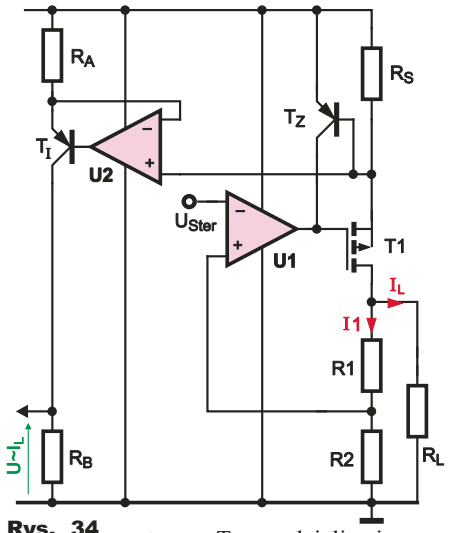
Pomiar prądu

W układzie z MOSFET-em P, do pomiaru prądu mógłby służyć klasyczny układ z oddzielnym rezystorem Rx, umieszczonym „poniżej masy", według **rysunku 33**. Taki sposób może też być wykorzystany w wersjach stabilizatora z MOSFET-em N, np z rysunku 30a. Ale podkreślmy, iż napięcie z „górnego rezystora przeciwzwarciowego" R_S też może być wykorzystane do pomiaru prądu I_L. Uproszczony przykład pokazany jest na **rysunku 34**. W takim rozwiązaniu, w roli U2 ma pracować wzmacniacz, którego wejścia mogą pracować na poziomie dodatniego napięcia zasilania. Nie musi to być wzmacniacz typu rail-to-rail, wystarczy wzmacniacz z tranzystorami JFET na wejściu, w najprostszym przypadku choćby TL071 czy TL081.

Trzeba jednak pamiętać, że przez rezystor pomiarowy R_S, oprócz prądu obciążenia I_L, płynie też I_1 – prąd dzielnika R1, R2, o wartości proporcjonalnej do napięcia wyjściowego Uwy, a także I_3 – prąd wstępnego obciążenia źródła prądowego z tranzystorem T3 (około 10mA). Prądy te dodadzą się do prądu I_L i zostaną zmierzone przez układ pomiarowy. Jeżeli nie zależy nam na dokładności pomiaru prądu, to dopuścimy, żeby miernik po prostu zawyżał wskazanie o te „prądy układowe".



Rys. 33

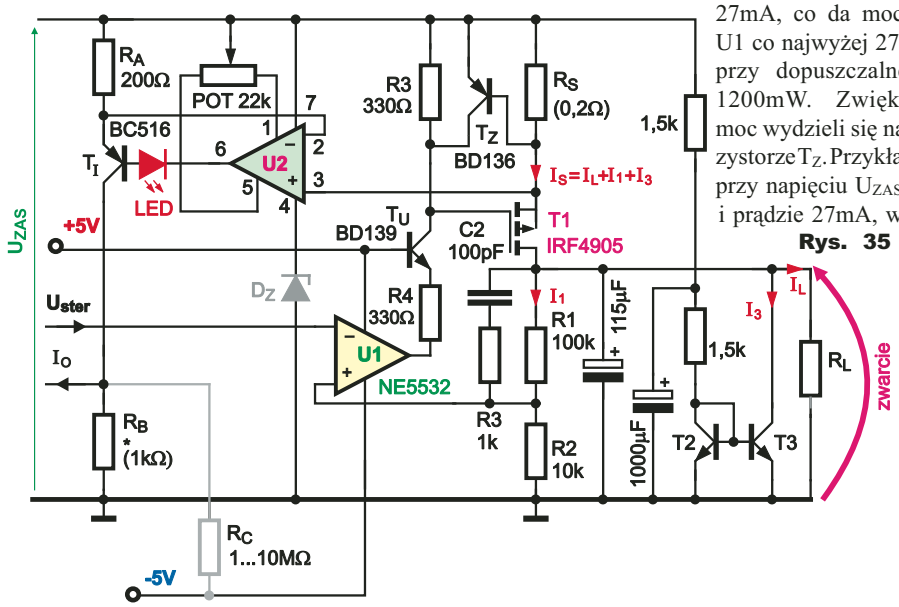


Rys. 34

W przypadku miernika wskazówkowego można to z powodzeniem dopuścić, ale przy dokładniejszym, cyfrowym pomiarze małych prądów I_L byłoby to mylące. W przypadku, gdyby prąd miał mierzyć przetwornik A/C mikroprocesora, można odpowiednio zaprogramować procesor i skorygować takie odchyłki programowo. Ale można też taką korektę przeprowadzić sprzętowo, w sposób analogowy, w samym stabilizatorze. Korekcja sprzętowa ma tę zaletę, że jest łatwa do przeprowadzenia, a ponadto zapewni prawidłowe wskazania także w prostszych zasilaczach bezmikroprocesorowych.

Ja zrealizowałem i zbadałem układ według rysunku **rysunku 35** z TL071 oraz LF356 w roli U2. Wiekowy wzmacniacz LF356 ma korzystniejsze niektóre parametry od TL071, w tym zakres całkowitego napięcia zasilania do 44V, podczas gdy w TL071/081 wynosi on 36V. Wersja z kostką TL071(TL081) może pracować bez diody LED na wyjściu U2. Kostka LF356 ma inną budowę wewnętrzną, większe napięcie nasycenia wyjścia i bez diody LED nawet przy maksymalnym napięciu na wyjściu nie zatka darlingtona T_I (BC516).

W omawianym układzie podczas zwarcia wyjścia tranzystor T_Z zwiera rezystor R3. Na pewno zasilany napięciem ±5V i mający na wyjściu rezystor R4 wzmacniacz U1 nie jest przeciążony – łatwo policzyć, że maksymalny prąd wyjściowy U1 nie przekroczy 27mA, co da moc strat U1 co najwyżej 270mW, przy dopuszczalnej do 1200mW. Zwiększona moc wydzieli się na tranzystorze T_Z. Przykładowo przy napięciu U_{ZAS}=35V i prądzie 27mA, w tranzystorze T_Z wydzieli się około 0,7W ciepła. Dlatego warto tu zastosować tranzystor T_Z średniej mocy, choćby właśnie BD140, który w takich warunkach nie wymaga nawet radiatora. Wersja taka jest więc lepsza od tej z rysunku 34, ponieważ nie ma problemu z przeciążeniem wyjścia U1.

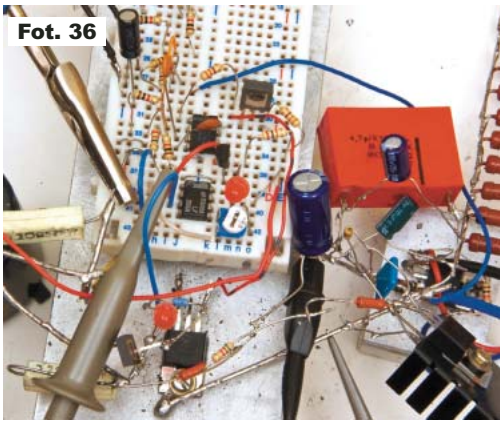


Rys. 35

Konieczne trzeba dodać potencjometr POT. Wzmacniacz operacyjny U2 LF356 ma dwie końcówki do korekcji (nóżki 1, 5), które pozwolą skompensować nie tylko jego własne napięcie niezrównoważenia, ale przy okazji też wpływ niezmiennego prądu I_3, płynącego przez T3 (uwaga – w kostkach TL071/81 suwak potencjometru korekcji trzeba byłoby dołączyć do ujemnej szyny zasilania). Według karty katalogowej LF356, zalecana wartość potencjometru korekcji POT to 22kΩ, jednak daje do bardzo duży zakres regulacji. Ja w modelu zastosowałem POT o wartości 1MΩ.

Rezystory R_S, R_A, R_B mają być tak dobrane, żeby napięcie w punkcie I_O zmieniało się o 1mV na każdy miliamper prądu I_L. Jak widać na **fotografii 36**, w moim prowizorycznym modelu R_B to pojedynczy rezystor 1kΩ. W docelowym układzie rezystancja R_B powinna być złożona z rezystora stałego i potencjometru, żeby można było uzyskać współczynnik przetwarzania obwodu pomiarowego z U2 dokładnie równy 1mV/mA. Oprócz dokładnego ustawienia współczynnika przetwarzania, konieczne jest też wyzerowanie układu pomiarowego.

Ja bez rezystora R_C, przy zerowym prądzie I_L, uzyskałem na wyjściu I_O minimalne wskazanie 0,2mV, czyli odpowiadające


Fot. 36

Wzmacniacze

Część 30. Wielkość zapasu fazy

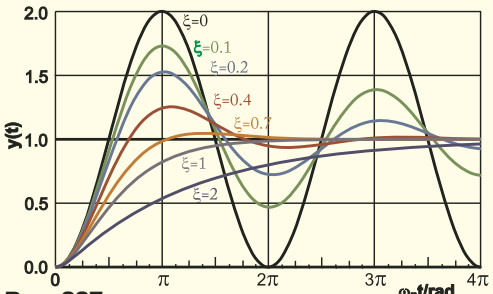
W poprzednich odcinkach mówiliśmy o zapasie fazy (i zapasie wzmocnienia). Tu dociekliwi zapytają zapewne: a jak duży ma być ten zapas fazy? Czy wystarczy, żeby przesunięcie fazy było mniejsze np. o jeden czy dwa stopnie od krytycznych 180, czyli wynosiło 188...189 stopni? Czy taki mały zapas fazy wystarczy?

Otóż już jeden czy dwa stopnie zapasu wystarczą, żeby wzmacniacz się nie wzbudził, czyli nie stał się generatorem. Ale jeśli margines fazy będzie tak mały, wtedy układ stanie się „leniwym generatorem". Przy każdej gwałtownej zmianie sygnału na wyjściu takiego wzmacniacza pojawią się drgania gasnące i drgania te będą się długo utrzymywać – patrz przykład z **rysunku 226a**. Ponadto w pasmie przenoszenia wystąpi duży garb – podbicie charakterystyki, jak pokazuje **rysunek 226b**.

Ktoś mógłby stwierdzić, że jeśli taki garb leży powyżej pasma akustycznego, to nie będzie miał wpływu na rzeczywiste sygnały audio...

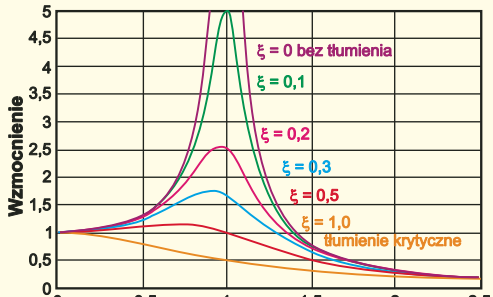
Na pierwszy rzut oka taki wniosek może wydać się słuszny. Jednak w praktyce okazuje się, iż wzmacniacz o takiej charakterystyce może nie tylko podbudzać się, ale w niesprzyjających okolicznościach wręcz wzbudzać na częstotliwościach ponadakustycznych. Trzeba bowiem pamiętać o zmianach parametrów pod wpływem temperatury, starzenia i innych czynników, co grozi samowzbudzeniem. Teoretycznie podbudzanie lub wzbudzenie na częstotliwości ponadakustycznej nie powinno mieć wpływu na dźwięk – w rzeczywistości będzie mieć wpływ, i to z kilku różnych powodów, żeby wspomnieć tylko dodatkowe straty mocy i niepotrzebne grzanie stopnia wyjściowego. Dlatego zapas/margines fazy nie może być zbyt mały.

W elektronice dość często posługujemy się pojęciem współczynnika tłumienia, który można potraktować jako odwrotność dobroci. Współczynnik tłumienia (*damping ratio*) zwykle oznaczamy małą grecką literką ksi (ξ). Wzorowany na materiałach Wikipedii **rysunek 227** pokazuje, jakie przebiegi pojawiłyby się na wyjściu wzmacniacza sterowanego sygnałem prostokątnym, przy różnych współczynnikach tłumienia ξ. Tłumienie zerowe oznacza pojawienie się ciągłego sygnału sinusoidalnego. Jak widać, dopiero przy współczynniku tłumienia powyżej 0,4 drgania praktycznie nie będą powstawać, można powiedzieć, że będą dobrze tłumione. Dla tłumienia ξ w zakresie 0,5...0,8 jedynie na początku impulsu wyjściu wystąpi niewielki pojedynczy przerzut (overshoot), o wielkości zależnej od współczynnika tłumienia.



Rys. 227

Rysunek 228 pokazuje, jaki byłby przebieg charakterystyki wzmacniacza przy różnych współczynnikach tłumienia ξ. Czym mniejsze tłumienie, tym większy „garb" na końcu charakterystyki. Przy zerowym tłumieniu ξ garb ten byłby nieskończenie wysoki, co oczywiście oznacza samowzbudzenie. Przy tłumieniu ξ=0,1 wzmocnienie „na szczycie garbu" byłoby pięciokrotnie większe od nominalnego.



Rys. 228

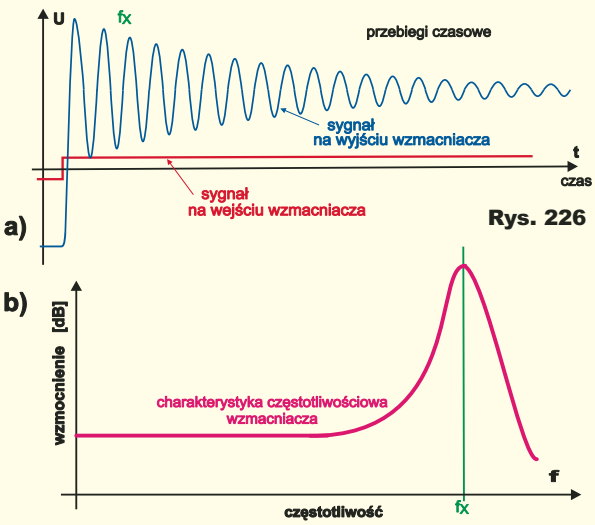
Z kolei **rysunek 229** (wg materiałów Texas Instruments) pokazuje zależność współczynnika tłumienia i zapasu fazy, a dodatkowo pokazuje, jaki będzie maksymalny przerzut (overshoot).

Jak wskazuje porównanie trzech ostatnich rysunków, dopiero przy marginesie fazy rzędu 45 stopni drgania praktycznie nie będą powstawać, można powiedzieć, że będą dobrze tłumione. Przy podaniu na wejście sygnału prostokątnego, w sygnale wyjściowym nie pojawi się wtedy tłumiona sinusoida (podbudzanie), a jedynie niewielki przerzut.

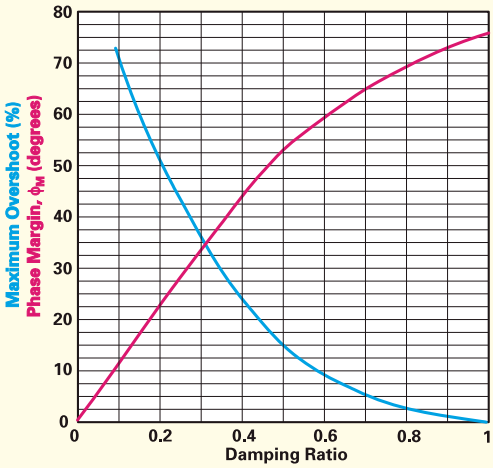
Jak z tego widać, dobrze byłoby mieć we wzmacniaczu audio zapas zapas fazy 45 stopni lub więcej, jednak od biedy wystarczy, żeby zapas fazy wynosił 25...30 stopni.

Czym większy zapas, tym lepiej, ale w praktycznych wzmacniaczach audio występują różne ograniczenia wynikające z parametrów elementów i czynników pasożytniczych, więc nadmierne zwiększanie zapasu wiązałoby się z koniecznością pogorszenia innych parametrów.

I tak na przykład najprostszą metodą zwiększenia zapasu fazy i nierozłącznie z nim związanego zapasu wzmocnienia wydaje się redukcja wzmocnienia własnego K. No tak, ale przecież wiemy, że z innych powodów wzmocnienie K powinno być jak największe, żeby wzmocnienie zredukowane przez pętlę sprzężenia poprawiło liniowość i zmniejszyło zniekształcenia harmoniczne. Przecież już wcześniej stwierdziliśmy, że aby uzyskać małe zniekształcenia, wartość **Kβ**, która określa stopień redukcji wzmocnienia (*loop gain*), powinna być jak największa, wielokrotnie większa od jedności. Z jednej strony chcemy więc maksymalizować wartość **Kβ**, co w praktyce oznacza maksymalizowanie wartości **K** (we wzmacniaczach mocy audio zazwyczaj wzmocnienie G ma wartość około 20...30 razy, co odpowiada wartości **β** w wąskim zakresie 0,03...0,05). Z drugiej strony, by zredukować skłonność do samowzbudzania, chcemy zmniejszyć wzmocnienie **K**. Mamy więc sprzeczne wymagania i potrzebny jest kompromis. Do tej kwestii jeszcze wrócimy, a ponieważ wspomnieliśmy tu też o wzmocnieniu wypadkowym G, to omówmy pewien ważny szczegół...



Rys. 226



Rys. 229

Top www
www.mselektronik.com.pl
MS Elektronik
dystrybutor elementów elektronicznych
Oferta czynnych i biernych
elementów elektronicznych
renomowanych producentów
tel.: 058 629-24-69, fax: 058 629-32-00
e-mail: info@mselektronik.com.pl

Wzmocnienie G a stabilność

Początkujący nie mogą zrozumieć, dlaczego ten sam wzmacniacz albo się wzbudza, albo jest stabilny, zależnie od ustawionej wartości wzmocnienia wypadkowego G. Bardzo dziwne wydaje się to, że czym mniejsze ustawione wzmocnienie G, tym bardziej wzmacniacz jest skłonny do samowzbudzenia...

W praktyce często wygląda to tak, że wzmacniacz przestaje się wzbudzać po zwiększeniu wzmocnienia za pomocą zmiany stosunku wartości rezystorów obwodu sprzężenia zwrotnego.

Dlaczego skłonność do samowzbudzenia zależy od wzmocnienia G, wyznaczonego przez rezystory dzielnika?

Sprawa jest prosta, tylko trzeba na nią spojrzeć z odpowiedniego punktu widzenia. Zamiast skupiać się na wartości wzmocnienia wypadkowego G, lepiej zwrócić uwagę na wartości tłumienia pętli β, a przecież w praktyce przyjmujemy, że G = 1/β, co zresztą jest bardzo bliskie prawdy.

Także i przy tym zjawisku najłatwiej jest analizować problem przy przerwanej pętli sprzężenia zwrotnego.

Wiemy, że po zamknięciu pętli wzmacniacz się wzbudzi, jeżeli przy częstotliwości fx, przy której przesunięcie fazy jest równe dokładnie 180 stopni, jego wartość Kβ będzie większa od jedności. Zilustrujmy więc dwie sytuacje *z tym samym przykładowym wzmacniaczem*, w którym przy częstotliwości fx=30kHz przesunięcie fazy wynosi 180 stopni, a wzmocnienie własne K wynosi wtedy 20x, czyli 26dB. Charakterystyka taka pokazana jest na **rysunku 230**. Na **rysunku 231a** R_X=9kΩ, R_Y=1kΩ, więc współczynnik β wynosi 0,1x, czyli –20dB. Tym samym przy częstotliwości fx wartość Kβ wyniesie 2 (6dB), czyli jest większa od jedności. Nie ma zapasu wzmocnienia i po zamknięciu pętli taki układ się na pewno wzbudzi!

Z kolei w sytuacji z **rysunku 231b** przy tym samym wzmacniaczu, R_X=30kΩ, R_Y=1kΩ, więc współczynnik β=0,032x, czyli –30dB. Tym samym przy częstotliwości fx wartość Kβ wyniesie 0,64 (–4dB), czyli jest mniejsza od jedności. Zapas wzmocnienia wynosi tu 4dB. Po zamknięciu pętli taki wzmacniacz się nie wzbudzi!

Problem w tym, że my w praktyce widzimy sytuację z innej strony, bo interesuje nas wartość wzmocnienia G wzmacniacza, wyznaczona przez rezystory sprzężenia zwrotnego R_X, R_Y. I dziwimy się, że czym większą wartość wzmocnienia ustawimy, tym wzmacniacz ma mniejszą chęć do wzbudzania się. Jeśli jednak spojrzymy na tę samą sprawę od strony wartości Kβ i β, to wszystko staje się jasne i oczywiste: ustawiając większe wzmocnienie G, zwiększamy tłumienie dzielnika sprzężenia zwrotnego (β), przez co mniejszy sygnał wraca na wejście wzmacniacza, a to przecież oznacza mniejszą skłonność do samowzbudzenia. Proste, jasne i oczywiste!

Co ważne, nie jest to wcale pusta teoria. Dość często doświadczamy czegoś takiego w rzeczywistości. Zdarza się, że wzmacniacz przestaje się wzbudzać, jeśli znacząco zwiększymy jego wzmocnienie G. Zjawisko takie obserwujemy częściej w przypadku niektórych wzmacniaczy operacyjnych – do tego praktycznego wątku też jeszcze wrócimy. A na razie pozostańmy przy podstawach teoretycznych.

Dlaczego i po co?

Być może zastanawiasz się, po co Ci tak detalicznie tłumaczę aspekty teoretyczne? Jaki to ma związek z praktyką? Po co aż dwa różne sposoby przedstawienia charakterystyki (Nyquista i Bodego)?

Otóż w praktyce rzeczywiście rzadko analizuje się straszące wielu elektroników wykresy Nyquista, a jeśli już, to bardziej przyjazne i intuicyjne wykresy Bodego, do których zresztą jeszcze wrócimy. Jednak w podręcznikach elektroniki i automatyki wykresom Nyquista poświęca się wiele uwagi. W zasadzie słusznie, ponieważ można przeprowadzić pomiary wzmacniacza z otwartą pętlą, nanieść wyniki na rysunek i w ten sposób uzyskać charakterystykę Nyquista. Charakterystykę Nyquista można byłoby też obliczyć, znając parametry wzmacniacza i jego stopni składowych. Mając charakterystykę Nyquista, dotyczącą wzmacniacza z otwartą pętlą, można potem błyskawicznie określić na rysunku, czy po zamknięciu pętli gotowy wzmacniacz będzie stabilny, czy nie. I choć rzadko wykorzystujemy wykresy Nyquista, naprawdę warto rozumieć takie podstawy. A już na pewno trzeba rozumieć sens wykresów Bodego.

Może jednak zapytasz, dlaczego bawimy się w niepraktyczne pomiary z przerwaną pętlą, zamiast badać od razu gotowy wzmacniacz z zamkniętą pętlą sprzężenia?

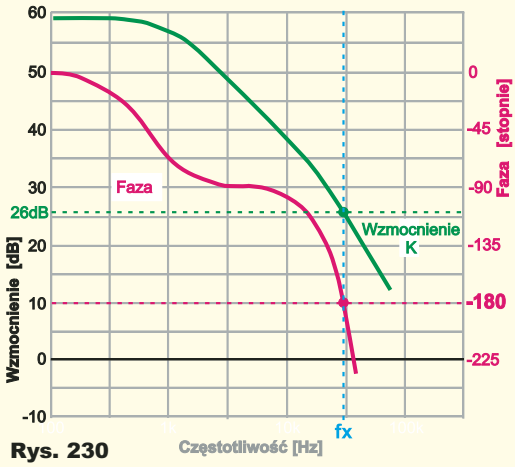
Otóż jeżeli wzmacniacz pracuje prawidłowo, to rzeczywiście możemy badać parametry finalnej wersji. Niestety, wiele klasycznych wzmacniaczy budowanych przez hobbystów z zamkniętą pętlą wzbudza się, czyli „wymyka się spod kontroli" i w żaden sposób nie można ich wtedy badać. Natomiast wzmacniacz z otwartą (przerwaną) pętlą jest stabilny i można go badać, w tym zmierzyć jego charakterystykę wzmocnienia własnego K (amplitudę i fazę), a następnie określić, czy będzie on stabilny po zamknięciu pętli o tłumieniu β. A jeśli nie ma ochoty być stabilny, to ile brakuje do stabilności. Właśnie taki pomiar wartości Kβ z przerwaną pętlą można przeprowadzić względnie prosto, a często jest to jedyna możliwość badania wzmacniacza, który normalnie, czyli z zamkniętą pętlą, się wzbudza.

Tłumaczę Ci te zagadnienia dość obszernie, a mimo wszystko dotknęliśmy tylko wierzchołka poważnego problemu, który występuje nie tylko we wzmacniaczach audio, ale przede wszystkim w automatyce, gdzie też pracują układy ze sprzężeniem zwrotnym. W automatyce występują także dużo bardziej skomplikowane przypadki, które trzeba jakoś analizować. Znajomość teorii powoduje, że nie czujemy się jak dzieci zagubione we mgle.

Problem jednak w tym, że w większości podręczników zagadnienia te podawane są jako niepowiązana z rzeczywistością sucha teoria matematyczna, która zwykle staje się koszmarem studentów. Tymczasem nie jest to wcale sucha teoria, tylko próba opisu skomplikowanej rzeczywistości, z którą mamy do czynienia na przykład właśnie we wzmacniaczach mocy audio, a tym bardziej w układach automatyki. Zrozumienie istoty jak najbardziej realnego problemu samowzbudzenia i niestabilności układów z pętlą sprzężenia zwrotnego ułatwia uporanie się z matematyczną stroną zagadnienia. Otwiera także drogę do podjęcia sensownych działań praktycznych, zamiast chaotycznych i rozpaczliwych eksperymentów metodą prób i błędów.

Warto więc choćby z grubsza rozumieć te zagadnienia, zarówno ze względów praktycznych, jak też po to, by nie bać się podręcznikowej teorii. Dlatego powrócimy jeszcze do charakterystyk Bodego, jednak wcześniej spróbujemy spojrzeć na zagadnienie z nieco innego punktu widzenia, co doprowadzi nas do często spotykanego pojęcia transmitancji operatorowej oraz jej biegunów i zer.

Piotr Górecki

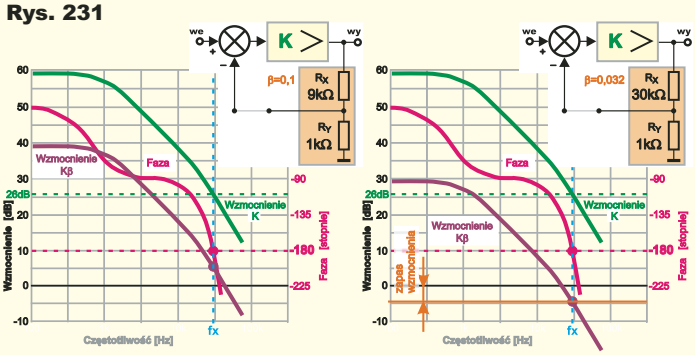


Rys. 230

Wzmocnienie G = 10x (20dB)
R_X=9kΩ, R_Y=1kΩ

Wzmocnienie G = 31x (30dB)
R_X=30kΩ, R_Y=1kΩ

Rys. 231



wzmacniacz NIEstabilny

wzmacniacz stabilny

Szkolne podstawy elektroniki

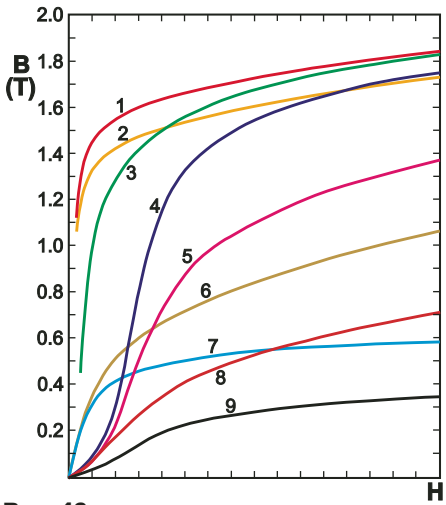
Materiały magnetyczne

część 8

Materiały magnetyczne

Zgodnie z zapowiedzią, omówmy teraz podstawowe rodzaje materiałów magnetycznych. **Rysunek 46** (z Wikipedii) pokazuje krzywe magnesowania pierwotnego różnych materiałów, w tym kilku odmian stali (1, 2, 3, 4, 5), lanego żelaza (6), a także niklu (7), kobaltu (8) i magnetytu (9). Niezaznaczone tu krzywe magnesowania ferrytów przebiegałyby podobnie jak trzy najniższe krzywe (7 - 9). Już ten rysunek pokazuje duże różnice indukcji nasycenia materiałów magnetycznych. Ale oprócz maksymalnej indukcji, bardzo istotne są też inne właściwości. Przyjrzyjmy się poszczególnym grupom materiałów magnetycznych.

Żelazo i blachy transformatorowe. Zwykłe żelazo, tanie i popularne, ma w sumie znakomite właściwości magnetyczne – dużą indukcję nasycenia (2T), bardzo małą koercję 1,2A/m i bardzo dużą przenikalność. Chemicznie czyste żelazo ma maksymalną przenikalność magnetyczną (μ_{max}), wynoszącą ponad milion, jednak już małe ilości zanieczyszczeń i dodatków dramatycznie zmniejszają tę przenikalność (na przykład dodatek 0,01% węgla zmniejsza przenikalność maksymalną prawie 100 razy!). Co istotne i bardzo korzystne, tak mała koercja, czyli wąziutka pętla histerezy, oznacza małe straty histerezowe. Niestety, czyste żelazo dobrze przewodzi prąd, co oznacza ogromne straty wiroprądowe. Rdzeń z czystego, litego żelaza może natomiast z powodzeniem pracować przy prądzie stałym, na przykład w elektromagnesie. Elektromagnes to w zasadzie cewka z rdzeniem. Przy przepływie prądu stałego przez cewkę zachowuje się jak magnes trwały, co zilustrowane jest na **rysunku 47**. Prąd stały powoduje wytworzenie stałego pola (strumienia) magnetycznego, a jak wiemy, prądy wirowe powstają pod wpływem *zmian* strumienia. W litym rdzeniu żelaznym, przy pracy przy prądzie zmiennym, indukowałyby się duże prądy wirowe, co powodowałoby duże straty i grzanie rdzenia. Przy prądzie stałym tego problemu nie ma.



Rys. 46

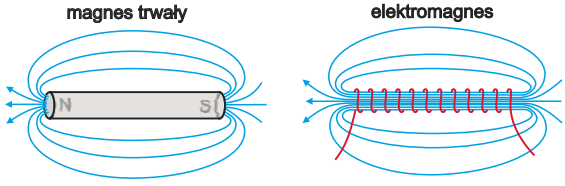
Dlatego w praktyce rdzenie klasycznych transformatorów sieciowych wykonuje się z izolowanych (np. lakierowanych) blach. Prądy wirowe w oddzielnych, płaskich blachach są wielokrotnie większe niż w litym rdzeniu. Po drugie, na takie rdzenie stosuje się popularną i tanią blachę żelazokrzemową (stal krzemową), gdzie żelazo zapewnia dużą przenikalność, a krzem zwiększa rezystancję blachy, a tym samym problem prądów wirowych. Duże znaczenie ma nie tylko dodatek krzemu (3...5%), ale też obecność innych dodatków i zanieczyszczeń oraz sposób obróbki – walcowanie na zimno i wyżarzanie.

Te popularne od dziesięcioleci blachy, których głównym składnikiem jest żelazo, mają korzystnie dużą indukcję nasycenia, 1,5...2 Tesli, ale niestety, dodatek krzemu i innych materiałów, jak węgla czy magnezu, znaczne zwiększa histerezę, do kilkudziesięciu A/m.

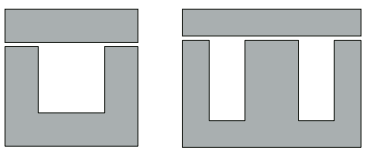
W transformatorach audio, mikrofonowych i głośnikowych, pracujących w zakresie częstotliwości akustycznych, czyli teoretycznie od 20Hz do 20kHz, też powszechnie wykorzystuje się blachę transformatorową, przy czym czasem dla polepszenia liniowości i zmniejszenia zniekształceń nieliniowych, w rdzeniu realizuje się małą szczelinę powietrzną o szerokości poniżej 1mm – **rysunek 48**. Taka niewielka szczelina spłaszcza i linearyzuje charakterystykę magnesowania, jak pokazał wcześniejszy rysunek 25. W takich zastosowaniach polepszenie liniowości jest ważniejsze niż pogorszenie wypadkowej przenikalności rdzenia wskutek obecności szczeliny. Zasadniczo blacha transformatorowa nie powinna być stosowana przy częstotliwościach powyżej 1kHz z uwagi na duże straty. Transformator audio nie nadaje się do pracy ciągłej z pełną mocą przy częstotliwości 10kHz czy 20kHz. Jednak jeśli chodzi o sygnały audio, to jest to mieszanka przebiegów o różnych częstotliwościach i co ważne, składowe o wysokich częstotliwościach są dużo mniejsze niż składowe o częstotliwościach mniejszych. Dlatego choć najwyższe składowe powodują stosunkowo duże straty, dopuszczamy takie kompromisowe rozwiązanie.

Rdzenie proszkowe. Podkreślmy jeszcze raz, że zwykłe, czyste żelazo ma bardzo dobre wartości magnetyczne, a kluczowym problemem jest jego duża przewodność elektryczna, co oznacza duże straty wiroprądowe. Aby je zmniejszyć, klasyczne rdzenie wykonujemy z izolowanych blach. Innym sposobem radykalnego zmniejszenia problemu prądów wirowych jest wykorzystanie czystego żelaza w postaci proszku. Proszek ten jest mieszany z żywicą, kształtowany w dowolne formy za pomocą prasowania, a następnie spiekany. W tak prosty i tani sposób otrzymujemy ***rdzenie proszkowe*** o dowolnych kształtach i wielkościach. Żywica, która nie przewodzi prądu, oddziela poszczególne ziarna żelaza i tym samym radykalnie zmniejsza problem prądów wirowych. Rdzenie proszkowe mogą pracować do częstotliwości bliskich 100kHz, co jest ogromnym postępem względem klasycznych rdzeni z blach, które generalnie nie nadają się do pracy przy częstotliwościach powyżej 1kHz. Przerwy między cząstkami żelaza, wypełnione żywicą, tworzą szczelinę, jak zwaną szczelinę rozproszoną, przez co znacznie zmniejszona zostaje przenikalność takiego rdzenia, co jest wadą, ale dzięki obecności szczeliny charakterystyka jest

Rys. 47

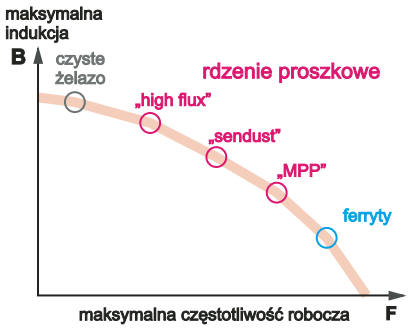


Rys. 48



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

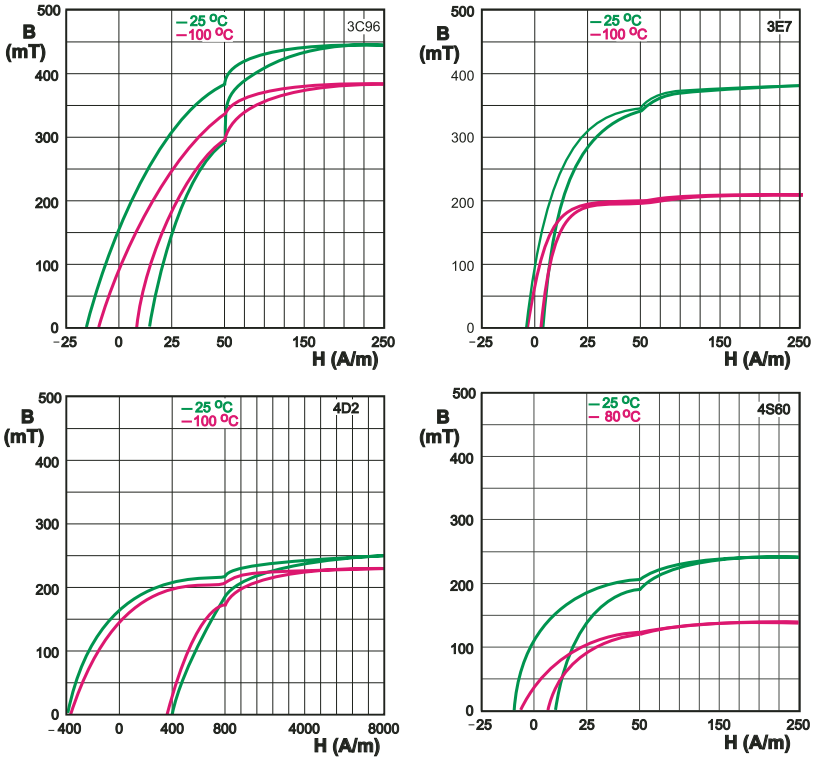
bardziej liniowa i rdzeń może przenieść większą moc. Rdzenie proszkowe są realizowane nie tylko na bazie czystego żelaza (tzw. żelazo karbonylkowe), ale też na bazie różnych stopów, co pozwala na pracę przy wyższych częstotliwościach, jak ilustruje **rysunek 49**, dotyczący różnych rdzeni proszkowych Ferroxcube (Philips) w porównaniu z ferrytami.



Rys. 49

Początkujących często dręczy pytanie: dlaczego rdzeni żelaznych nie stosuje się do transformatorów impulsowych i cewek pracujących przy wysokich częstotliwościach. Odpowiedź jest bardzo prosta: w przewodzących rdzeniach z żelaznych blach, pracujących przy wyższych częstotliwościach, występowałyby bardzo duże straty w żelazie, przede wszystkim wiroprądowe, ale też histerezowe. Rdzeń taki szybko rozgrzałby się do niedopuszczalnie wysokiej temperatury. Problem ten w różnym stopniu występuje nie tylko w blachach transformatorowych, ale też w rdzeniach proszkowych. Pewne wyobrażenie daje właśnie rysunek 49.

Ferryty. Bardzo popularną i znaną od dawna grupą materiałów magnetycznych są ferryty, które jak wiemy, z fizycznego punktu widzenia są ferromagnetykami. Ferryty to niemetaliczne materiały ceramiczne, spiekane ze sproszkowanych tlenków metali. Głównym składnikiem jest tlenek żelaza Fe_2O_3 oraz tlenki innych metali, głównie manganu (Mn), cynku (Zn) i niklu (Ni). Ferryty zwykle dzielimy na dwie grupy: manganowo-cynkowe (Mn-Zn) oraz niklowo-cynkowe (Ni-Zn). Te pierwsze mają wyższą indukcję nasycenia, ponad 0,4T oraz wysoką przenikalność. Z kolei ferryty niklowo-cynkowe mają inne zalety, w tym większą rezystywność, co oznacza mniejsze straty i pozwala na pracę przy dużo wyższych częstotliwościach. Zależnie od składu i dodatków, uzyskuje się ferryty o bardzo różnych właściwościach. W każdym razie we wszystkich ferrytach magnetycznie miękkich, stosowanych do budowy rdzeni, indukcja nasycenia jest zdecydowanie niższa niż w blachach żelaznych i wynosi 0,2..0,4T, a co najwyżej 0,5 Tesli. **Rysunek 50** pokazuje charakterystyki kilku ferrytów o różnym przeznaczeniu.



Rys. 50

I tu masz z kolei odpowiedź, dlaczego ferryty nie są używane na rdzenie transformatorów sieciowych 50Hz – mają indukcję nasycenia kilkakrotnie mniejszą od blach, co zmuszałoby do stosowania większej liczby zwojów i rdzeni o większym przekroju. Ogólnie biorąc, ferryty nie są wykorzystywany przy częstotliwościach poniżej 10kHz, ale to wcale nie znaczy, że z jakichś tajemniczych powodów nie mogą pracować przy małych częstotliwościach – jak najbardziej mogą pracować, ale przy takich częstotliwościach dużo lepsze właściwości mają inne materiały, w tym blachy stalowe oraz rdzenie proszkowe.

Dziś powszechnie wykorzystuje się zasilacze impulsowe i impulsowe wzmacniacze mocy audio, pracujące przy częstotliwościach ponad 20kHz, nawet ponad 1MHz. Przy wyższych częstotliwościach, na rdzenie transformatorów i cewek, oprócz niektórych rodzajów rdzeni proszkowych (rysunek 49), stosuje się różne rodzaje ferrytów, które wprawdzie mają mniejszą wartość indukcji nasycenia, ale mają mniejsze straty przy dużych częstotliwościach. Produkuje się wiele rodzajów ferrytów, o właściwościach optymalizowanych do poszczególnych zastosowań. Wyobrażenie o tym dają wcześniejsze rysunki 30 i 32 oraz zamieszczane w katalogach tabele – wycinki takiej obszernej tabeli znajdziesz na **rysunku 51** (Ferroxcube).

Rys. 51

MAIN APPLICATION AREA	FREQUENCY RANGE (MHZ)	MATERIAL	μ_i at 25 °C	B_{sat} (mT) at 25 °C (1200 A/m)	T_C (°C)	ρ (Ωm)	FERRITE TYPE	AVAILABLE CORE SHAPES
Telecom filters Proximity sensors		3B46	3800	≈ 545	≥ 255	≈ 10	MnZn	RM, P, PT, PTS, EP, E, Planar ER, RM/I, RM/ILP, PH
	< 0.1	3B7	2300	≈ 440	≥ 170	≈ 1	MnZn	
	0.2 – 2	3D3	750	≈ 380	≥ 200	≈ 2	MnZn	
Wideband signal transformers Pulse transformers Delay lines		3E27	6000	≈ 430	≥ 150	≈ 0.5	MnZn	RM, P, PT, PTS, EP, EP/LP, EPX, E, Planar ER, RM/I, RM/ILP, Toroids
		3E28	4000	≈ 440	≥ 145	≈ 1	MnZn	
		3E5	10000	≈ 380	≥ 125	≈ 0.5	MnZn	
Line output transformers (LOT)	< 0.2	3C30	2100	≈ 500	≥ 240	≈ 2	MnZn	UR
	< 0.3	3C34	2100	≈ 500	≥ 240	≈ 5	MnZn	
Power transformers Power inductors General purpose transformers and inductors	< 0.2	3C81	2700	≈ 450	≥ 210	≈ 1	MnZn	E, EI, Planar E, EC, EFD, EP, ETD, ER, Planar ER, U, RM/I, RM/ILP, P, P/I, PT, PTS, PM, PQ
	< 0.2	3C90	2300	≈ 470	≥ 220	≈ 5	MnZn	
	< 0.3	3C91	3000	≈ 470	≥ 220	≈ 5	MnZn	
	< 0.4	3C96	2000	≈ 500	≥ 240	≈ 5	MnZn	
	2 – 4	3F5	650	≈ 380	≥ 300	≈ 10	MnZn	
	4 – 10	4F1	80	≈ 320[1]	≥ 260	≈ 10^5	NiZn	
Wideband EMI-suppression Wideband transformers Balun transformers	10 – 100	3B1	900	≈ 380	≥ 150	≈ 0.2	MnZn	BD, BDW, BDS, MLS, CMS, Cable shields, Rods, Toroids, WBS, WBC
	1 – 30	3S1	4000	≈ 400	≥ 125	≈ 1	MnZn	
	30 – 1000	3S3	350	≈ 320	≥ 225	≈ 10^4	MnZn	
	10 – 300	3S4	1700	≈ 320	≥ 110	≈ 10^3	MnZn	
	1 – 30	3S5	3800	≈ 545	≥ 255	≈ 10	MnZn	
	30 – 1000	4A11	850	≈ 340	≥ 125	≈ 10^5	NiZn	

W następnym odcinku będziemy kontynuować omawianie materiałów magnetycznych, między innymi omówimy odmiany magnesów trwałych.

Piotr Górecki

EdW A07

Elektronika dla początkujących, czyli wyprawy na oślą łączkę

Ćwiczenie 4 (ciąg dalszy). Filtry zaporowe

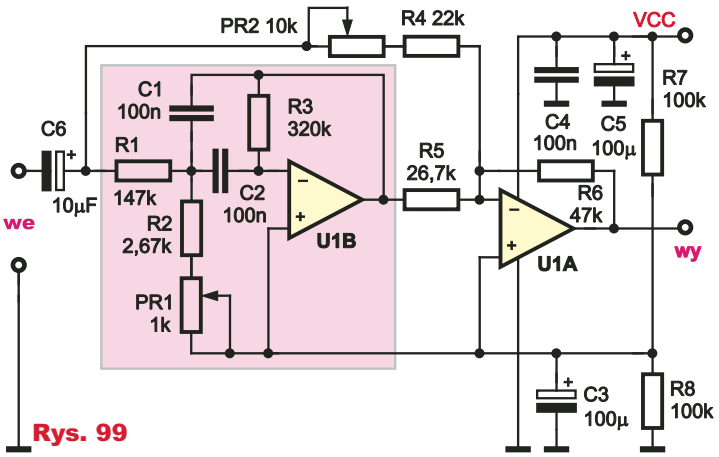
Filtry zaporowe. W poprzednim odcinku zrealizowaliśmy aktywny filtr zaporowy z obwodem *mostkowane T*. W zasadzie filtry zaporowe nie są zbyt często wykorzystywane, więc moglibyśmy przejść do innych tematów. Jednak pozostańmy jeszcze przy filtrach zaporowych. Będzie to znakomity przykład ilustrujący, na jak wiele sposobów można rozwiązać dany problem za pomocą wzmacniaczy operacyjnych.

Otóż filtr zaporowy można też uzyskać przez „odwrócenie" filtru pasmowego. Zrealizujmy układ z **rysunku 99**. Działanie opisane jest w Technikaliach.

Fragment zaznaczony kolorem różowym to nasz stary znajomy filtr pasmowy z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym, o częstotliwości środkowej 50Hz, dobroci Q = 5 i wzmocnieniu G = 1. Zwróć uwagę, że potencjometr PR1 dołączyłem do sztucznej masy, a nie, jak wcześniej, do prawdziwej masy, teraz bowiem do wejścia filtru pasmowego dołączony jest też potencjometr PR2 i rezystor R4.

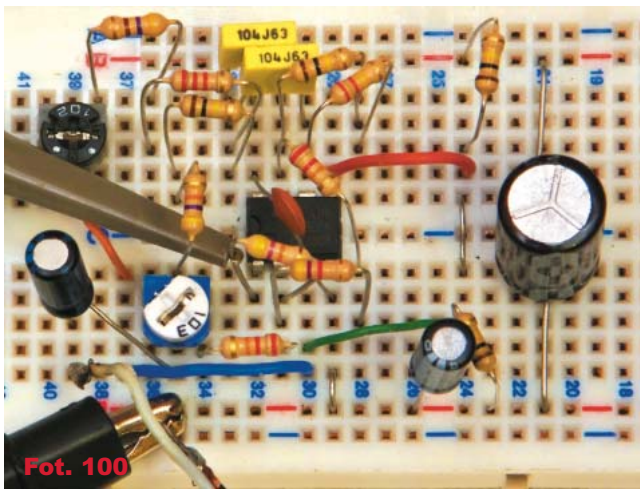
Pierwotny model pokazany jest na **fotografii 100**. Jak nietrudno zauważyć, nietypową wartość rezystancji 26,7kΩ uzyskałem przez szeregowe połączenie rezystorów (22kΩ i 4,7kΩ); podobnie 2,67kΩ oraz 147kΩ i 320kΩ.

Po włączeniu zasilania okazało się, iż układ ten się wzbudza na wysokiej częstotliwości. Samowzbudzenie ustąpiło po ograniczeniu pasma wzmacniacza U1B. Ja uzyskałem to, dołączając równolegle do rezystancji R3, czyli między wyjście i wejście odwracające wzmacniacza U1B, nieuwzględniony na schemacie ideowym, dodatkowy kondensator 1nF.

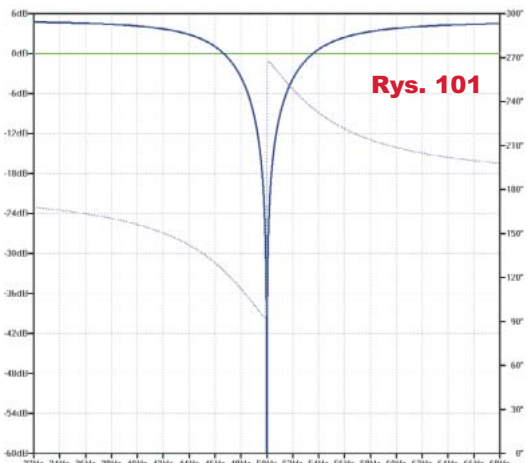


Rys. 99

W tym układzie, potencjometrem PR1 możemy dokładnie dostroić się do potrzebnej częstotliwości środkowej, a potencjometr PR2 umożliwia zrównoważenie układu odejmującego i osiągniecie dużej „głębokości doliny". Przy dokładnym dobraniu wartości elementów moglibyśmy uzyskać charakterystykę jak na **rysunku 101**. Cienką przerywaną niebieską linią zaznaczona jest faza sygnału wyjściowego. Z uwagi na wartość R6, wzmocnienie jest większe od jedności, wynosi 47Ω/26,7kΩ = 1,78, czyli +5dB. Gdyby potrzebna była inna dobroć, możemy po prostu zmienić dobroć filtru pasmowego według wskazówek podanych w EdW 5/2011 str. 38, 39.

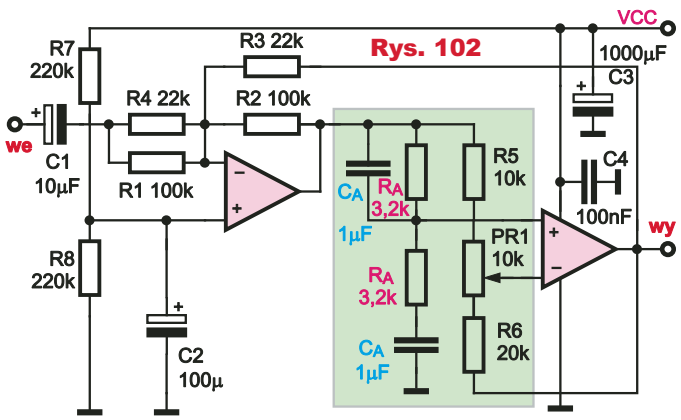


Fot. 100

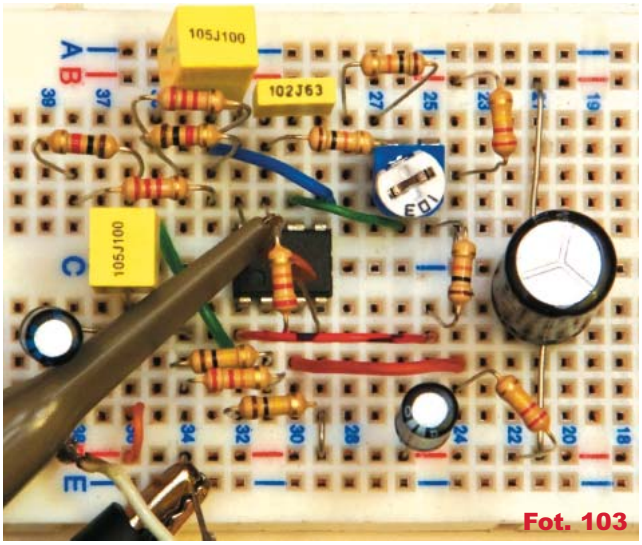


Rys. 101

Nasz filtr ma częstotliwość 50Hz, więc śmiało możesz przeprowadzić próby tłumienia za jego pomocą brumu sieciowego. Do



Rys. 102

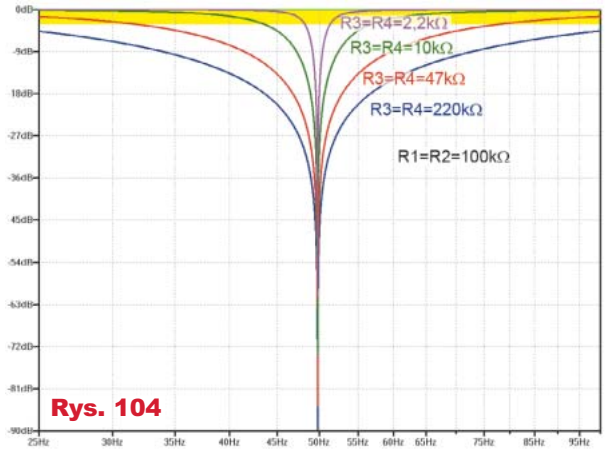


Fot. 103

tego też Cię gorąco zachęcam – możesz wykorzystać sygnał 50Hz z uzwojenia wtórnego małego transformatora sieciowego, który wstępnie stłumisz za pomocą dzielnika rezystorowego (np. 10kΩ + 220Ω), by uzyskać amplitudę poniżej 1V. Możesz też zmniejszyć dobroć takiego filtru i sprawdzić, na ile jego włączenie w tor audio zuboży sygnał muzyczny.

Pamiętaj jednak, że nasz filtr z rysunku 99 nie usunie nieodłącznych harmonicznych, czyli przebiegów o częstotliwościach 100Hz i 150Hz oraz wyższych. Aby je stłumić, powinieneś włączyć w tor sygnału dodatkowe filtry zaporowe, nastrojone na te wyższe harmoniczne.

Do realizacji filtru zaporowego, podobnie jak do budowy generatora, można też wykorzystać mostek Wiena. Także i tu kluczem są zależności fazowe. Wadą prostego filtru jest niewielka dobroć. Można ją poprawić przez umiejętne wykorzystanie wzmacniacza operacyjnego. Zbudujmy taki filtr według **rysunku 102**. Mostek Wiena jest wyróżniony zieloną podkładką. Mój model pokazany jest na **fotografii 103**. Filtr taki można względnie łatwo przestrajać, zmieniając jednocześnie obie, jednakowe rezystancję R_A. Zasadniczo potencjometr PR1 jest potrzebny do uzyskania maksymalnej „głębokości doliny" w związku z rozrzutem wartości (tolerancją) elementów RC mostka. Ale co ciekawe, pozwala on też w pewnym zakresie przestrajać częstotliwość filtru, ponieważ w grę wchodzą tam pewne



Rys. 104

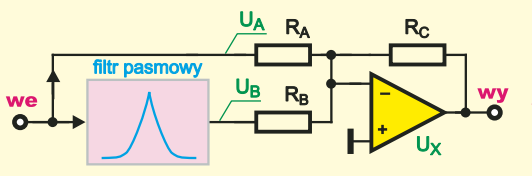
zależności fazowo-amplitudowe. Nie należy jednak z tym przesadzać, ponieważ znaczące odchylenie dzielnika od wartości R5, PR1, R6 od nominalnej wartości R/2R psuje inne właściwości filtru.

Dobroć można bardzo łatwo regulować przez stosunek rezystancji R2/R3, przy czym R1=R2, R4=R3. **Rysunek 104** pokazuje charakterystyki filtru przy stałej wartości R1=R2=100kΩ i różnych wartościach R3=R4. W Technikaliach znajdziesz więcej informacji na temat takich filtrów.

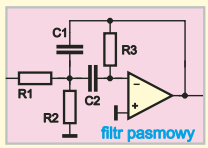
A w następnym odcinku nadal będziemy zajmować się filtrami zaporowymi.

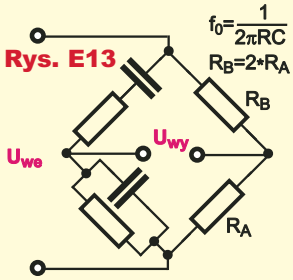
Piotr Górecki

„Odwrócony" filtr pasmowy. Filtr zaporowy można też uzyskać przez „odwrócenie" filtru pasmowego według idei z **rysunku E12**. Mamy tu filtr pasmowy (na różowej podkładce) oraz układ sumujący, a właściwie odejmujący ze wzmacniaczem U_X. Warunkiem prawidłowego działania jest to, żeby przy częstotliwości środkowej filtru pasmowego f_0, przesuniecie fazy wynosiło 180 stopni, czyli żeby taki filtr odwracał fazę sygnału. Wtedy od oryginalnego sygnału wejściowego, przechodzącego przez rezystor R_A, zostanie odjęty sygnał przechodzący przez filtr i rezystor R_B. W roli filtru pasmowego może pracować znany z poprzednich odcinków nasz dobry znajomy filtr z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym. Jeśli wzmocnienie filtru pasmowego przy częstotliwości f_0 będzie równe jedności (G=1=0dB), to rezystory R_A, R_B będą mieć jednakowe wartości. Rezystor R_C pozwoli regulować wzmocnienie sygnału wyjściowego – standardowo powinien mieć wartość R_C=R_A – wtedy filtr



Rys. E12

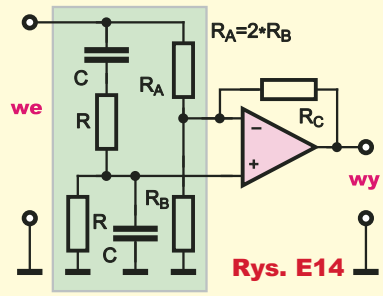




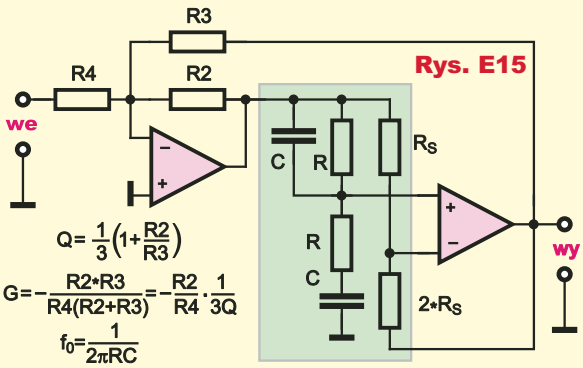
Rys. E13

będzie miał wzmocnienie równe 1 (0dB).

Przy częstotliwości f_0 sygnały U_A, U_B będą mieć jednakową amplitudę i przeciwne fazy, a więc odejmą się i sygnał wyjściowy będzie równy zeru. Przy częstotliwościach odległych od f_0, sygnał U_B będzie praktycznie równy zeru, więc odejmowanie nie wystąpi i sygnał wejściowy (U_A) przejdzie na wyjście filtru ze wzmocnieniem $-R_C/R_A$.



Rys. E14



Rys. E15

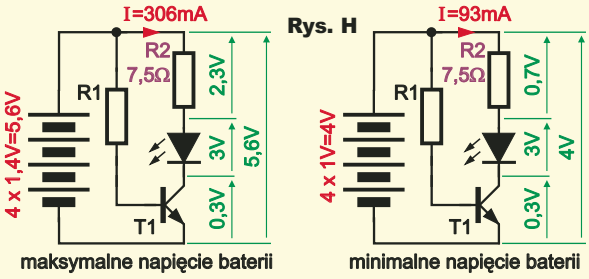
W praktyce z uwagi na nieuchronne odchyłki, wynikające z tolerancji elementów, trzeba przewidzieć możliwość regulacji częstotliwości charakterystycznej f_0 oraz „głębokości doliny". W omawianym filtrze jest to wyjątkowo proste: częstotliwość f_0 można regulować za pomocą rezystancji R2, a maksymalną „głębokość doliny" uzyskać przez korekcję jednej z rezystancji R_A, R_B, jak to zrobiliśmy w Ćwiczeniach.

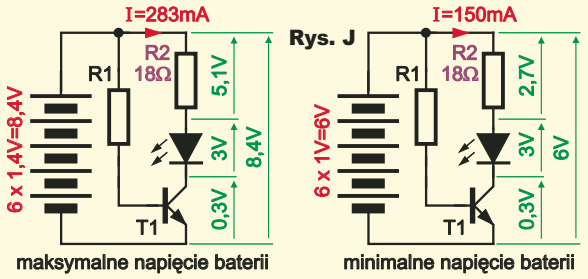
Mostek Wiena (Wiena-Robinsona) z **rysunku E13** ze swej natury jest filtrem zaporowym. Gdy R_A=2*R_B, przy częstotliwości f_0=1/2πRC, przesunięcie fazy jest równe zeru i napięcie wyjściowe na przekątnej mostka też jest równe zeru. Wadą jest fakt, że sygnał wyjściowy występuje na przekątnej mostka, czyli jest to sygnał różnicowy. Wadę tę można łatwo usunąć, dodając wzmacniacz operacyjny, na przykład według **rysunku E14**.

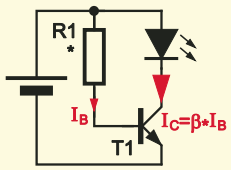
Ciąg dalszy na stronie 61

TECHNIKALIA

liczyć ze znacznym rozrzutem wzmocnienia użytych tranzystorów. Dlatego w podobnych zastosowaniach, jak analizowany rysunek B, należałoby zwiększyć prąd bazy T1, żeby skutecznie nasycić tranzystor, niezależnie od rozrzutów wzmocnienia prądowego. Jeśli T1 będzie głęboko nasycony, to wystąpi na nim niewielkie napięcie nasycenia U_{CEsat}, a co ważne, ogranicznikiem prądu diody LED i kolektora będzie wtedy rezystor R2. W takiej koncepcji wartość R2 będzie mieć kluczowe znaczenie. Przy maksymalnym napięciu zasilania musi on ograniczyć prąd diody do bezpiecznej wartości. Jak z tego widać, ***wartość R2 należy obliczać dla maksymalnego spodziewanego napięcia zasilania***. Bo właśnie przy tym maksymalnym napięciu wartość R2 odegra swoją ważną rolę.







Rys. K

Żeby pokazać kolejny ważny szczegół, załóżmy, że napięcie nasycenia T1 i napięcie przewodzenia diody LED są stałe i zupełnie nie zależą od prądu. Wtedy o prądzie diody zadecyduje tylko spadek napięcia na R2. Przy małym napięciu zasilania spadek napięcia na R2 może być mały nawet przy świeżo naładowanych bateriach. Wtedy trzeba zastosować R2 o małej wartości (7,5Ω). Ale jeśli napięcie akumulatora obniży się, to bardzo obniży się też prąd diody. Ilustruje to **rysunek H**. Przy zmianie napięcia z 5,6V do 4V, czyli o 40%, prąd diody zmniejszy się z 306mA do 93mA, czyli ponadtrzykrotnie. W rzeczywistości napięcie nasycenia T1 i napięcie przewodzenia diody LED nie są stałe, niemniej rysunek H pokazuje, iż próba pracy przy napięciu zasilania niewiele wyższym od napięcia przewodzenia diody może wiązać się z poważnymi wahaniami prądu diody w zależności od stanu baterii. To na pewno jest istotna wada tego rozwiązania!

Natomiast gdyby napięcie zasilania było znacząco wyższe, np. przez użycie sześciu akumulatorków, to i wartość R2 będzie większa (18Ω), a zmiany napięcia zasilania będą znacznie mniej wpływać na prąd diody LED – ilustruje to **rysunek J**: teraz zmiana napięcia o 40% powoduje zmniejszenie prądu mniej niż dwukrotnie. Mniejsze zmiany prądu okupione są jednak wyższymi stratami i koniecznością zastosowania większej liczby baterii. Dlatego obecnie w profesjonalnych konstrukcjach takie proste rozwiązania nie są stosowane. Zamiast tego wykorzystywane są rozmaite sterowniki diod LED, zwykle zawierające przetwornice indukcyjne, rzadko pojemnościowe, które utrzymują jednakowy prąd diod LED, niezależnie od stanu baterii. Ale to inna historia.

Jeśli chodzi o schemat z rysunku B, to dwóch uczestników wspomniało o możliwości zredukowania wartości R2 do zera, czyli zaproponowali usunięcie tego rezystora. W pierwotnym zamyśle R2 ma ograniczać prąd przy najwyższym spodziewanym napięciu świeżych baterii. Tak, ale jeśli ogranicznikiem stanie się tranzystor T1, pracujący w roli źródła prądowego, to R2 okaże się niepotrzebny. A tak będzie, gdy tranzystor T1 nie będzie wprowadzony w stan głębokiego nasycenia przez duży prąd bazy. Wiadomo, że w „normalnie" pracującym tranzystorze, który nie jest nasycony, obwód kolektora ma charakter źródła prądowego, czyli ogranicznika prądowego. Zasadniczo wystarczy odpowiednio dobrać prąd bazy przez dobór R1, by uzyskać potrzebny prąd kolektora, jak na **rysunku K**. Niewątpliwą wadą jest tu jednak konieczność indywidualnego doboru R1, stosownie do wzmocnienia prądowego użytego egzemplarza. Idea takiego prostego źródła prądowego jest interesująca, jednak i tu w grę wchodzą kolejne szczegóły, których nie będziemy teraz omawiać. Po części zajmiemy się tym w ramach następnego zadania Policz186.

Ale kto chce, może sprawdzić w modelu dwie przedstawione koncepcje przy minimalnym i maksymalnym spodziewanym napięciu zasilania. Wystarczy na tym samym egzemplarzu tranzystora zbudować najpierw układ według rysunku B z R1 o małej wartości, by T1 był nasycony, a potem zbadać układ z rysunku K z indywidualnie dobranym rezystorem. Należałoby porównać, w którym układzie zmiany napięcia zasilania spowodują mniejsze zmiany prądu diody. Zapewne wiele będzie zależeć od typu i wzmocnienia użytego tranzysotra. Zachęcam do takich eksperymentów! O ich wynikach możecie poinformować w ramach rozwiązania zadania Policz186.

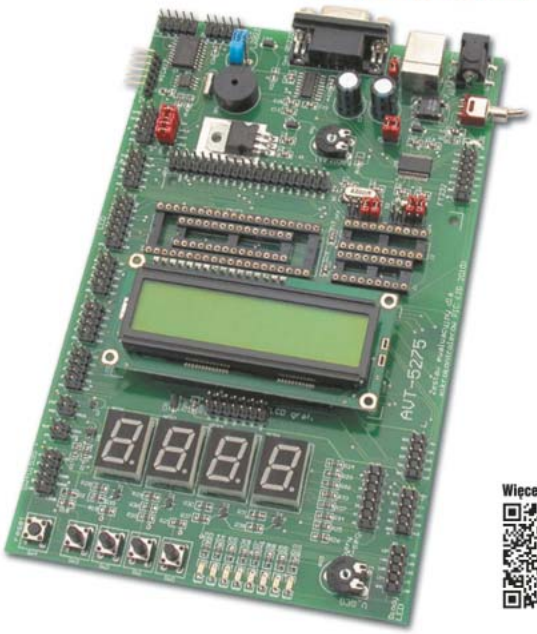
A na razie, upominki za udział w zadaniu *Policz181* otrzymują:
Piotr Kołek – Kołobrzeg,
Kacper Król – Jaworzno,
Janusz Gwóźdź – Czechowice-Dziedzice.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

R E K L A M A

Płytka ewaluacyjna dla mikrokontrolerów PIC

AVT5275

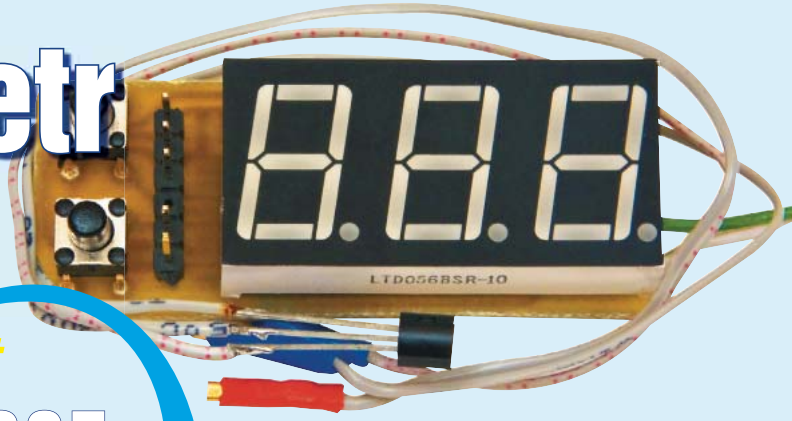


Więcej informacji:

www.sklep.avt.pl

AVT-Korporacja Sp. z o.o., 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11,
tel. 022 257 84 50, fax 022 257 84 55, e-mail: handlowy@avt.pl

Minitermometr uniwersalny



kit 2985 AVT

Do czego służy?

Opisywany układ jest uniwersalnym termometrem dwukanałowym. Pracuje on w zakresie temperatur od –50,0 do +99,9°C. Układ został zaprojektowany do mierzenia temperatury w domu i na dworze, ale z powodzeniem można dla niego znaleźć wiele innych zastosowań. Zmiany wyświetlanej aktualnie temperatury dokonuje się za pomocą dwóch przycisków. Po zmianie oprogramowania urządzenie może pełnić funkcję prostego termostatu lub bardziej złożonego regulatora temperatury. Został zbudowany w oparciu o popularny, często stosowany czujnik/czujniki DS18B20 i mikrokontroler, co znacznie uprościło jego konstrukcję i zmniejszyło wymiary. Układ udało się tak skompresować, że prawie wszystkie elementy mieszczą się pod typowym wyświetlaczem 3-cyfrowym o wysokości cyfry 15mm. Projekt jest rozwinięciem układu dostępnego pod adresem http://mirley.firlej.org/termometr_uniwersalny, z tym że prawie wszystkie elementy zostały zmienione na komponenty SMD. Oczywiście można było bardziej upakować elementy przewlekane, jednak w dobie miniaturyzacji lepiej zrobić jeden krok dalej, budując układ o możliwie najmniejszych wymiarach. Daje to możliwość zamontowania gotowego modułu termometru lub prostego termostatu w już istniejące urządzenie. W wersji podstawowej termometr potrafi mierzyć dwie temperatury, wykorzystując dwa czujniki podłączone na niezależnych magistralach.

Jak to działa?

Na **rysunku 1** został przedstawiony schemat ideowy termometru. Sercem urządzenia jest mikrokontroler ATTiny2313, który pracuje z wewnętrznym oscylatorem, bez dzielnika częstotliwości (8MHz). Brak rezonatora kwarcowego pozwolił zmniejszyć płytkę i wykorzystać wolny pin XTAL, jako port wejściowy PA0, do którego dołączony jest przycisk S2.

Prostota układu wynika z zastosowanego czujnika temperatury, którym tym przypadku jest DS18B20, w typowym ustawieniu 12-bitowy termometr cyfrowy, mogący pracować w zakresie –55 do +125°C. Czas przetwarzania (konwersji) temperatury do wartości binarnej (liczby) trwa nie dłużej niż 750ms. Łączność z mikrokontrolerem zapewnia popularna magistrala 1-Wire.

Do prezentacji temperatury wykorzystywany jest trzycyfrowy wyświetlacz LED (AT5636BMR-B) wewnętrznie połączony do multipleksowania, co znakomicie ułatwia proces projektowania płytki. Rezystory R4–R11 ograniczają prąd wyświetlacza LED do wartości maksymalnej rzędu 10–12mA (na segment). Średni prąd będzie jednak mniejszy ze względu na multipleksowanie. Zaświecanie cyfr na kolejnych wyświetlaczach odbywa się poprzez cykliczne podawanie stanu niskiego na bazę jednego z tranzystorów T1–T3. W tej samej chwili na porcie B mikrokontrolera powinna pojawić się zakodowana wartość odzwierciedlająca wyświetlany znak.

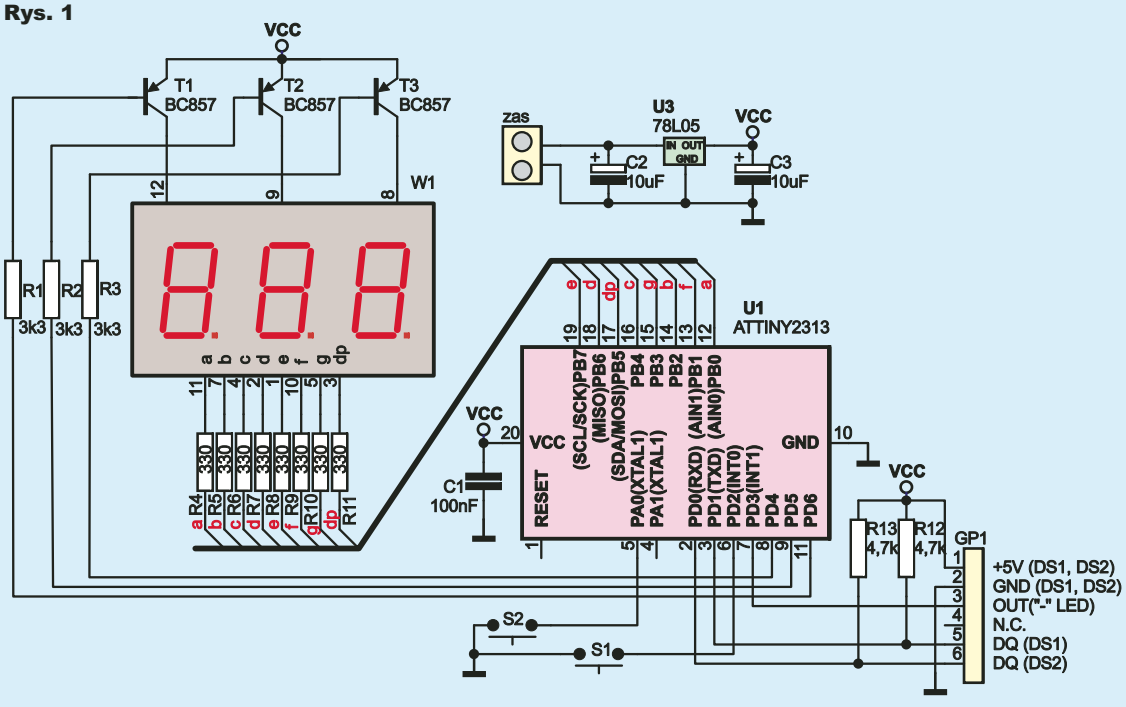
Złącze GP1 umożliwia łatwe podłączenie czujników oraz może być wyjściem sterowania (w przypadku budowy termostatu). Nie trzeba tutaj montować złącza goldpin, jak w projekcie modelowym, wystarczy wlutować przewody bezpośrednio w płytkę. W programie termometru na wyjściu sterowania OUT pojawia się stan niski, gdy temperatura jest ujemna. Wystarczy dołączyć diodę LED z szeregowym rezystorem 470Ω między to wyjście a +5V, aby mieć sygnalizację znaku „–”.

Czujniki temperatury należy podłączyć trójprzewodowo, wykorzystując zasilanie, masę i linie sygnałowe 5 i 6. Linia danych czujnika pierwszego ma zostać podłączona do pinu 5, a drugiego do pinu 6 złącza GP1.

Program sterujący

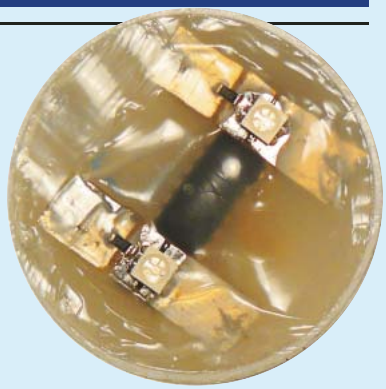
Program sterujący został napisany w BASCOM AVR i można go ściągnąć z Elportalu. Zajmuje on około 70% dostępnej pamięci mikrokontrolera i może być z powo-

Rys. 1



kit 2984 AVT

Fade to green



Do czego to służy?

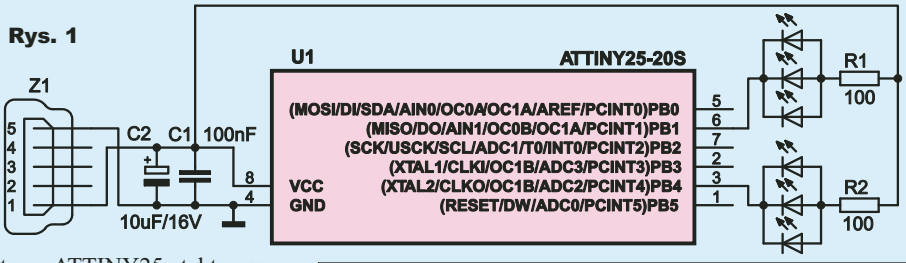
Fade to green to gadżet świetlny, w którym dwie diody LED płynnie zmieniają natężenie emitowanego światła. Jasność obu diod zmienia się zgodnie z przebiegiem sinusoidy, przy czym dla jednej z nich jest ona przesunięta o 180 stopni, dzięki czemu gdy jedna dioda się rozjaśnia, to druga się ściemnia. Najlepsze efekty daje zastosowanie urządzenia do podświetlania matowych szklanych przedmiotów, które dobrze rozpraszają światło. Układ powstał, jako rozwiązanie zadania Szkoły Konstruktorów na temat układów wykorzystywanych do pokazów i reklamowych. Stanowi też zachętę do rozpoczęcia programowania mikrokontrolerów. Jest przysłowiowym „migaczem diodą", daje jednak ciekawy efekt. To może być pierwszy, bardzo prosty program. A gdy już umiemy zamigać diodą, co sprowadza się do cyklicznej modyfikacji zawartości rejestru mikrokontrolera, możemy zrobić o wiele więcej. Bo przecież obsługa innych peryferiów to też zmiana zawartości przypisanych im rejestrów.

I właśnie prezentowane urządzenie jest prostym przykładem wykorzystania sprzętowego generatora sygnału PWM i może być pierwszym praktycznym kontaktem z tą popularną metodą modulacji. Jest to najpopularniejsza dziś metoda regulacji jasności świecenia diod LED. Wzmacniacze audio klasy D to w sumie także modulatory PWM, tyle że o znacznej mocy. Wszelkie zasilacze impulsowe (czy to zasilacze w komputerze PC, czy małe ładowarki do telefonów komórkowych) też wykorzystują odmiany modulacji PWM. Dlatego warto zapoznać się z tą modulacja na prostym i efektownym przykładzie z wykorzystaniem zaledwie 8 elementów i 20 linii kodu w języku C.

Jak to działa?

Na **rysunku 1** pokazany jest schemat ideowy. Układ zasilany jest z gniazda Z1 typu mini USB-B. Jest to dzis bardzo łatwo dostępne źródło napięcia 5V – układ może być dołączony do portu USB komputera lub zasilany z popularnych ładowarek stosowanych do odtwarzaczy MP3, telefonów komórkowych lub nawigacji GPS. Za sterowanie diodami LED odpowiedzialny jest mikrokontroler U1

Rys. 1



typu ATTINY25, taktowany z wewnętrznego rezonatora RC. Do obu wyjść sygnału PWM (OC1A oraz OC1B) dołączone są diody LED. Na schemacie widać sześć diod, jednak są to tak naprawdę 2 elementy mające po trzy niezależne struktury i wyprowadzenia. Program sterujący pracą urządzenia przedstawiony jest na **listingu 1.** Najpierw następuje konfiguracja pinów portu B mikrokontrolera, do których dołączone są diody, jako wyjściowych. Następnie konfigurowany jest sprzętowy generator sygnału PWM. Dla kanału A za jego ustawienia odpowiada rejestr TCCR1, a dla kanału B – GTCCR. Generacja sygnału PWM to tylko część z licznych możliwości układu timera/licznika mikrokontrolera, dlatego aby wybrać właśnie ten tryb działania, należy ustawić bit PWM1x w przedstawionych powyżej rejestrach. Ustawienie bitów COM1x1 oraz COM1x0 powoduje, że generator sygnału PWM zostaje dołączony do wyprowadzeń mikrokontrolera. Wybiera też tryb, w którym gdy licznik doliczy do wartości wypełnienia zapisanej w rejestrze OCR1x, na wyprowadzeniu wystawiany jest stan wysoki, a dla wartości zero licznika – niski. Następnie rozpoczyna się nieskończona pętla, w której obliczane są kolejne wartości funkcji sinus i przypisywane do wartości wypełnienia sygnału PWM dla obu kanałów. Odpowiednie wartości muszą być umieszczane w rejestrach OCR1A oraz OCR1B, w postaci liczby z przedziału 0 do 255. Jednakże funkcja ***sin*** zwraca liczbę zmiennoprzecinkową z przedziału od –1 do 1, dlatego wynik działania tej funkcji jest sumowany z jedynką, a wynik tej operacji mnożony przez 128. Daje to liczbę z wymaganego przedziału, która musi być jeszcze zrzutowana na typ całkowity (int). Wartość dla drugiego kanału jest odejmowana od jedynki, dzięki temu zawsze wypełnienie kanału A zmienia się przeciwnie do kanału B. Szybkość zmian jasności świecenia diod można modyfikować poprzez zmianę opóźnienia pomiędzy poszczególnymi krokami (parametr funkcji _delay_ms) lub wartość o jaką inkrementowana jest zmienna x (argument funkcji sin) w każdym z kroków. By wartość zmiennej x nie rosła do bardzo dużych wartości podczas działania urządzenia jest ona zerowana po jednym okresie funkcji sinus. Przyjmuje ona argument w radianach, a wartość 6,3 to 2π w zaokrągleniu, czyli odpowiada właśnie jednemu pełnemu okresowi. Chociaż kod źródłowy programu jest bardzo zwięzły, to utworzony po kompilacji kod maszynowy już taki nie jest: 1278 bajtów i ponad 60% pamięci Flash wykorzystanego mikrokontrolera to całkiem sporo jak na tak proste użycie. Tak obszerny kod wynika z zastosowania obliczeń na liczbach zmiennoprzecinkowych oraz funkcji z biblioteki math.h. W przedstawionym zasto-

```
#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>
#include <math.h>
double x=0,y;
int main(void)
{
   DDRB |= _BV(PB1)|_BV(PB4);
   TCCR1 = _BV(PWM1A) | _BV(COM1A1) | _BV(COM1A0) | _BV(CS10);
   GTCCR = _BV(PWM1B) | _BV(COM1B1) | _BV(COM1B0);
   while(1)
   {
    y=sin(x);
    OCR1A=(int)128*(1+y);
    OCR1B=(int)128*(1-y);
    _delay_ms(25);
    x+=0.05;
    if(x>=6.3)
    x=0;
   }
}
```

Listing 1

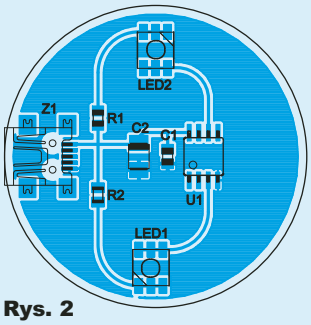
sowaniu nie stanowi to żadnego problemu, ale może być ostrzeżeniem dla początkujących programistów, że bardzo krótki kod w C może stać się bardzo rozległy, jeżeli chodzi o zajętość pamięci programu.

Montaż i uruchomienie

Schemat montażowy przedstawiony jest na **rysunku 2**. Wszystkie elementy układu są przeznaczone do montażu powierzchniowego SMD, także diody LED oraz kondensator C2. Elementy te można przylutować bez większych problemów. Mikrokontroler znajdujący się w kicie AVT-2984 jest już zaprogramowany. Przy samodzielnym kompletowaniu elementów ***należy go zaprogramować przed wlutowaniem w płytkę, za pomocą specjalnego adaptera dla układów SMD, ponieważ na płytce nie przewidziano złącza programowania ISP***. Program jest przystosowany do działania z domyślnymi wartościami bitów konfiguracyjnych mikrokontrolera, więc nie ma potrzeby ich modyfikacji. Układ działa od razu po dołączeniu zasilania. Do zasilania można wykorzystać kabel USB-A – Mini USB-B i dołączyć urządzenie do portu USB komputera lub skorzystać z ładowarek do telefonów komórkowych lub innych urządzeń ze złączem Mini USB. W tym drugim przypadku warto skontrolować napięcie wyjściowe, ponieważ bez obciążenia w wielu przypadkach może ono wynosić nawet ponad 7V i nie zawsze spada pod obciążeniem do standardowej wartości 5V.

Możliwości zmian

Najprostsza zmiana to dobór diod o innym kolorze świecenia. Ponieważ diody o różnych kolorach mają różne napięcia przewodzenia, przy zmianie należy uwzględnić wartości rezystorów R1 i R2 tak, by nie przekroczyć maksymalnych prądów pracy diod i pinów zastosowanego mikrokontrolera. Rejestry sterujące pracą timerów (a zatem i generowaniem sygnałów PWM) ATmega8 różnią się nieznacznie od ATtiny25, dlatego w materiałach dodatkowych do artykułu w Elportalu umieszczona jest również alternatywna wersja programu. Do finalnej wersji projektu został wybrany ATtiny25 ze względu na miniaturyzację urządzenia oraz zmniejszenie kosztów. Wykorzystanie „większego" mikrokontrolera pozwala na modyfikacje i rozwój projektu. ATmega8 ma 3 sprzętowe kanały PWM, które można wykorzystać np. do sterowania diodą RGB i płynnej zmiany koloru jej świecenia. Można oczywiście korzystać nie tylko ze sprzętowej generacji sygnału PWM, ale też programowej, wtedy można wykorzystać tyle diod świecących, ile wyjść GPIO ma wybrany mikrokontroler. Przy tak dużej liczbie diod można się już pokusić o bardzo interesujące efekty świetlne. Przy podłączeniu większej liczby diod do mikrokontrolera należy rozważyć wykorzystanie tranzystorów sterujących, bowiem maksymalny prąd wpływający do mikrokontrolera dla ATmega8 wynosi 300mA, dla ATtiny25 200mA. Przy programowym generowaniu PWM należy zwrócić uwagę na to, ile czasu zajmuje obliczanie kolejnych wartości wypełnienia. Jeżeli będzie to zbyt długi okres, sygnał może zostać zakłócony i mogą pojawić się nieprzyjemne efekty optyczne. W takim przypadku warto zrezygnować z funkcji sin i skorzystać ze stablicowanych wartości. Po pierwszym eksperymencie z modulacją PWM i regulacją jasności świecenia diod LED można przejść np. do eksperymentów z generowaniem sygnałów dźwiękowych za pomocą tej modulacji. Życzę powodzenia!



Rys. 2

Wykaz elementów

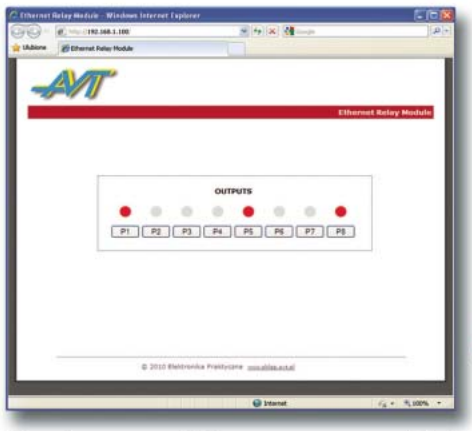
R1,R2	100R
C1	100nF (0805)
C2	10µF/16V (SMC-B)
U1	ATtiny25-20SU
LED1,LED2	LEDP6L-GW120 (oznaczenie firmy Maritex, a nie producenta)
Z1	Mini USB

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako kit szkolny AVT-2984.

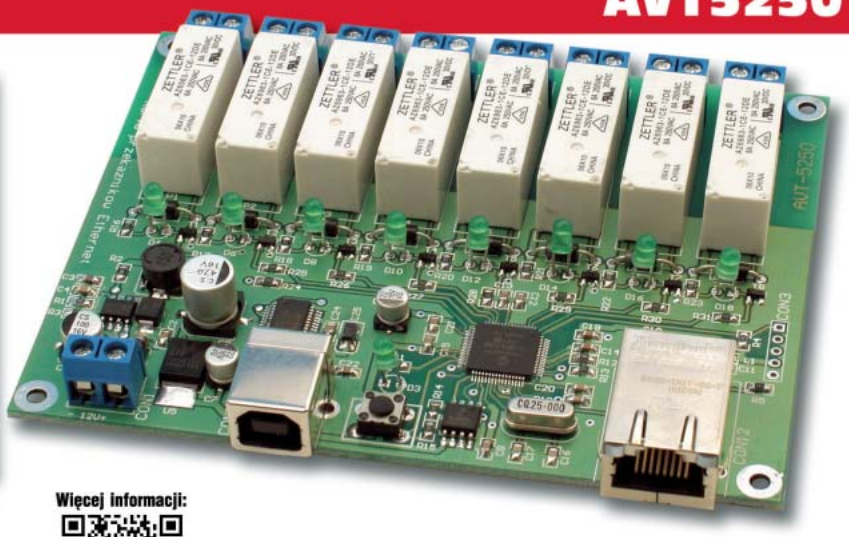
Paweł Hoffmann
pawelhoffmann@gmail.com

R E K L A M A

Karta przekaźników sterowana przez Internet AVT5250



Główna strona www wyświetlana przez oprogramowanie karty



Więcej informacji:

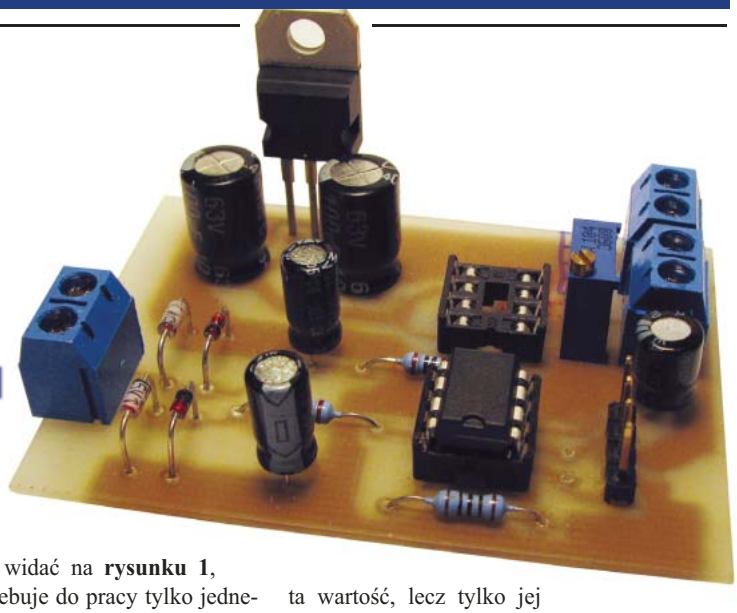
Wybrane parametry:
- Tryb dynamicznego pobierania adresu sieciowego (klient DHCP)
- Możliwość zmiany adresu MAC urządzenia.
- Praca w trybie serwera http.
- Obsługa przez przeglądarkę internetową (port 80)
- Możliwość modyfikacji strony internetowej z poziomu przeglądarki (pamięć strony 1Mb)
- Konfiguracja przez port USB.
- 8 wyjść przekaźnikowych (8A / 230V).

Karta umożliwia sterowanie przekaźnikami poprzez interfejs Ethernet. Stany przekaźników oraz przyciski umożliwiające ich zmianę prezentowane są na generowanej przez kartę stronie internetowej. Zaletą takiego rozwiązania jest wygoda i uniwersalność – do obsługi urządzenia nie jest potrzebne żadne dodatkowe oprogramowanie. Układem można sterować zarówno z komputera pracującego pod dowolnym systemem operacyjnym jak i z telefonu komórkowego (z obsługą netu).

www.sklep.avt.pl

AVT-Korporacja Sp. z o.o., 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. 022 257 84 50, fax 022 257 84 55, e-mail: handlowy@avt.pl

Sejsmometr



Udało mi się zdobyć starą wagę elektroniczną, z której wymontowałem czujnik tensometryczny (**fotografia 1**). Ponieważ przetwornik był sprawny, chciałem wykonać na jego podstawie jakiś ciekawy układ. Oczywiście najłatwiej byłoby wykonać wagę, ale wagi nie potrzebowałem, dlatego też pomyślałem o całkiem nietypowym wykorzystaniu go w samodzielnie zbudowanym „sejsmometrze".

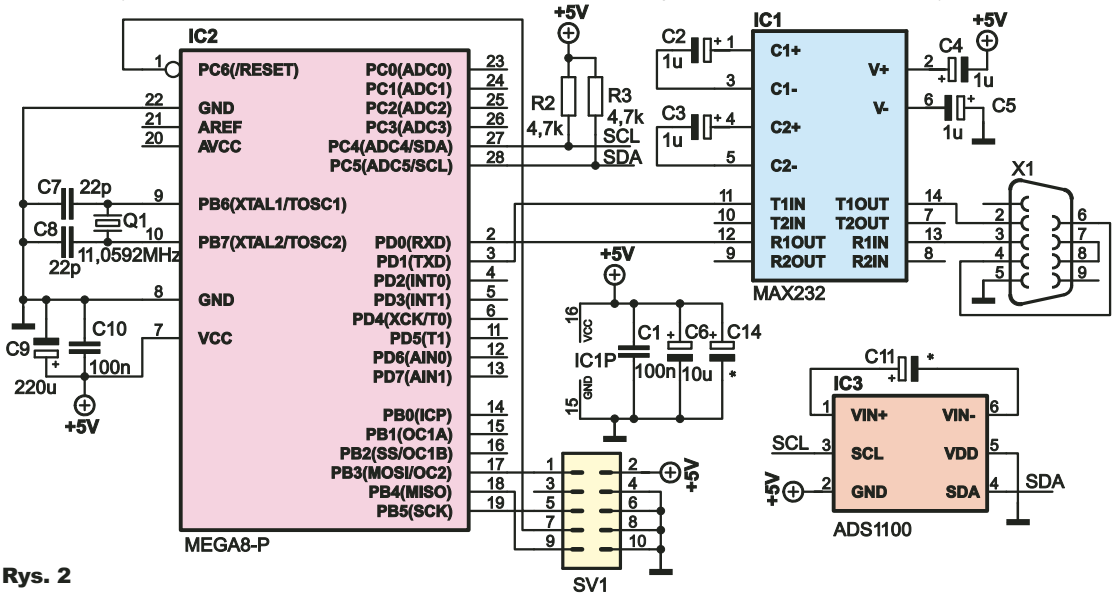
Założenie było następujące: czujnik należy obciążyć, a następnie rejestrować zmiany napięcia wyjściowego. Podczas wstrząsów napięcie wyjściowe powinno się zmieniać, podobnie jak zmienia się wskazanie wagi, kiedy np. stojący na niej człowiek się porusza.

Opis układu

Docelowo czujnik tensometryczny (a dokładniej aluminiowy profil, na którym zamontowany był mostek tensometryczny) z jednej strony przymocowałem do ściany budynku, natomiast z drugiej strony obciążyłem stalowym walcem o masie 10kg (była to połowa zakresu czujnika). I w tym miejscu pojawia się wzmacniacz do czujnika tensometrycznego, wykonany z wykorzystaniem gotowego, scalonego wzmacniacza pomiarowego AD620 firmy Analog Devices. Mostek tensometryczny zasilałem tym samym napięciem, co pozostałą część układu, co wymagało stosowania wzmacniacza różnicowego.

Czułość użytego przetwornika to 2mV/V przy maksymalnym obciążeniu 18 kg, co przy obciążeniu ~50% i przy zasilaniu 5V dawało na wyjściu różnicę napięć ~5mV. Jak widać na **rysunku 1**, układ AD620 potrzebuje do pracy tylko jednego rezystora ustalającego wzmocnienie. Reszta to filtr dolnoprzepustowy i ogranicznik napięcia. U mnie wzmocnienie wynosiło ok. 500x, co dawało na wyjściu napięcie rzędu 2,5V. W klasycznej wadze wystarczyłoby rejestrować wielkość tego napięcia, aby określić obciążenie czujnika, jednak mnie nie interesowała ta wartość, lecz tylko jej minimalne nawet zmiany.

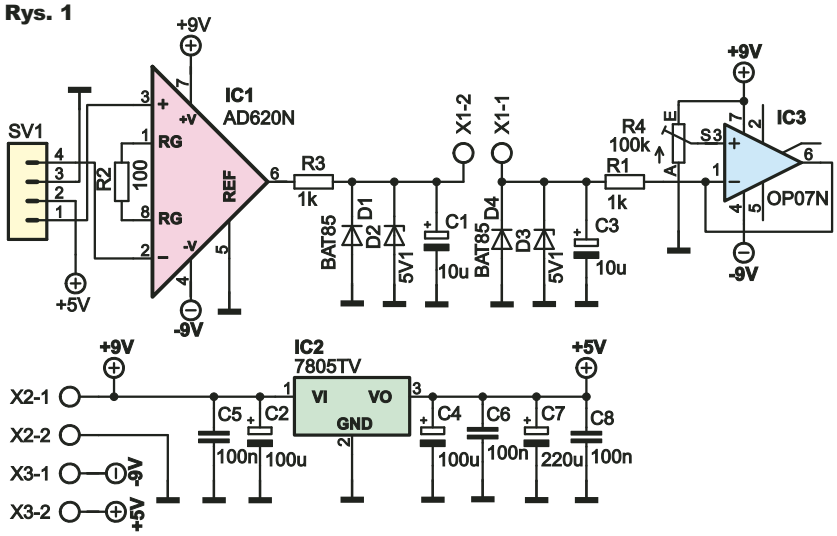
Kolejną modyfikacją, w stosunku do opisanego własnie układu, była zmiana przetwornika A/D – wcześniej był to przetwornik 10-bitowy wbudowany w ATmega8, a tym razem zdecydowałem się na zewnętrzny przetwornik o większej rozdzielczości – 16-bitowy ADS1110 z

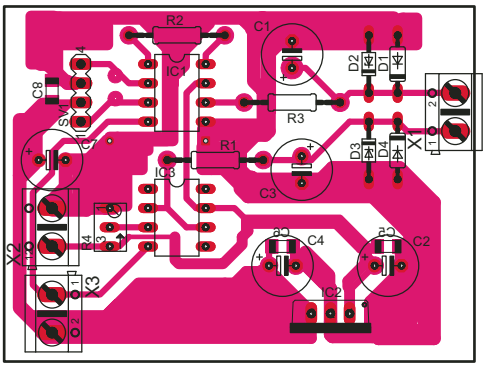


Rys. 2

Fot. 1

Rys. 1

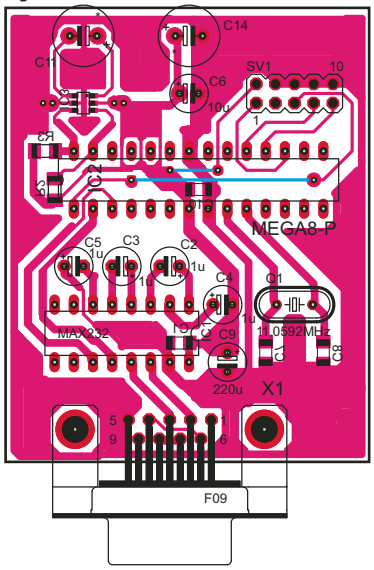


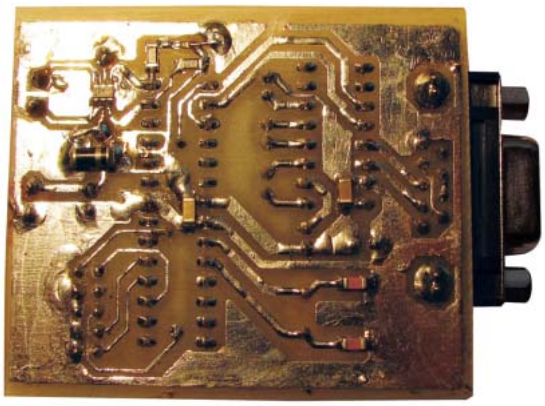


Rys. 3

interfejsem I²C (**rysunek 2**). Układ ma wbudowany wejściowy wzmacniacz różnicowy PGA o maksymalnym wzmocnieniu 8x, z którego też chciałem skorzystać, dlatego też zdecydowałem się na pomiar różnicy napięć pomiędzy wyjściem AD620 a napięciem odniesienia o wartości równej napięciu na wyjściu AD620 przy stałym obciążeniu. Pierwotnie do tego celu wykonałem wtórnik na układzie OP07 sterowany potencjometrem. Jednak ze względu na dużą niestałość napięcia odniesienia (zapewne z winy potencjometru), zdecydowałem się na dzielnik rezystorowy o stałym napięciu, a napięcie wyjściowe a AD620 „dopasowywałem" przez zmianę obciążenia czujnika. Przetwornikiem A/D sterował mikrokontroler ATmega8 i przez łącze RS-232 wysyłał wyniki do komputera PC; program napisany został w Bascomie. Teoretycznie powstała w ten sposób „waga różnicowa" o dość dużej rozdzielczości. Do odbioru danych użyłem dostępnego w Internecie programu Amaseis, co ułatwiło mi pracę, ale ograniczyło rozdzielczość wyniku do 12 bitów, gdyż taki format akceptował użyty program. Zresztą i tak użyty przetwornik miał zbyt niską częstotliwość próbkowania przy maksymalnej rozdzielczości.

Rys. 4





Schematy montażowe układu przedstawione są na **rysunkach 3** i **4**. I tu jedno drobne wyjaśnienie: projektując płytkę drukowaną w programie EAGLE, nie mogłem znaleźć w bibliotekach złączki ARK2 o rozstawie 3,5mm, a akurat takie złączki miałem i chciałem użyć. W związku z tym na schemacie w miejsce złączek ARK 3,5mm wstawiłem kondensatory elektrolityczne o rozstawie nóżek 3,5mm, co pozwoliło mi uzyskać na płytce drukowanej miejsce do wlutowania złączek ARK2. W ten sposób na schemacie pojawiły się „nieistniejące" kondensatory C11 i C14. Być może elementy ARK 2 3,5mm są w jakieś bibliotece EAGLE-a albo powinno się je samemu dodać, ale tak jednak było szybciej i łatwiej, choć oczywiście mniej elegancko.

Testy

Wykonany w ten sposób amatorski sejsmometr testowałem przez kilka tygodni. Układ działał i rejestrował sztucznie wywołane drgania ściany (np. uderzenie w ścianę ręką, podskoki w pobliżu), a także drgania gruntu. W tym momencie muszę podkreślić, że cały sejsmometr nie był przewidziany do rejestrowania nieodczuwalnych drgań wywołanych przez odległe trzęsienia ziemi, lecz silnych wstrząsów gruntu związanych z tąpnięciami związanymi z działalnością górniczą. Choć układ działał poprawnie, to niestety czułość takiego rozwiązania okazała się dość mierna ze względu na niski poziom sygnału wyjściowego, nawet przy całkiem silnych wstrząsach. Ponieważ próby dalszego wzmacniania sygnału uznałem za bezcelowe, ze względu na i tak już występujące zakłócenia, zdecydowałem się na porzucenie pomysłu i zmianę metody rejestracji drgań na bardziej „klasyczną": wykorzystanie cewki umieszczonej pomiędzy magnesami zamocowanymi na poruszającym się ramieniu (dokładniejszy opis można znaleźć na stronie **http://www.jclahr.com/science/psn/as1/index.html** – choć ja musiałem wprowadzić pewne zmiany). Dla porównania podobnej siły wstrząsu w rozwiązaniu z czujnikiem tensometrycznym i wzmacniaczem dawały mi rejestrowaną cyfrowo amplitudę rzędu ±100, a w rozwiązaniu z cewką dają amplitudę rzędu ±800 i to bez zastosowania jakiegokolwiek wzmacniacza – cewka podłączona jest bezpośrednio do wejścia przetwornika A/D (podane amplitudy dotyczą rozdzielczości 12-bitowej a więc ±2048 przy wzmocnieniu PGA G=8).

Wykaz elementów

Wzmacniacz

R1,R3	1k
R2	100
R4	potencjometr 100k
C1,C3	10µF
C5,C6,C8	100nF
C2,C4	100µF
C7	220µF
D1,D4	BAT85
D2,D3	dioda Zenera 5V1
IC1	AD620AN
IC2	7805
IC3	OP07

Układ z procesorem

R2,R3	4,7k
C1,C10	100nF
C6	10µF
C7,C8	22pF
C9	220µF
C2-C5	1µF
IC1	MAX232
IC2	ATmega8
IC3	ADS1100
Q1	11,0592MHz
C11,C14	ARK2 3,5mm
SV1	goldpin 2x5

Opisywany układ prostego tensometrycznego sejsmometru, choć działający, okazał się ślepą uliczką i zaniechanie dalszych działań w celu jego ulepszenia okazało się słusznym wyborem. Natomiast po drobnych przeróbkach mogłaby z niego wyjść chyba całkiem dobra waga, także do nietypowych zastosowań. Ale, jak już wspomniałem, waga nie była mi potrzebna. Mimo niepowodzenia pierwotnego planu, nauczyłem się kilku ciekawych rzeczy, a znaczna część układu elektronicznego będzie wykorzystana w nowym rozwiązaniu.

Marian Gabrowski
mariangabrowski@poczta.onet.pl

R E K L A M A

dioda

Konkurs na wakacje!

Największe polskie forum robotyki amatorskiej – **dioda.com.pl** zaprasza do udziału w IV edycji wakacyjnego konkursu na najlepszy artykuł poświęcony robotyce!
Dla zwycięzców, główny sponsor – firma Satland Prototype – przygotowała kupony na wykonanie PCB. Oprócz tego do wygrania są prenumeraty EdW ufundowane przez AVT, licencje na pełne wersje oprogramowania dla elektroników (w tym Cadsoft Eagle), zestawy uruchomieniowe oraz kupony na zakupy w sklepach dla elektroników i robotyków.
Nie czekaj i podziel się swoją wiedzą!
Pełna lista nagród oraz regulamin znajdują się na stronie konkursowej:
www.wakacje2011.dioda.com.pl

Prasowalnica do płytek drukowanych i miniwiertarka

W ramach zadania głównego nr 172 Szkoły Konstruktorów pozwoliłem sobie przedstawić dwa rozwiązania urządzeń, które stosuję, wykonując płytki drukowane metodą termotransferową. Owoc mojej pracy poniżej.

Prasowalnica

Pierwsze z nich to urządzenie do przenoszenia tonera na laminat miedziany – **fotografie 1-3**. Jest to adaptowana do tego celu prasowalnica, wyprodukowana za naszą wschodnią granicą, kupiona na początku lat 90. na bazarze. Po kilku latach eksploatacji zgodnej z przeznaczeniem, moja żona przestała z niej korzystać.

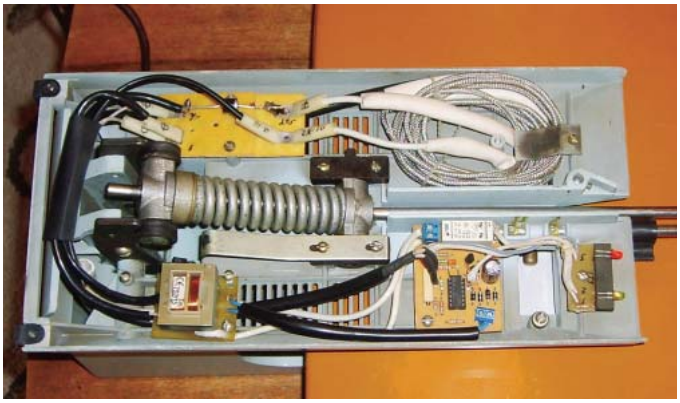
Przystosowanie prasowalnicy do swoich potrzeb rozpocząłem od wymontowania całej „radzieckiej" elektroniki. Pozostawiłem tylko grzałkę, elementy związane z zasilaniem sieciowym oraz diody sygnalizacyjne – na schemacie ideowym sterownika (**rysunek 1**) elementy te znajdują się w szarej ramce. Do sterowania grzałką zastosowałem posiadany czujnik temperatury PT100. Z przejrzanych w literaturze i Internecie schematów regulatorów temperatury wybrałem układ oparty na tym właśnie czujniku, stabilizator napięcia LM723 oraz przekaźnik włączający grzałkę. Czujnik temperatury R4 pracuje w układzie mostka pomiarowego, zasilanego napięciem referencyjnym z końcówki 6 układu IC1. Dioda D9 ogranicza moc grzałki do ok. 600W. Rezystor R8 zapewnia odpowiednią histerezę przełączania styków przekaźnika.

Czujnik PT100 przymocowany jest blaszaną opaską do wewnętrznej osłony grzałki. Wszystkie elementy zostały połączone dodatkowo izolowanymi przewodami. Próg działania regulatora, ustawiany potencjometrem P1, jest stały i wynosi ok. 165°C. Kalibracji można dokonać, umieszczając końcówkę termometru o zakresie 200°C w miejscu mocowania czujnika. Innym sposobem jest tymczasowe wlutowanie rezystora o wartości ok. 160Ω w miejsce czujnika.

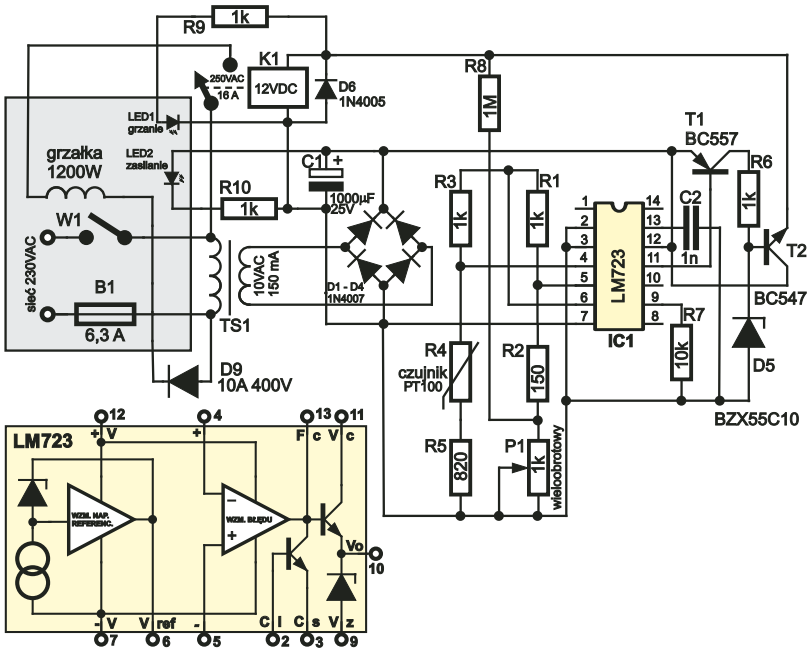
Urządzenie ma dosyć solidną sprężynę, dociskającą płytę górną do dolnej. Płytka drukowana, włożona pomiędzy nagrzane płyty, nie wymaga dodatkowego posługiwania się wałkiem czy gałgankami. Warunkiem sukcesu jest wcześniejsze sta-

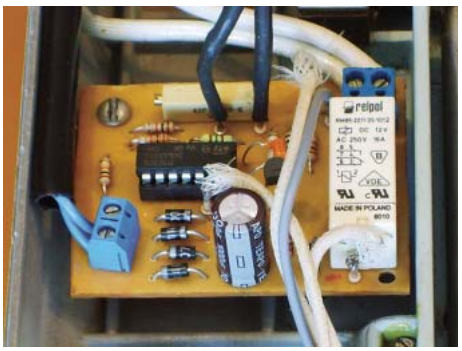
Fot. 1

Fot. 2



Rys. 1





Fot. 3

ranne wyczyszczenie i odtłuszczenie laminatu oraz używanie oryginalnych kaset z tonerem. Płytkę należy wygrzewać w czasie od 1,5 do 2,5 minut, w zależności od tego, czy jest ona jedno-, czy dwustronna oraz zależnie od rodzaju i grubości podłoża.

Miniwiertarka

Drugim prezentowanym tu urządzeniem posługuję się, przewiercając płytki – **fotografia 4**. Miniwiertarkę umocowałem w „dorosłym" stojaku za pośrednictwem dorobionego pierścienia redukcyjnego. Płytka drukowana mocowana jest w typowym imadełku do wiertarek stołowych. Imadełko to powinno być lekkiej, aluminiowej konstrukcji. Powstała w ten sposób mała obrabiarka prawie numeryczna, której osie X i Y napędzane są i sterowane lewą ręką, a oś Z – prawą.

Marek A. Kulczycki
marus4@poczta.wp.pl

Fot. 4

Ciąg dalszy ze strony 41

Wzmocnienie można wtedy łatwo regulować za pomocą rezystancji R_C. Taki filtr ma jednak stałą, niedużą dobroć, równą 1/3. Aby zwiększyć dobroć, należy wykorzystać inną konfigurację układową. Dość często spotykany w literaturze przykład pokazany jest na **rysunku E15**. Mostek Wiena wyróżniony jest zieloną podkładką.

Szczegółowa analiza byłaby dość trudna, niemniej w tym wypadku pomocna może być intuicja. Otóż nietrudno się domyślić, że o dobroci będzie decydować wartość rezystora R3, który w sumie jest rezystorem dodatkowego sprzężenia zwrotnego z obwodu z mostkiem Wiena. Natomiast stosunek rezystorów R2/R4 ma kluczowy wpływ na wzmocnienie wypadkowe G.

Mając pożądaną wartość Q i G projektowanego filtru, do obliczeń wartości R2, R3, R4 warto przyjąć rozsądną wartość R2 w zakresie 22kΩ do 1MΩ, a następnie wyliczyć R3 oraz R4:

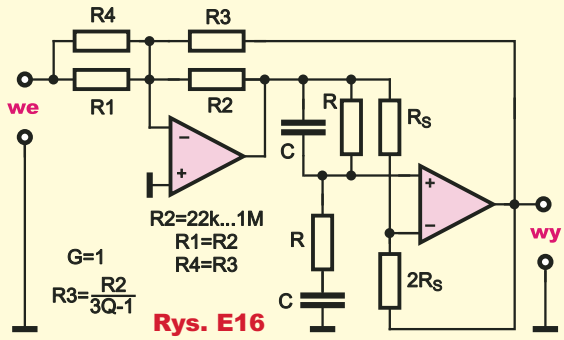
$R3 = R2 / (3Q–1)$

$R4 = R2 / 3QG$

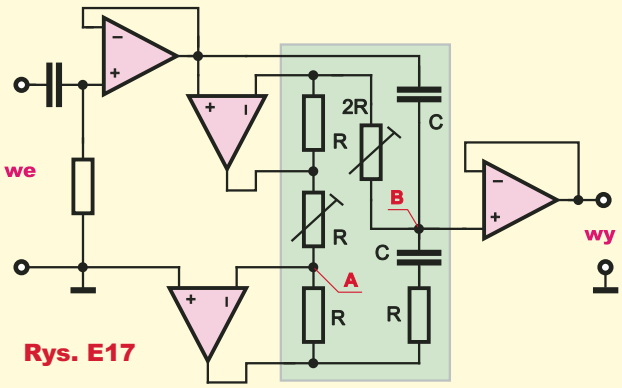
Przy dobroci powyżej 1 (tak będzie w większości przypadków), wartości R3, R4 mogłyby być jednakowe, a wartość R2 większa od nich 3Q-krotnie. Wtedy wzmocnienie będzie nieco mniejsze od jedności (G = 1 – 1 / 3Q), co w praktyce może być całkowicie akceptowalne. Jednak z różnych względów warto pracować przy wzmocnieniu G równym jedności. Wtedy filtr wygląda jak na **rysunku E16** i dobór elementów jest jeszcze prostszy. Mamy tu dwie pary jednakowych rezystorów R1 = R2 i R3 = R4. Obliczając ich wartości, zakładamy rozsądną wartość R1=R2 z zakresu 22kΩ...1MΩ. Następnie znając pożądaną wartość 3-decybelowej dobroci Q, obliczamy:

$R3 = R4 = R2 / (3Q–1)$

W przypadku mostka Wiena ewentualne drobne odchyłki wartości R i C nie mają aż tak dużego negatywnego wpływu, jak w obwodzie podwójne T. Niemniej praktycznie wykorzystując taki układ, warto dobrać kondensatory C za pomocą miernika, żeby miały jak najbardziej zbliżone pojemności. Później dostrojenie do pożądanej częstotliwości można zrealizować przez korektę obu wartości R w mostku, przy czym drobne różnice o 1 czy 2 procent są jak najbardziej akceptowalne. Z uwagi na takie nieuniknione odchyłki, koniecznie trzeba też przewidzieć możliwość uzyskania maksymalnej „głębokości doliny", przez niewielką korekcję dzielnika R1, 2R1, jak w Ćwiczeniach na rysunku 102, gdzie zastosowaliśmy potencjometr PR1.



Rys. E16



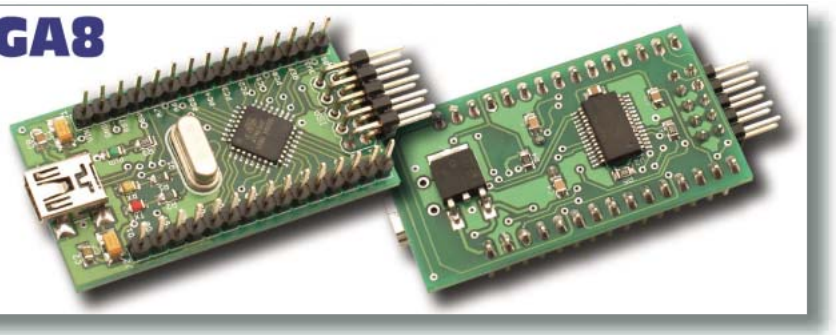
Rys. E17

Odmianą tego typu filtru z mostkiem Wiena jest też uproszczony schemat z **rysunku E17**, w pełni zrealizowany na układzie scalonym TS925 w wersji z pojedynczym zasilaniem, opublikowany w czasopiśmie „Elektor" (Harro Kühne *Abstimmbare Sperrfilter für den NF-Bereich* w niemieckim wydaniu Elektor 3/2002). O ile sygnał wyjściowy w klasycznym mostku Wiena (rysunek E13) jest różnicowy i występuje na przekątnej mostka, tutaj dzięki sprytnemu rozwiązaniu, jeden z punktów wyjściowych ma potencjał masy. Jest to masa wirtualna w punkcie oznaczonym A. Dzięki temu sygnał wyjściowy, występujący w punkcie B, też jest mierzony w stosunku do masy.

TECHNIKALIA

R E K L A M A

Minimoduł z ATMEGA8
AVT1622
Więcej informacji:
www.sklep.avt.pl
AVT-Korporacja Sp. z o.o., 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11,
tel. 022 257 84 50, fax 022 257 84 55, e-mail: handlowy@avt.pl



Magazyn Elektroniki Użytkowej

dodatek do miesięcznika Elektronika dla wszystkich

Poznać i zrozumieć sprzęt

Energy harvesters, – piezoelektryczne źródła energii część 1

Zjawisko piezoelektryczne

Zjawisko piezoelektryczne zostało odkryte w roku 1880 przez Jakuba i Piotra Curie. Stwierdzili oni, że kryształy turmalinu przy naciskaniu i odkształcaniu wytwarzają na swej powierzchni ładunki, czyli w sumie napięcie elektryczne. W rok po odkryciu zjawiska piezoelektrycznego przewidziano (Lippmann) i odkryto (Curie) zjawisko odwrotne: pod wpływem napięcia elektrycznego niektóre materiały zostają odkształcone.

Wkrótce okazało się, że oprócz minerałów z grupy turmalinów, istnieje więcej naturalnych materiałów o takich właściwościach, które dziś nazywamy piezoelektrycznymi. Najbardziej znane to: kwarc, topaz, sól z Rochelle (winian sodowo-potasowy, sól Seignete'a) i... cukier trzcinowy. Naturalnymi (słabymi) piezoelektrykami są także: jedwab, drewno, minerał berlinit ($AlPO_4$), zębina i szkliwo zęba, a także suche kości i ścięgna dzięki zawartości kolagenu.

Dziś wiemy, że zjawisko piezoelektryczne jest związane z tzw. rozdzielaniem ładunku (*charge separation*) w materiałach o określonej budowie krystalicznej. Kryształy piezoelektryczne są zbudowane podobnie jak materiały ferromagnetyczne: zawierają spolaryzowane elektrycznie dipole, które mają tendencję, by samorzutnie porządkować się w większe obszary, zwane domenami Weissa. W stanie spoczynku kierunki polaryzacji domen są różne i się znoszą. Gdy materiał piezoelektryczny zostanie umieszczony w silnym polu elektrycznym (gdy zostanie doń dołączone napięcie), kierunek uporządkowania domen staje się zgodny z biegunowością pola, a to powoduje zmianę rozmiarów. Z kolei zmiana rozmiaru: ściskanie, rozciąganie lub nacisk, w takich materiałach powoduje mechaniczne porządkowanie kierunków dipoli domen, a to oznacza pojawienie się pola i napięcia elektrycznego.

Podobne zjawisko występuje też w materiałach ferromagnetycznych i jest nazywane magnetostrykcją. W materiałach piezo występuje też punkt Curie, czyli temperatura, powyżej której tracą swoje właściwości piezoelektryczne. Warto wspomnieć, że piezoelektryki są jednocześnie materiałami ferroelektrycznymi, a podczas elektryzowania za pomocą zewnętrznego pola elektrycznego wykazują histerezę, więc można by je podzielić na „miękkie" i „twarde", analogicznie jak materiały ferromagnetyczne, w zależności od szerokości pętli histerezy. Jednak w przypadku wykorzystania piezoelektryków do zamiany energii mechanicznej na elektryczną, zjawisko histerezy nie ma istotnego znaczenia. Kluczowe znaczenie ma efekt piezoelektryczny.

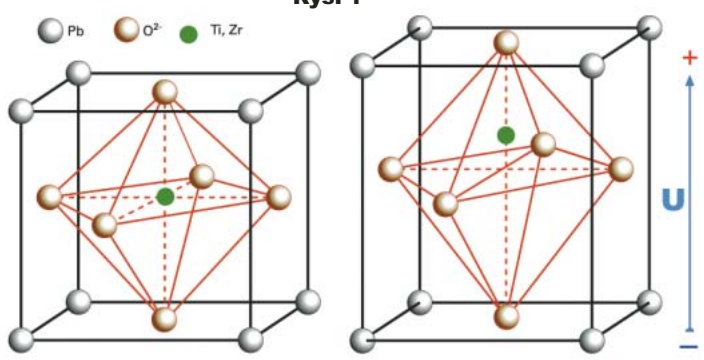
Materiały piezoelektryczne

Z początku do dyspozycji były jedynie naturalne materiały piezoelektryczne, w tym kwarc i sól Seignete'a. Podczas II wojny światowej zespoły badawcze USA, ZSRR i Japonii odkryły szereg materiałów, nazywanych ferroelektrycznymi. Stopniowo wynaleziono, czy raczej odkryto, szereg „sztucznych" materiałów o właściwościach piezoelektrycznych dużo lepszych od piezoelektryków naturalnych. Pomijając tlenek cynku (ZnO), pierwszym ważnym odkryciem był tytanian baru ($BaTiO_3$). Około roku 1950 zbadano piezoelektryczne właściwości mieszaniny tytanianu i cyrkonianu ołowiu, tworząc materiał zwany PZT.

Inne sztucznie wytworzone ceramiczne materiały piezoelektryczne to m.in. tytanian ołowiu ($PbTiO_3$), nioban potasu ($KNbO_3$), nioban litu ($LiNbO_3$), tantalan litu ($LiTaO_3$), wolframian sodu (Na_2WO_3) oraz inne, jak $Ba_2NaNb_5O_5$ czy $Pb_2KNb_5O_{15}$.

Dziś zdecydowana większość materiałów piezoelektrycznych, wykorzystywanych do różnych celów, to tzw. PZT. Są to materiały ceramiczne, będące głównie mieszaniną cyrkonianu i tytanianu ołowiu, dlatego w skrócie PZT występują pierwsze litery międzynarodowych nazw tych pierwiastków: P – plumbum, Zr – zirconium, Ti – titanium. PZT ma tzw. strukturę perowskitu (znanego od roku 1838 minerału o wzorze $CaTiO_3$), oznaczaną w krystalografii ABO_3 lub ABX_3. Jest to regularna struktura płasko-centrowana, gdzie w narożach sześcianu umieszczonych jest osiem atomów ołowiu, na środkach ścian sześcianu sześć anionów tlenkowych, z jednym jonem (cyrkonu lub tytanu) w centrum sześcianu. Co istotne, z uwagi na wartości tzw. promieni jonowych, centralny jon (tytanu lub cyrkonu) może się przemieszczać między dwoma stabilnymi „położeniami skrajnymi", co związane jest ze zmianą właściwości elektrycznych takiej komórki. Budowę elementarnego kryształu PZT ilustruje **rysunek 1**. Z uwagi na takie właściwości, materiały typu PZT są też wykorzystywane do innych celów, między innymi do budowy nieulotnych pamięci,

Rys. 1



Top www SEMICON.COM.PL/SKLEP/
podzespoły elektroniczne
akcesoria pomiarowe
materiały chemiczne
diody laserowe
montaż SMT
SEMICON

zwanych FRAM (*ferroelectric random access memory*).

Różne odmiany PZT są szeroko wykorzystywane także dlatego, że oprócz korzystnych właściwości piezoelektrycznych, stosunkowo wysokiego punktu Curie, ceramika PZT może być wytwarzana nie tylko w postaci belek czy arkuszy. Co ważne, wymagane temperatury są na tyle niskie, że można ją stosować także w procesach cienko- i grubowarstwowych, a to znakomicie poszerza zakres potencjalnych zastosowań, także w zakresie *energy harvesters*. Jednak ceramika PZT jest dość krucha, trudno wytwarzać z niej elementy o grubości poniżej 0,1mm, a trwałe powiązanie cieniutkich warstw PZT z podłożem też bywa trudne. To znacząco komplikuje wykorzystanie PZT w scalonych miniaturowych elementach MEMS (Micro-Electro-Mechanical System). Dlatego pomimo pewnych wad i generalnie gorszych parametrów piezo, coraz częściej zwraca się uwagę na odkryte później polimerowe materiały piezoelektryczne, jak fluorek poliwinylidenu (PVDF) oraz poliimidy. Ich głównymi zaletami są większa elastyczność oraz możliwość wykorzystania w procesach produkcyjnych, będących modyfikacją klasycznych procedur produkcji układów scalonych. Otwiera to drogę do dalszej miniaturyzacji i wykorzystania struktur MEMS, a co ważne, do zdecydowanego zmniejszenia kosztów produkcji.

Innym materiałem godnym większej uwagi jest znany od lat tlenek cynku (ZnO). Jest on też półprzewodnikiem, może tworzyć złącza, jak w diodzie Schottky'ego. Generalnie ZnO ma niezbyt korzystne właściwości piezo, w szczególności w roli źródła energii elektrycznej. Jednak bardzo duże nadzieje są wiązane z nanodrutami i nanorurkami z tlenku cynku. Otóż okazało się, że nanometrowej średnicy pręty (włókna) ZnO przy gięciu wytwarzają znaczne napięcie. Problemem są kwestie produkcyjne, niemniej istnieją prototypy o interesujących właściwościach.

W roku 2009 pojawiła się informacja o dobrych właściwościach piezoelektrycznych ferrytu na bazie bizmutu. Co ważne, materiał taki nie zawiera ołowiu. PZT jest materiałem popularnym, niemniej jest zaliczany do materiałów niebezpiecznych właśnie ze względu na obecność ołowiu. Opracowanie nieszkodliwego materiału o porównywalnych właściwościach prawdopodobnie byłoby silnym impulsem do dalszego rozwoju i upowszechnienia przetworników piezoelektrycznych. Jak na razie jednak nic nie wiadomo o spektakularnych osiągnięciach związanych z takim materiałem. Podobnie nie ma szerszych doniesień o wykorzystaniu niobanu sodowo-potasowego (NaKNb), odkrytego w roku 2004 przez Japończyków, mającego dobre właściwości, zbliżone do PZT. Dość dobre właściwości piezoelektryczne ma też popularne tworzywo sztuczne, polimer, zwany polifluorkiem winylidenu (PVDF). Tu właściwości piezoelektryczne nie mają nic wspólnego z kryształami, tylko związane są z przyciąganiem i odpychaniem długimi łańcuchami molekuł.

Zastosowania

Przez ponad 20 lat po odkryciu zjawisko piezoelektryczne było akademicką ciekawostką. Pierwsze, bardzo spektakularne zastosowanie piezoelektryków to sonar dla łodzi podwodnych, wynaleziony we Francji w roku 1917, wykorzystujący cienkie kryształy kwarcu, starannie klejone między stalowymi elektrodami. Pod koniec lat 20. przedstawiono pierwszy zegarek kwarcowy, gdzie zjawisko piezoelektryczne umożliwiło osiągnięcie w prosty sposób znakomitej dokładności odmierzania czasu. Przez lata w gramofonach wykorzystywano też piezoelektryczne przetworniki drgań igły na przebieg elektryczny (później zostały wyparte przez znacznie lepsze dynamiczne).

Piezoelektryki do dziś służą do wytwarzania dźwięków i ultradźwięków, żeby wspomnieć popularne buzzery i membrany piezo. Służą także do detekcji dźwięków i drgań, czyli pracują w roli mikrofonów. Różne odmiany materiałów piezoelektrycznych pracują w rozmaitych przyrządach pomiarowych w wielu dziedzinach nauki i techniki.

Od lat znane są też zapalarki piezoelektryczne, wykorzystywane w niektórych zapalniczkach (ale nie w zwykłych, klasycznych zapalniczkach, gdzie iskry powodowane są przez tarcie metalowego karbowanego wałeczka po materiale zwanym ferrocerium, nieściśle zwanym kamieniem, który jest stopem kilku pierwiastków). Innym znanym zastosowaniem piezoelektryków są samochodowe czujniki parkowania.

Mniej znaną, bardzo interesującą dziedziną, jest wykorzystanie piezoelektrycznych siłowników. Pod pływem napięcia piezoelektryk rozszerza się – wprawdzie przesunięcie jest niewielkie, ale siła może być bardzo duża. W wielu dziedzinach, choćby w niektórych drukarkach atramentowych wykorzystuje się miniaturowe siłowniki piezoelektryczne. Różne mikrosiłowniki piezo, silne, niesamowicie szybkie, reagujące w ciągu nanosekund, używane są w aparaturze i w badaniach naukowych.

Co ważne dla tematu artykułu, w ostatnich kilkunastu latach podjęto wiele prób realizacji piezoelektrycznych przetworników energii mechanicznej na elektryczną. Wykorzystują one zwykle drgania (wibracje), rzadziej nacisk (stres). O ile w omawianych wcześniej przetwornikach dynamicznych problemem są małe uzyskiwane napięcia, o tyle materiały piezoelektryczne generalnie wytwarzają wysokie napięcia, rzędu setek, a nawet tysięcy woltów. Nie ma się jednak z czego cieszyć, ponieważ pomimo wysokiego napięcia, moc takich przetworników zwykle jest mała. Problemem są między innymi właściwości użytego materiału piezo.

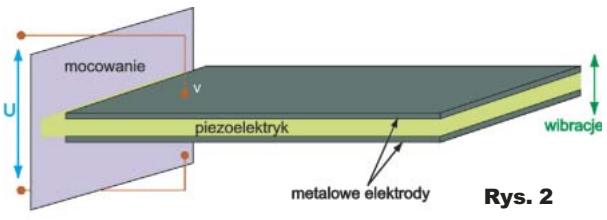
Przetworniki energii

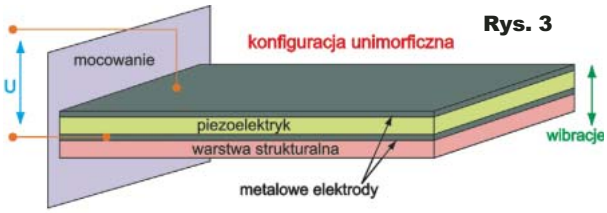
Choć każdy odkształcany materiał piezo jest z natury źródłem energii, jednak uzyskiwana energia i moc są znikome. W grę wchodzi m.in. sprawność zamiany energii mechanicznej na elektryczną, zależna i od materiału, i od szczegółów konstrukcji mechanicznej. Ponadto napięcia, występujące zwykle w przetwornikach piezo są wysokie, często ponad 100V, co zaletą nie jest, ponieważ prawie zawsze potrzebna jest przetwornica obniżająca. M.in. dlatego niełatwe jest zadanie stworzenia użytecznych i niedrogich piezoelektrycznych *energy harvesters*.

W większości przetworników typu *energy harvester* wykorzystuje się arkusz - cienką warstwę materiału PZT, która z jednej strony jest zamocowana na trwałe, a drugi koniec może drgać (często z drugiej strony jest też obciążnik, który pod wpływem drgań silniej wygina materiał piezo). Przetwornik piezo jest więc rodzajem dźwigni. Ilustruje to w uproszczeniu **rysunek 2**. Materiały piezoceramiczne są w sumie dość kruche, więc w praktyce tego rodzaju przetworniki mają warstwę piezo zamocowaną na elastycznym, zwykle metalowym, ramieniu-dźwigni, jak pokazuje **rysunek 3a**. W przypadku obecności jednej warstwy piezoelektryka mówi się o przetwornikach *unimorficznych*. Często spotyka się też przetworniki z dwiema warstwami piezo, określane jako *bimorficzne* - **rysunek 3b**.

W następnym odcinku zostaną przedstawione konkretne przykłady realizacji piezoelektrycznych *energy harvesters*.

(red)



Rys. 2

Rys. 3