

ELEKTRONIKA

dla wszystkich



1/2011 STYCZEŃ • CENA 9zł 90gr (w tym 0% VAT) • NAKŁAD: 14 990 egz.

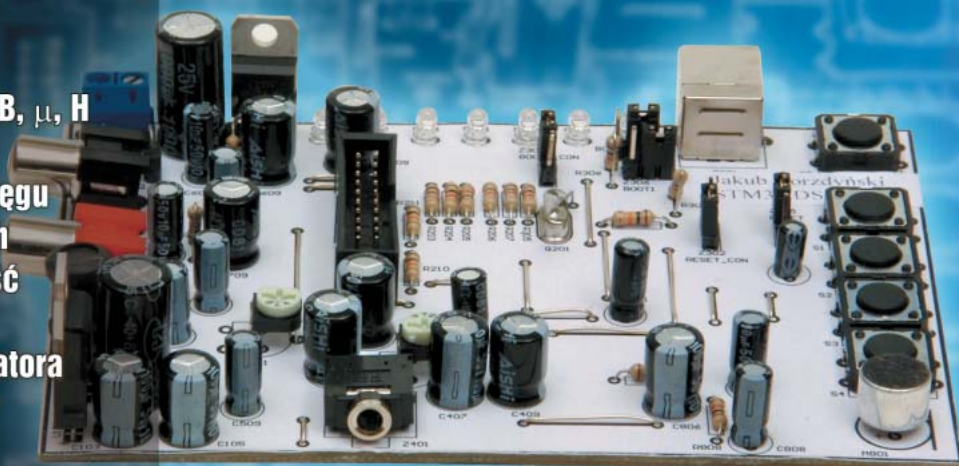
www.elportal.pl

STM32 DSP KIT

Wysoko sprawny regulator oświetlenia diod LED mocy

Biblioteka do obsługi padów PSX pod AVR-y

- ▶ Sterownik pieca c.o. – Termometr różnicowy
- ▶ Przetwornica DC-DC
- ▶ Szybkie prostowniki
- ▶ Szkolne podstawy elektroniki – B, μ , H
- ▶ Ośła łączka – Equalizer
- ▶ SBZ – sterowanie bliskiego zasięgu
- ▶ MEU – Mikroskop sił atomowych
- ▶ Kuchnia Konstruktor – Szybkość
- ▶ Elektronika dla informatyków
- Schemat zastępczy transformatora
- ▶ Szkoła Konstruktorów – Kamery
- ▶ Szkoła Konstruktorów
- Wykorzystanie LED RGB
- ▶ Szkoła Konstruktorów
- „Najprostszy” generator



T M E
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.elfa.se

**OBUDOWY
DLA
ELEKTRONIKI**

www.maszczyk.pl



MASZCZYK
05-071 Sulejów-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 72

CONRAD ELECTRONIC ... 84

CYFRONIKA 19

DEXON..... 61

ELFA ELEKTRONIKA 1

ELMAX 72

ELPIN 71

E-SYSTEM..... 41

FARNELL..... 1, 2, 3

FERYSER 29

GTB-SOLARIS..... 72

IZOTECH..... 72

KRADEX 25

LARO 37

LC ELEKTRONIK..... 42

LIS POL 33

MASZCZYK 1

MERSERWIS 43

MONACOR..... 71

MS ELEKTRONIK 17

NDN..... 83

NEKMA 57

PIEKARZ..... 27, 67

PW KEY..... 71

RCS ELEKTRONIK..... 27

SEMICON 35

SIGMA 63

TME..... 1

TOMSAD 1, 71, 72



str. 15

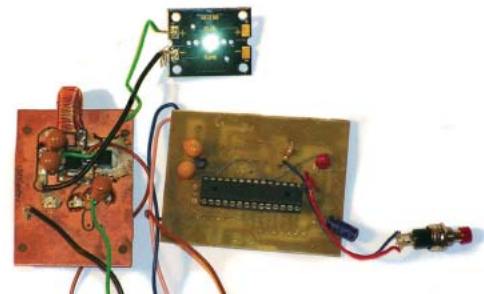
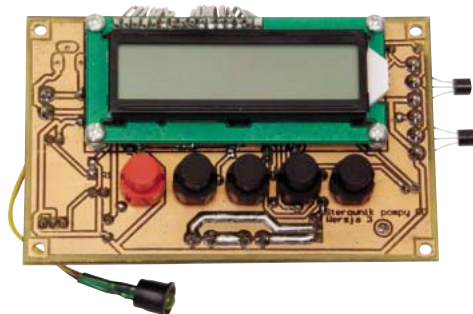
STM32 DSP KIT

Postaw pierwsze kroki w dziedzinie cyfrowego przetwarzania sygnałów i poznaj 32-bitowe mikrokontrolery STM32. Dzięki wbudowanemu bootloaderowi nie potrzeba zewnętrznego programatora.

str. 21

Wysoko sprawny regulator oświetlenia diod LED mocy

Oświetlenie LED coraz częściej wkracza do domowego użytku. Opisany układ może sterować diodami LED np. w kuchni lub w akwarium. Może być wykonany nawet przez początkującego elektronika.



str. 56

Prosty sterownik pieca c.o. – termometr różnicowy

Prosta konstrukcja, łatwa obsługa oraz czytelna prezentacja danych na wyświetlaczu LCD. Może pracować jako samodzielne urządzenie lub jako układ wspomagający sterownik fabryczny.

str. 62

SBZ – sterowanie bliskiego zasięgu

Zrealizuj praktyczne i zaskakująco proste układy sterowania i klucze bezprzewodowe. Bez specjalistycznych układów scalonych, bez mikroprocesorów. Poznaj też ciekawe metody „zalewania pajaków”.



str. 66

Mikroskop sił atomowych

Każdy słyszał o mikroskopie optycznym czy mikroskopie elektronowym. A o mikroskopie sił atomowych? Warto zapoznać się z tym ciekawym urządzeniem.

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

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

Miesięcznik



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

Wydawca:
Wiesław Marciniak

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

Redaktor Naczelny:
Piotr Górecki, redakcja@elportal.pl

Redaktorzy Działów:

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

Opracowanie graficzne,
skład i okładka:
Ewa Górecka - Dudzik
Piotr Górecki jr

Zdjęcia i obróbka, skanowanie:
Piotr Górecki jr

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

Dział Reklamy:

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

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

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

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

Uwagi do rubryki Errare:
errare@elportal.pl

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

Prenumerata:

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

Stali współpracownicy:

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

Druk:

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

Styczeń

1 (181)

Projekty

Projekty AVT

STM32 DSP KIT, część 1	15
Wysoko sprawny regulator oświetlenia diod LED mocy	21
Biblioteka do obsługi padów PSX pod AVR-y	24

Elektronika 2000

Sterownik pieca c.o. – termometr różnicowy	56
--	----

Forum Czytelników

Przetwornica DC-DC	59
Renowacja starszego sprzętu audio, część 2	60

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 179

Zaproponuj nietypowy sposób wykorzystania komputerowej kamery USB lub dowolnej innej kamery albo przetwornika obrazu	42
--	----

Rozwiązanie zadania głównego 174

Zaproponuj wykorzystanie pojedynczych diod LED RGB lub zestawów/pasków diod	43
---	----

Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 179, 174	51
---	----

Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 179 174	54
--	----

Artykuły różne

Pod lupą. Wzmacniacze, część 23	28
Elektronika dla informatyków.	
Schemat zastępczy transformatora – Wykład 7	30
Szybkie prostowniki	32
Szkolne podstawy elektroniki. Obwód magnetyczny. Specyfika materiałów magnetycznych – B, μ , H.	34
Kuchnia konstruktora, czyli taki zwyczajny zasilacz... część 8	36
Elektronika dla początkujących – wyprawy na Oślę łączkę	39
SBZ – sterowanie bliskiego zasięgu	62
MEU – Mikroskop sił atomowych	66

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki	6
Pocztą	8
Skrzynka porad	10
Prenumerata	12
Ogłoszenia i reklamy	70
Sklepy dla elektroników	74
Oferta handlowa AVT	76
Miniankieta	79
Księgarnia AVT	80
Prenumerata	82

Konkursy

Jak to działa?	14
Najlepszy projekt roku 2010, konkurs im. Zbigniewa Raabe	23
Krzyżówka	65
Co to jest?	79



Styczeń

Projektem okładowym styczniowego numeru jest zestaw startowy z zaawansowanym mikrokontrolerem z rodziny STM32, z rdzeniem ARM (Cortex-M3). Wiele mniej doświadczonym Czytelnikom procesory ARM mogą się wydawać bardzo trudne do opanowania i wykorzystania. Faktem jest, że otwierają one drogę do realizacji naprawdę złożonych zadań. Prawdą jest też, że nie są to podzespoły dla początkujących. Trzeba znać podstawy, w tym podstawy języka C. Trzyczęściowy artykuł na temat STM32 pokaże, jakie interesujące zadania można zrealizować za pomocą mikrokontrolerów 32-bitowych. Zapraszam, żeby z tym artykułem zapoznali się także ci, którym wydaje się to absolutnie nieosiągalne. Mam też do Was dodatkową prośbę – napiszcie (pg@elportal.pl), czy chcielibyście rozszerzyć ten artykuł w minicykl, pomagający postawić pierwsze kroki w świecie mikrokontrolerów 32-bitowych. W numerze znajdziecie też szereg innych ciekawych projektów z różnych dziedzin. Chciałbym zwrócić Waszą szczególną uwagę na artykuł o SBZ – sterowaniu bliskiego zasięgu. Autor, doświadczony praktyk, dzieli się swoim doświadczeniem i pokazuje, w jak prosty sposób, bez zaawansowanej techniki, można zrealizować różne odmiany jak najbardziej użytecznych kluczy i transponderów. Także i w tym numerze przygotowaliśmy szereg artykułów edukacyjnych. Zwróćcie uwagę na materiał, dotyczący szybkich diod i ich kluczowych parametrów. Zachęcam też do realizacji ćwiczeń z Oślej łączki, dotyczących sztucznej indukcyjności i equalizerów.

Z wielką przyjemnością przedstawiam wyjątkowo bogate plony zadania 174 Szkoły, dotyczące wykorzystania diod LED RGB. Jak zawsze, zachęcam też do udziału w zadaniach Szkoły Konstruktorów i w innych konkursach!

Dziękuję za wszystkie listy dotyczące *artykułów szkolnych*. Ponawiam też prośbę, żebyście zaproponowali kolejne „szkolne” tematy, pisząc albo na adres pg@elportal.pl albo wykorzystując Miniankiety. Z góry dziękuję!

serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki

NAJSZYBSZY GPU

Mocna karta graficzna to już nie tylko fanaberia graczy. Coraz więcej aplikacji i systemów operacyjnych wymaga dużego zaangażowania GPU i mocnego zrównoleglenia procesów.

MSI wprowadziła na rynek wyjątkowo wydajny akcelerator graficzny MSI N480GTX Lightning, przeznaczony (mimo wszystko) głównie dla maniaków gier. Jak podaje jej producent, jest to najbardziej wydajny akcelerator graficzny z jednym GPU, jaki kiedykolwiek powstał.

Oglądając urządzenie, z pewnością zwrócimy uwagę na nietypowy system chłodzenia Twin Frozr III, który utrzymuje temperaturę rdzenia niższą o 18 stopni od konstrukcji referencyjnej. Samo chłodzenie Twin Frozr dało MSI szereg wyróżnień na całym świecie. Ciepło jest tutaj odprowadzane przez 8-milimetrový ciepłowod SuperPipe wprost do radiatora chłodzonego dwoma wentylatorami o średnicy 90 milimetrów.

Sama karta posiada 480 procesorów strumieniowych i została wyposażona w 1536 megabajtów pamięci GDDR5 na 384 bitowej szynie. Karta wykorzystuje procesor graficzny NVIDIA GeForce GTX480 - sprzęt doceniany przez wielu graczy i grafików mających do czynienia z przetwarzaniem danych 3D.

W dobie zrównoleglenia procesów istnieje szansa, że w przyszłości karta graficzna będzie przejmować coraz więcej zadań procesora. Przyszłość pokaże, czy nowe aplikacje wykorzystujące obliczenia równolegle wymuszają na producentów sprzętu poważne zastanowienie się nad

zmianą architektury całego systemu CPU-GPU. Być może w przyszłości komputery będą posiadały dwa procesory obliczeniowe - jeden „szybki”, drugi „równoległy”, z wysoką liczbą rdzeni.



SMARTFON ACERA

Dotychczas smartfony były domeną firm, które od dawna produkowały telefony. Może się to zmienić za sprawą firmy Acer, dotychczas kojarzonej głównie z laptopami (choć mającej w swojej ofercie od jakiegoś czasu także smartfony). Producent zaprezentował nowy smartfon z systemem Android, wyposażonego w duży 4,8-calowy wyświetlacz o rozdzielczości 1024x480 pikseli - jest to bardzo dobry wynik na tle konkurencji.

Urządzenie jeszcze nie ma oficjalnej nazwy, ale już wiadomo, co ma w środku. Smartfon wyposażono w procesor Snapdragon 1GHz, aparat 8 megapikseli z lampą LED, umieszczoną na froncie obudowy, kamerkę 2 megapiksele, sześciosiowy akcelerometr, Wi-Fi 802.11n, Bluetooth 3.0 oraz wyjście HDMI.

Dodatkowo, produkt dysponuje możliwością nagrywania wideo w rozdzielczości 720p oraz obsługą HSDPA. Smartfon ma obudowę wykonaną w całości z metalu. Cena oraz termin wprowadzenia do sprzedaży nadal nie są znane.

Czas pokaże, czy firmie uda się przekonać nabywców do zupełnie nowego produktu. Jak pokazała historia, była już firma, która nie była znana z produkcji telefonów, a jej urządzenie podbiło świat. Nie trzeba chyba dodawać, że chodzi o pewną firmę z jabłkiem w logo...



MINIATURYZACJA ŹRÓDEŁ ENERGII

Pogoń za miniaturyzacją widać w każdej gałęzi elektroniki użytkowej, ale od dłuższego czasu niewiele zmienia się na rynku baterii i innych małych źródeł prądu. Zmieniają się substancje chemiczne użyte w bateriach, jednak wszystko opiera się na tych samych koncepcjach. Japońskiemu naukowcowi udało się natomiast stworzyć minigenerator, który jest w stanie wytworzyć więcej energii niż cokolwiek zbliżonego do niego rozmiarem (22 miliwaty - jest to 20 razy więcej, niż udawało się osiągnąć dotychczas). Wartość ta nie jest może zaskakująco duża, ale patrząc na rozmiar urządzenia, śmiało możemy mówić o znacznym postępie.

Naukowiec planuje wykorzystać swoje dzieło jako zastępstwo dla tradycyjnych baterii, np. w systemach monitorowania ciśnienia w oponach do samochodów lub jako źródło zasilania urządzeń mobilnych.

Tworzywem odpowiedzialnym za sukces jest galfenol (stop uzyskany z połączenia żelaza oraz galu - stąd jego nazwa). Do wytworzenia samej energii naukowiec wykorzystał efekt odwróconej magnetostrykcji. Wygląda na to, że zmiany rozmiarów powodują powstanie tu pola magnetycznego,

które indukuje prąd w cewce. Galfenol znany jest już od roku 1998, jednak to japoński profesor po raz pierwszy użył go w tym celu.

To właśnie plastyczność galfenolu pozwoliła stworzyć urządzenie, które może generować duże ilości energii. Co ciekawe, zastosowany stop ma także doskonałe właściwości termiczne. Wytrzymuje temperatury do 700 stopni Celsjusza, a jego właściwości nie ulegają zmianie nawet przy wahaniami od -200 do +200 stopni - konstruktor widzi więc zastosowanie dla swojego wynalazku przede wszystkim tam, gdzie pogoda zmienia się szybko, a różnice temperatur są bardzo duże.



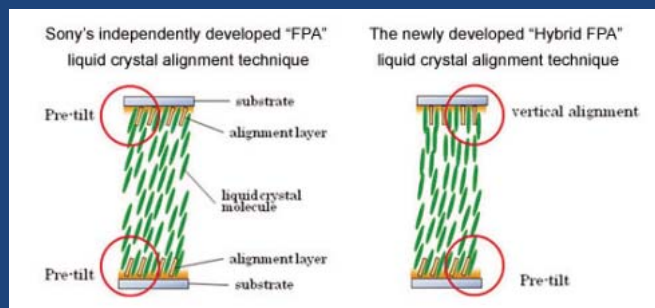
SZYBSZY CIEKŁY KRYSZTAŁ

Wraz ze wzrostem popularności telewizorów gotowych do wyświetlania obrazów 3D, rośnie również potrzeba wytwarzania coraz szybszych i dokładniejszych wyświetlaczy. Częstotliwość odświeżania związana z generacją obrazu dla prawego i lewego oka jest dwa razy większa niż w przypadku oglądania tradycyjnego w 2D. W związku rosnącymi wymaganiami dla sprzętu, koncern Sony opracował nową technologię ciekłych kryształów – nazwaną Hybrid FPA, która znacznie skraca czas reakcji dla wyświetlaczy ciekłokrystalicznych.

Technologia ta oparta jest na pionowym ułożeniu molekuł ciekłych kryształów, jak pokazuje rysunek. Ułożenie to skraca czas ich reakcji. Konieczne okazało się dodanie warstwy stabilizującej, która stale utrzymuje molekuly w pozycji pionowej, co pozwala również na polepszenie kontrastu.

Oprócz poprawy jakości obrazu 3D i filmów w wysokiej rozdzielczości, ustabilizuje również produkt zarówno podczas procesu produkcji wyświetlacza, jak i po długotrwałym użytkowaniu. Dodatkowo technologia ta poprawi wydajność produkcji poprzez skrócenie i ograniczenie etapów procesu produkcyjnego.

Hybrid FPA została zaprezentowana 2 grudnia na konferencji dotyczącej technologii wyświetlaczy – International Display Workshops – w Japonii.



3D BEZ OKULARÓW

W czasach, gdy technologia 3D staje się standardem, kolejnym wyzwaniem dla twórców sprzętu jest zaprojektowanie dobrego urządzenia, które wyświetlałoby trójwymiarowy obraz (a właściwie jego złudzenie), bez konieczności użycia specjalnych okularów migawkowych czy anaglifowych. Dotychczasowe rozwiązania nie zyskały popularności. Teraz firma Eizo DuraVision, znana głównie z produkcji monitorów, pozwala na oglądanie trójwymiarowych obrazów gołym okiem, dzięki zastosowaniu technologii Naked-Eye 3D w produkcie o nazwie FDF2301-3D.

Koncern w pierwszej połowie 2011 roku wprowadzi do sprzedaży monitor z autostereoskopowym, 23-calowym wyświetlaczem o rozdzielczości 1920 x 1080 pikseli. Produkt zwraca uwagę również sporymi gabarytami - 65 x 26 x 56 cm przy masie aż 16 kilogramów.

Sprzęt jest w stanie wyświetlać obraz 3D w trzech trybach: Frame Sequential (technologia, która stosowana jest obecnie - obraz oddzielnie pokazywany dla prawego i lewego oka, oglądany przy użyciu okularów), Anaglyph (czyli klasyczny obraz anaglifowy) oraz Side by Side (tutaj obraz wyświetlany jest dla obu oczu jednocześnie - nie jak w przypadku technologii Frame Sequential).

W informacjach prasowych nie ma niestety informacji, dokładnie wyjaśniającej zasadę działania tego wyświetlacza, jednak niezmienną ideą pomysłu jest to, że do każdego oka ma docierać inny obraz. Prawdopodobnie wymusza

GALAXY TAB

Podczas oficjalnej konferencji, Sony oficjalnie zaprezentowało nowe Bravie wyposażone w Google TV (modele GT1). Ceny są dość typowe – w sprzedaży pojawiają się odbiorniki o przekątnej 24, 32, 40 oraz 46 cali, kosztujące od 599 do 1399 dolarów. Seria GT to jedyne telewizory na rynku z Google TV, które trafią na rynek w tym roku – firma mocno to podkreśla, reklamując tą nową serię. Chodzi tutaj jednak o najbliższy kwartał – potem zapewne inni zainteresowani producenci wprowadzą taką funkcjonalność do swoich telewizorów, ponieważ zanoszą się na to, że pomysł Googla na dobre zakorzeni się nie tylko w świadomości, ale i w salonach nowych użytkowników. Wraz z odbiornikami pokazano odtwarzacz Blu-ray z funkcją Google TV.

Telewizory te mają mniejsze możliwości od set-top-boksów (są to elektroniczne urządzenia, podłączane do telewizora, umożliwiające odtwarzanie wideo, dźwięku, przeglądanie stron internetowych, granie w gry komputerowe itp.), takich jak Logitech Revue. 24-calowy telewizor ma zwykle świetlówki, a większe modele – jak podawano wcześniej – wyposażono w podświetlanie diodami LED. Telewizory komunikują się z siecią za pomocą WiFi. Urządzenie obsługuje wszystkie googlowe aplikacje, jednak obecnie, istnieje bardzo mało programów kompatybilnych z nowymi Braviami – producent jednak zapowiada, że sytuacja ma się mocno zmienić w roku 2011.



to sposób oglądania obrazów na tym ekranie - widz będzie musiał siedzieć na wprost wyświetlacza.

Produkt trafi na rynek na początku 2011 roku, ale już wiadomo, że jego cena będzie większa, niż wielu ludzi jest skłonnych zapłacić za ekran tej wielkości.



Skrzynka Porad



W rubryce przedstawiane są odpowiedzi na pytania nadesłane do Redakcji. Są to sprawy, które naszym zdaniem zainteresują szersze grono Czytelników.

Mam układ AK 350. Czy jest możliwe, względnie proste dobudowanie elementów do regulacji prądowej (np. w zakresie 0 - 1,5A). Jeżeli taki projekt był opisany w EdW lub EP, to proszę o wskazanie miejsca – mam płytki CD i DVD. Z góry gorąco dziękuję!

W tym przypadku problem polega m.in. na tym, iż trudno znaleźć w Internecie układ scalony o oznaczeniu „AK 350”. Z treści listu wynika, że chodzi o jakiś stabilizator. Jeżeli jest to pomyłka i jeśli ma to być klon układu LM350, a mianowicie układ KA350, to ma on zasadę działania identyczną, jak popularny LM317. W przypadku LM350 i jego zamienników można wykorzystywać praktycznie wszystkie rozwiązania, dotyczące najbardziej znanej kostki LM317.

Miedzy innymi układ ten pozwala zrealizować ogranicznik prądowy według idei z rysunku A. W katalogu LM350 Motoroli można znaleźć propozycję regulowanego ogranicznika

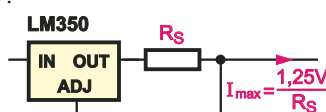
według idei z rysunku B. Jednak wadą jest znaczny spadek napięcia

U_z , także przy prądach mniejszych od prądu ograniczania. W niektórych przypadkach bardzo prostym rozwiązaniem ogranicznika może być rozwiązanie z rysunku C z rezystorem R_s o niewielkiej wartości. Wzrost spadku napięcia na R_s powyżej 0,6V powoduje stopniowe przewodzenie tranzystora i obniżenie napięcia wyjściowego. Jednak przy spadku na R_s rzędu 0,7V tranzystor nie jest w stanie zmniejszyć napięcia U_{wy} do zera, a co najwyżej do około 0,6V. Napięcie spada do zera dopiero, gdy spadek napięcia na R_s wynosi około 1,3V. Takie działanie daje nietypowe właściwości ogranicznika, ale może okazać się akceptowalne w wielu zastosowaniach. Klasyczne dzia-

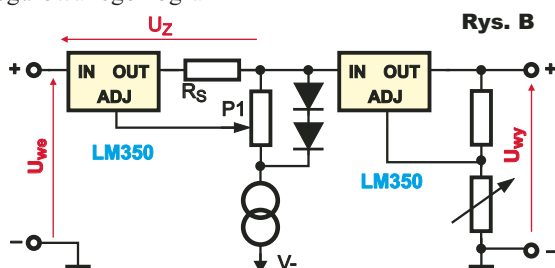
Jednocześnie informujemy, że Redakcja nie jest w stanie odpowiedzieć na wszystkie nadesłane pytania, dotyczące różnych drobnych szczegółów.

łanie ogranicznika zapewni modyfikacja według rysunku D, polegająca na włączeniu w obwód bazy diody krzemowej, ewentualnie też dodatkowej diody Schottky'ego, by tranzystor T1 otwierał się przy spadku napięcia na R_s około 1,2V. Oprócz tych sposobów ograniczania, można zastosować dowolny inny autonomiczny elektroniczny bezpiecznik czy ogranicznik prądu.

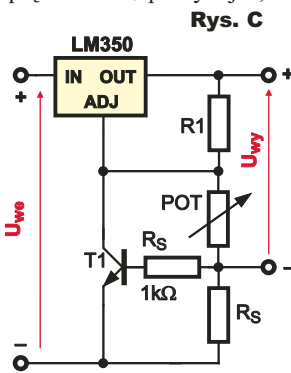
Nie będzie on jednak bezpośrednio związany ze stabilizatorem LM350 i należy go **umieścić na wejściu, przed stabilizatorem**, a nie na wyjściu stabilizatora, gdzie znacznie pogarszałby parametry stabilizacji



Rys. A

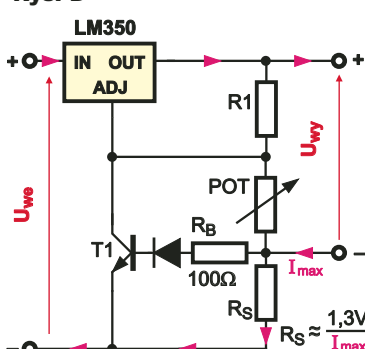


Rys. B



Rys. C

Rys. D



Jakie napięcia ustawiać na ledach o różnych kolorach, żeby prąd nie był za duży? (...) spaliłem (...)

Niestety do Redakcji wciąż docierają informacje o spalonych diodach LED, dlatego musimy znów przypominać podstawy.

Prawdą jest, że diody o różnych kolorach mają różne napięcie przewodzenia. Dla niektórych starych diod czerwonych może wynosić 1,6V, niemniej większość diod czerwonych, żółtych i zielonych ma napięcie ponad 2V, a diody niebieskie i białe mają napięcie przewodzenia 3V i więcej.

Autor pytania, młody Czytelnik popełnił elementarne błędy. Z niecytowanej części opisu wynika, że prawdopodobną przyczyną uszkodzenia było przegrzanie diod. Owszem, napięcie na diodach było wtedy za duże. Jednak w przypadku diod LED napięcie jest niejako parametrem ubocznym. A najważniejszym jest prąd.

Najmniej doświadczeni są przekonani, że prąd i napięcie są wzajemnie nierozłącznie związane, i że ustawienie właściwego napięcia, automatycznie ustawi także właściwy prąd. Owszem, w przypadku rezystora i żarówki tak właśnie jest. Ale nie w przypadku diod LED.

Każda dioda ma jakieś napięcie przewodzenia, napięcie progowe. Dla napięć zasilania poniżej tego napięcia progowego, prąd praktycznie nie płynie. Natomiast powyżej napięcia progowego, bardzo małe zmiany napięcia zasilania powodują duże zmiany prądu diody. W grę wchodzi tu tak zwana rezystancja dynamiczna i inne kwestie. Ale nie to jest najgorsze.

Problem w tym, że zmiana temperatury diody powoduje obniżenie napięcia przewodzenia, napięcia progowego. A struktura diody pod-

czas pracy nagrzewa się do temperatury nawet ponad 100 stopni. W przypadku diody LED, można byłoby ustawić „na zimno” napięcie zasilania, przy którym prąd będzie miał potrzebną wartość. Jednak podczas pracy, struktura diody będzie się grzać pod wpływem płynącego prądu. Spowoduje to obniżenie napięcia przewodzenia, a to przy niezmiennym napięciu zasilania, wywoła duży wzrost prądu. To zwiększy straty mocy i podwyższy temperaturę, czyli spowoduje dalsze obniżenie napięcia przewodzenia i dalszy wzrost prądu. Takie niekorzystne sprzężenie zwrotne może łatwo doprowadzić do przegrzania i spalenia diody. Właśnie dlatego do sterowania diod LED trzeba stosować rozwiązania, gdzie ustalane jest nie napięcie przewodzenia, tylko prąd. Podczas pracy napięcie na diodzie będzie się zmieniać, głównie pod wpływem temperatury. A prąd nie może przekroczyć prądu nominalnego, podanego w katalogu.

Najprostszym sposobem jest włączenie w szereg z diodą dobrego rezystora i zasilania takiego zestawu (LED+R) napięciem co najmniej dwa razy większym od napięcia przewodzenia diody. Lepszym sposobem jest wykorzystanie sterownika elektronicznego, czy to w postaci źródła prądowego na jednym tranzystorze, czy specjalizowanego układu scalonego (LED driver).

Kluczowym zadaniem jest więc ograniczenie prądu do dopuszczalnej w katalogu wartości. Drugą kluczową kwestią jest skuteczne chłodzenie, by nie dopuścić do nadmiernego wzrostu temperatury świecącej struktury. W przypadku małych, klasycznych diod LED, prąd maksymalny często wynosi 20...30mA. Przy prądzie 30mA w niebieskiej czy białej diodzie wydzieli się co najwyżej około 100mW mocy strat. Ale na przykład „jednowatowa” dioda LED ma prąd nominalny około 350mA, co przy napięciu przewodzenia ponad 3V daje ponad 1W mocy, i to nie mocy promienistej w postaci światła, tylko około 1W mocy strat. Aby nie przegrzać struktury, niezbędny jest radiator. W przypadku diod o mocy 1W i większej, bez odpowiednio chłodzonego radiatora łatwo przegrzać strukturę i to przy prądach mniejszych od katalogowego prądu nominalnego. To właśnie jest główna przyczyna uszkodzeń diod LED mocy przez niedoświadczonych użytkowników. Temat był obszernie omówiony w EdW w numerach 3, 5, 8, 9 z roku 2007.

Nie sposób podać uniwersalnych wskazówek, bo wiele zależy od typu diody, od prądu, od zastosowanego radiatora i warunków jego chłodzenia. Na pewno diody mocy muszą być chłodzone z pomocą odpowiednich radiatorów. Szczegółowych wskazówek trzeba szukać w katalogach.



Jak najprościej podłączyć kamerę komputerową do telewizora? (...) schemat prostej przystawki, którą można by dołączyć do anteny telewizora (...)

Młodziutki Autor pytania prosi o schemat „prostej przystawki”, która przetworzyłaby sygnał z posiadanej kamery komputerowej USB na „antenowy” sygnał telewizyjny, bo chciałby zrobić „tani system monitoringu” z wykorzystaniem nieużywanego już telewizora kineskopowego, który ma tylko wejście antenowe. Wykonanie takiej przystawki jest całkowicie nieopłacalne. Byłoby bardzo skomplikowane. Po pierwsze, sygnał wyjściowy na złączu USB jest sygnałem całkowicie cyfrowym i najpierw należałoby zamienić go na klasyczny analogowy sygnał telewizyjny. Tu jednak problem polega m.in. na niezgodności systemów. Analogowy sygnał telewizyjny ma niezmienną częstotliwość 50Hz, odpowiednik komputerowego parametru 50fps, ewentualnie 25fps. Obraz telewizyjny składa się z 625 linii, z czego 576 jest widocznych na ekranie. Kamera powinna dawać obraz 720x576 pikseli, a tak zazwyczaj nie jest.

Nawet gdyby udało się zamienić sygnał z kamery USB na telewizyjny, to byłby to tak zwany sygnał wideo małej częstotliwości, o paśmie do około 6MHz, który należałoby podać na wejście SCART, a nie na wejście antenowe. „Sygnał antenowy” to sygnał wysokiej częstotliwości, rzędu dziesiątek lub setek megaherców. Powstaje przez zmodulowanie sygnału nośnej wysokiej częstotliwości, za pomocą sygnału wideo małej częstotliwości. Potrzebna przystawka musiałaby mieć dodatkowo modulator. Autorowi pytania należałoby poradzić, żeby poszukał w Internecie, np. na Allegro, w dziale *Telewizja przemysłowa*, używanych kamer do systemów monitoringu (CCTV), które można bezpośrednio dołączyć do wejścia m.cz. telewizora, ewentualnie dodatkowego modulatora „antenowego”.

R E K L A M A

Wstęp do Klubu AVT

AUDIO

Dom budujemy

ELEKTRONIKA dla wszystkich

Elektronik
MAGAZYN ELEKTRONIKI PROFESJONALNEJ

apa automatyka podzespoły aplikacje

LIVE SOUND

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Perkusista uderzamy w punkt

ESTRADA STUDIO

świat radio
krótkofalarstwo CB telekomunikacja
MAGAZYN WSZYSTKICH UŻYTKOWNIKÓW ETHERU

Gitarzysta

młody technik

Prenumerujesz więcej niż jedno z powyższych pism?

To znaczy, że jesteś już **Członkiem Klubu AVT** uprawnionym do comiesięcznego zamawiania bezpłatnych egzemplarzy naszych czasopism, wydanych przed 2 miesiącami.

Jeśli prenumerujesz *n* czasopism, możesz zamówić *n-1* darmowych egzemplarzy

(np. Prenumerator 2 tytułów może otrzymać za darmo 1 egzemplarz, zaś Prenumerator 6 tytułów ma prawo do 5 darmowych egzemplarzy).

Prezentacje aktualnie oferowanych numerów wszystkich czasopism znajdziesz na stronach

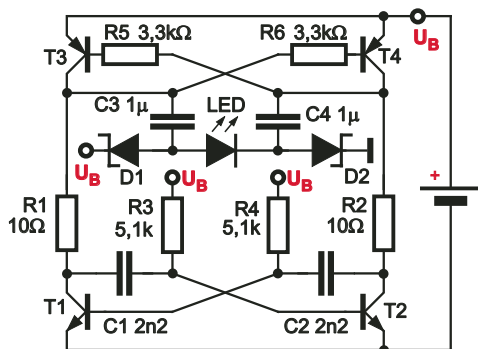
www.Klub.AVT.pl. Tam również możesz złożyć bezpłatne zamówienie.

Jeszcze nie prenumerujesz?

Z a p r e n u m e r u j ! Zajrzyj na str. 82 lub skontaktuj się z Działem Prenumeraty: tel. 022 2578422, e-mail prenumerata@avt.pl

Jak to działa?

Na rysunku przedstawiony jest układ z



czterema tranzystorami.

Jak zwykle zadanie konkursowe polega na rozszyfrowaniu

Jak działa i do czego służy taki układ?

Odpowiedzi, koniecznie oznaczone dopiskiem **Jak1**, należy nadsyłać w terminie 45 dni od ukazania się tego numeru EdW. Nagrodami w konkursie będą kity AVT lub książki.

Rozwiązanie zadania z EdW 9/2010

W numerze 9/2010 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, prosty układ z głośnikiem. Jest to, znaleziony w Internecie schemat... dzwinka do drzwi. W każdym razie jest to odmiana brzęczyka.

Przełącznik pełni tu rolę generatora. **Rysunek C** pokazuje podstawową ideę. Podanie napięcia zasilającego U_+ spowoduje zadziałanie przełącznika, a to spowoduje rozwarcie styku B-C. Przerwanie obwodu zasilania spowoduje, że przełącznik puści, a to z kolei spowoduje zwarcie styków B, C, czyli zamknięcie obwodu zasilania. Oznacza to, że za chwilę przełącznik znów zadziała. Cykl działania i puszczenia przełącznika będzie się powtarzał. Taka praca jest możliwa dzięki opóźnieniom. Mianowicie przełącznik nie zadziała i nie rozewrze styków B-C natychmiast. Wynika to między innymi z faktu, że prąd w cewce nie narasta natychmiast, tylko stopniowo, ograniczony przez indukcyjność uzwojenia. Ponadto występuje pewna bezwładność mechaniczna. Tak samo przełącznik nie puści natychmiast po rozwarciu styku B-C, choćby tylko z uwagi na bezwładność mechaniczną. I właśnie występowanie takich niewielkich opóźnień spowoduje pracę w roli generatora. Częstotliwość drgań będzie wyznaczona przez sumę tych opóźnień. Jak wskazują katalogi, opóźnienie

załączania wynosi w typowych niedużych przełącznikach od 5 do 20 milisekund, natomiast czas zwalniania zazwyczaj jest krótszy i wynosi od 3 do 10ms. Takie dane pozwalają oszacować spodziewany okres drgań w układzie z **rysunku C** na około 8 do 30ms, co dawałoby częstotliwość 33...125Hz.

Obecność dodatkowej indukcyjności według **rysunku D**, a właściwie obecność rzeczywistej cewki o jakiejś indukcyjności L i rezystancji szeregowej R_s , obniży częstotliwość drgań. Nie sposób określić, na ile zmniejszy, ponieważ podana była tylko wartość napięcia zasilającego 12V, a nie podane były żadne parametry przełącznika ani cewki (transformatora). W każdym razie układ z **rysunku D** będzie oscylował ze stosunkowo małą częstotliwością, zapewne mniejszą, niż 100Hz. W pierwszych chwilach można byłoby więc stwierdzić, że tak niska częstotliwość nie będzie przetwarzana przez niewielki głośnik. Owszem, ale nie można zapomnieć, że generowany będzie przebieg o bardzo ostrych zboczach, czyli bogaty w wyższe harmoniczne. I to przede wszystkim te harmoniczne będą słyszane w głośniku, a nie ton podstawowy. Można się też domyślać, że indukcyjności i pojemność $C1$ stworzą obwód rezonansowy, wytwarzający drgania gasnące, jednak nie sposób tego zweryfikować.

W tym miejscu należy przypomnieć, że rozłączanie styku B-C i gwałtowne przerywanie prądu, płynącego przez indukcyjność cewki (transformatora), zarówno w układzie z **rysunku C**, jak i **D**, spowoduje powstawanie gwałtownych szpilek napięcia. Można się zastanawiać, czy nie będą one groźne i czy nie spowodują iskrzenia i wypalania styków. Dwóch uczestników zaproponowało dodanie diody gaszącej takie przebiegi według **rysunku E**. Taka dioda jest konieczna, gdy przełącznik jest sterowany przez bipolarny tranzystor, ponieważ impulsy napięcia, powstające w chwili przerywania prądu mogą taki tranzy-

stor uszkodzić. Diody nie są bezwzględnie potrzebne w układach z **rysunku C** i **D**. Tym bardziej obecność kondensatora $C1$ zmniejsza potrzebę stosowania takiej diody. Otóż kondensator jest zbiornikiem energii i to on będzie się ładował energią impulsu, powstającego w chwili przerywania prądu. Na **rysunku B** nie była jednak podana ani wartość kondensatora, ani żadne dane, które pozwoliłyby obliczyć porcję energii, jaką cewka przekazuje do kondensatora. Przy bardzo małej pojemności kondensatora $C1$, porcja energii z cewki ($E=LI^2/2$) wydzielana w chwili gwałtownego przerywania prądu najpierw rozładowa-

wałaby, a potem naładowałaby $C1$ do dużego napięcia „odwrotnego”, względem napięcia podczas pracy przełącznika. Przy znacznej pojemności $C1$, na napięcie naładowanego wcześniej $C1$, tylko niewielki wpływ będzie miała porcja energii z cewki. Jeśli energia, zgromadzona wcześniej w kondensatorze będzie duża, to po rozwarciu styku i przerywaniu prądu, kondensator będzie przez pewien czas źródłem zasilania dla przełącznika, co oczywiście obniży częstotliwość drgań. Kondensator $C1$ pełni więc dwie role: gasi przebiegi i obniża częstotliwość drgań.

Przy analizie schematu z **rysunku B** można było się zastanawiać nad sensem stosowania transformatora. Rysunek ten, wzorowany na schemacie znalezionym w Internecie wyraźnie sugeruje, że jest to transformator obniżający napięcie. Tymczasem nie wiadomo, jakie jest napięcie nominalne przełącznika i jego prąd, nie wiadomo także nic o rezystancji i indukcyjności transformatora, a więc nie wiadomo też, jaka maksymalna moc będzie przekazana do głośnika.

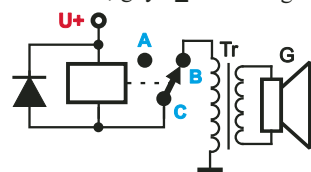
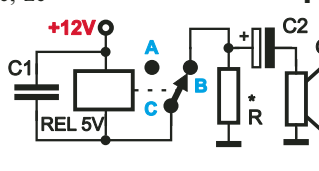
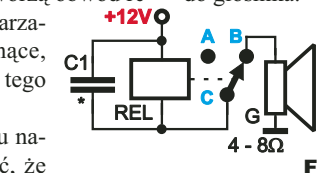
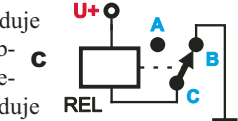
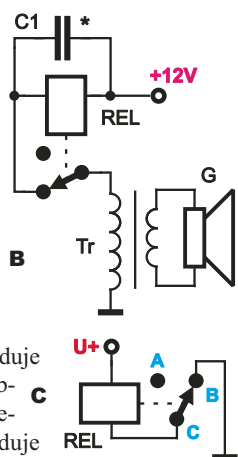
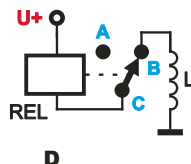
Transformator obniżający okazałby się niezbędny, gdyby przy wysokich napięciach prąd był mały. W tym przypadku całkowite napięcie zasilające wynosi 12V. Ogólnie biorąc, przełączniki do zadziałania potrzebują mocy 0,2W...1W, czyli niewielkiej. Oznacza to też, że w najlepszym wypadku do głośnika zostanie dostarczona moc tego rzędu wielkości. Biorąc to pod uwagę, można wątpić w sens stosowania transformatora. Wśród rozwiązań pojawiły się propozycje uproszczenia do postaci z **rysunkiem F** oraz **rysunku G**.

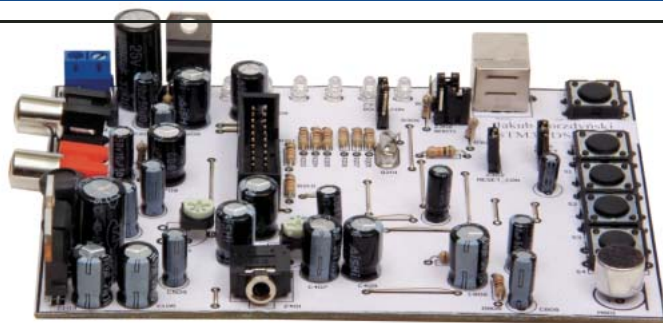
Uwaga! Żadna z wersji układu nie była testowana ani w Pracowni AVT, ani w Redakcji EdW.

Nagrody za zadanie Jak9 otrzymują:

Janusz Waś, Zalewo,
Damian Nowak, Solec Kujawski,
Marian Caruk, Luban.

Wszyscy uczestnicy zostają dopisani do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.





STM32 DSP KIT

kit
2975
AVT

część 1

Nazwa urządzenia w pełni oddaje czym ono jest i w jakim celu został stworzony. Kluczowym elementem jest mikrokontroler z rodziny STM32, wyposażony w rdzeń ARM, konkretnie Cortex-M3. Celem artykułu jest pokazanie, jak postawić pierwsze kroki w świecie 32-bitowych mikrokontrolerów z rdzeniem ARM firmy STMicroelectronics. Do rozpoczęcia zabawy potrzebna jest jedynie płytka omówiona w dalszej części artykułu, przewód USB, zwykły zasilacz 9V AC lub DC (najlepiej około 0,3A), oczywiście komputer, dostęp do Internetu (trzeba poprać oprogramowanie, ale można to zrobić u kolegi), słuchawki i w zasadzie jest to wszystko. Co istotne, do programowania nie potrzeba programatora! Wystarczy fabrycznie wbudowany bootloader.

Litery DSP w nazwie projektu to angielski skrót od Digital Signal Processing, czyli cyfrowe przetwarzanie sygnałów (CPS). Obejmuje ona zagadnienia takie jak zamiana sygnału z postaci analogowej na cyfrową i odwrotnie, kompresja, przetwarzanie, filtrację i wiele więcej. Jest to bardzo interesująca dziedzina wiedzy obecna w wielu aspektach życia, czego najlepszym przykładem może być telefonia komórkowa oraz przenośne odtwarzacze multimedialne. Moją intencją było stworzenie płytki testowej, która pozwoli zapoznać się z zagadnieniami takimi jak:

- * obsługa podstawowych peryferii STM 32 (ADC, SPI, UART, porty IO, timery, etc.),
- * próbkowanie/rekonstrukcja dźwięku,
- * nagrywanie dźwięku,
- * DFT/FFT,
- * filtracja cyfrowa,
- * prosty generator DDS,
- * efekty specjalne (echo, pogłos, vibrato, metalizacja dźwięku, etc.),
- * wobuloskop (pozwalający badać np. charakterystyki filtrów),
- * syntezy dźwięków,
- * equalizer,
- * maskowania czasowego i częstotliwościowego dźwięku (wstęp do modelu psychoakustycznego),
- * szum kwantyzacji, aliasing,
- * spektrogramy,
- * syntezy mowy,

- * kodowanie DPCM/ADPCM,
- * odtwarzanie rewersyjne,
- * zmiana częstotliwości dźwięku,
- * synchronizator półkul mózgowych.

Uwaga! Układ stanowi zestaw edukacyjny, więc nie ma parametrów urządzeń komercyjnych. Zastosowane zostały tanie i dostępne przetworniki 12-bitowe. Oprogramowanie zaprezentowane w dalszej części artykułu zostało w całości napisane w języku C. Znajomość C/C++ przynajmniej w podstawowym stopniu jest tu niezbędna. Czytelników nieznających C lub C++ zachęcam do zapoznania się z kursem C, jaki był publikowany w EdW, przejrzania zasobów Internetu lub kupienia książki związanej z tym zagadnieniem. Ze swojej strony mogę polecić książkę „Symfonia C++”, J. Grębosza, z której sam się uczyłem.

Sprzęt

Schemat urządzenia został przedstawiony na **rysunku 1**. „Dziwna” trzycyfrowa numeracja elementów pozwala wyróżnić trzy główne bloki i ułatwia projektowanie PCB.

Pierwszym blokiem urządzenia jest zasilacz z elementami o numerach zaczynających się od 1. Rozdział na część analogową i cyfrową ma na celu zmniejszenie zakłóceń i poprawę jakości przetwarzanego dźwięku. Urządzenie może być zasilane napięciem stałym bądź przemiennym.

Drugi blok to 32-bitowy mikrokontroler, wyposażony w nowoczesny rdzeń Cortex-M3 z grupy ARM. Wbudowany bootloader umożliwia programowanie pamięci bez konieczności posiadania programatora. Użyty układ oferuje 64KB pamięci programu oraz 20KB pamięci RAM. Ma on m.in. dwa układy SPI, trzy układy UART oraz dwa 12-bitowe przetworniki ADC, obsługujące 10 kanałów.

Czytelnicy, którzy zdecydowali się na zakup dedykowanych narzędzi (np. JTAG-a, ale nie jest to wymagane) mogą wykorzystać złącze Z201. Na interfejs użytkownika składa się siedem hiperjasnych diod LED. Można zmniejszyć rezystancję oporników R201...R207, jednak prąd pobierany z portów nie powinien być większy niż 8mA. Do interakcji z użytkownikiem przewidziano zostały 4 przyciski pozwalające, dzięki wewnętrznemu podciąganiu, wymuszać stan niski.

Mikrokontroler jest taktowany kwarcem o częstotliwości „tylko” 8MHz, ale wbudowany mnożnik częstotliwości (pętla PLL) pozwoli uzyskać maksymalnie 72MHz.

Układ scalony U202 jest pamięcią typu Flash, przeznaczoną do przechowywania próbek dźwięku, co ma umożliwić stworzenie prostego odtwarzacza plików WAV oraz nagrywanie/odtwarzanie dźwięku.

Układ jest wyposażony w port USB z konwerterem USB<->RS232 FT232, co umożliwia korzystanie z bootloadera i pozwala wyświetlać informacje na ekranie komputera. Na płycie znajduje się pięć zwojek odpowiedzialnych za bootowanie mikrokontrolera.

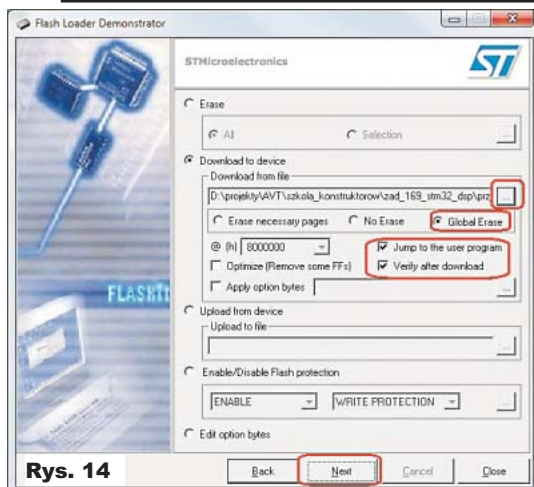
W urządzeniu występuje pięć kanałów analogowych: dwa wejścia liniowe (WE_L oraz WE_R), wejście mikrofonowe oraz dwa kanały wyjściowe z przetwornikami DAC. W każdym występuje prosty filtr antyaliasingowy ze wzmacniaczem NE5532. Zadaniem tego filtru jest usuwanie częstotliwości wyższych niż połowa częstotliwość próbkowania (wynika to z twierdzenia Nyquista).

Kanały wyjściowe nie mają wzmacniacza mocy i słuchawki są podłączone bezpośrednio do wyjść wzmacniaczy operacyjnych, co pozwoliło uprościć płytkę drukowaną przy zachowaniu przyzwoitej głośności. Oczywiście bezpośrednio do płytki nie można podłączyć głośnika. Do regulacji głośności można wykorzystać potencjometry PR401 oraz PR501.

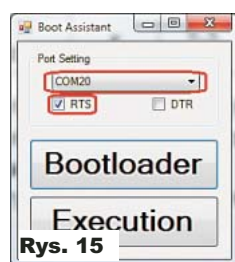
Wszystkie wzmacniacze operacyjne są zasilane napięciem 5V, co pozwala uzyskać wartość międzyszczytową sygnału zmiennego około 3V (3Vpp). Przetwornik procesora pracuje w zakresie napięć od 0V do 3,3V, dlatego w każdym kanale wejściowym występuje dzielnik rezystorowy (np. elementy C709, R705, R706).

Środowisko programistyczne

Wszystkie przykłady zostały skompilowane w środowisku Ride 7 firmy Raisonance. Zostało ono wybrane głównie ze względu na brak ograniczenia kodu, przyjazny interfejs, współpracę z bibliotekami dostarczonymi przez producenta układów STM32 oraz brak opłat licencyjnych. Niestety, jak to zazwyczaj



Rys. 14



Rys. 15

Po chwili zostanie ono zakończony, a nowy program uruchomiony. Dioda LED zacznie migać.

I na koniec jeszcze dwie uwagi. Po pierwsze, warto zauważyć, że zworki mogą być cały czas w pozycji „programowanie”.

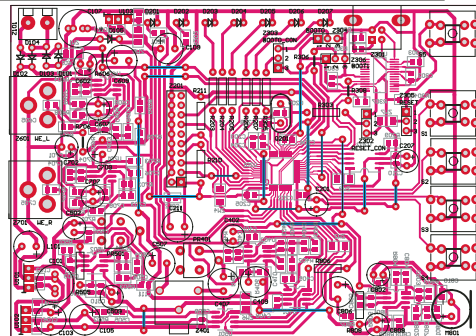
Program zostanie uruchomiony po zakończeniu programowania, a po naciśnięciu przycisku Reset mikrokontroler uruchomi bootloader. Dzięki temu praca jest wygodniejsza: wgrywamy nowy program, obserwujemy jego działania, a w celu przeprogramowania naciskamy reset, programujemy, itd. Oczywiście przy takim podejściu nie można zresetować mikrokontrolera, gdyż naciśnięcie S5 załaduje bootloader, a nie program użytkownika.

Druga rzecz to ostatnia pozycja tabeli – tryb automatyczny. Jest to tryb dla leniwych, które lubią złutować układ, podłączyć co trzeba, odłożyć płytkę na skraj biurka i kontrolować jego pracę za pomocą komputera. W związku z tym w materiałach dostępnych na Elportalu udostępniono mały program *Boot Assistant* napisany w Visual Studio (wymaga .NET Framework). Jest to prosta aplikacja kontrolująca linie RTS oraz DTR obecne w układzie FT232. Mogą one zostać podłączone do wyprowadzeń Reset oraz BOOT0 (zworka BOOT1 zawsze musi być w pozycji 2-3, chyba że ktoś zamierza uruchamiać program z RAM-u). Tym samym można z poziomu komputera kontrolować tryb pracy STM32. Po uruchomieniu aplikacji *Boot Assistant* ukazuje się okno, jak na **rysunku 15**. Odpowiednim przyciskiem można uruchomić bootloader lub zapisać program w pamięci Flash. Każde naciśnięcie *Execution* powoduje reset mikrokontrolera i wykonanie zapisanego w nim programu. Należy jednak zaznaczyć, że linia RTS musi być zanegowana, co sprowadza się do odznaczenia pola RTS. Potem należy wybrać port (ten sam co w FLD) i można korzystać z aplikacji. Dodam, że oba programy mogą być uruchomione jednocześnie, gdyż oba po zakończeniu pracy zwalniają port.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na jednostronnej płycie drukowanej, której wzór przedstawiono na **rysunku 16**. Najtrudniejszym elementem w montażu będzie zapewne mikrokontroler oraz układ FT232, gdyż mają one gęste raster. Montaż najlepiej rozpocząć od lekkiego pocynowania jednego, dowolnego padu i ułożenia układu scalonego za pomocą pęsety. Trzymając układ tak, aby pasował do pozostałych padów, należy lutownicą podgrzać pocynowany pad, aby przytwierdzić układ. Po precyzyjnym ułożeniu można pocynować kolejny pad i należy się upewnić, że mikrokontroler się nie przesunął. Kiedy wszystko jest w porządku, należy przyłożyć cynę do pozostałych wyprowadzeń i podgrzać lutownicą, nie przejmując się zwarciami powstałymi pomiędzy pinami. Kiedy wszystkie wyprowadzenia zostaną przylutowane, to plecionką należy odessać nadmiar cyny i patrząc pod światło upewnić się, że nie ma zwarć. Jest to metoda bardzo prosta, ale skuteczna i niewymagająca żadnych zaawansowanych narzędzi. Układ FT232 lutuje się podobnie. Pozostałe układy scalone mają rozstaw wyprowadzeń na tyle duży, że można przyłożyć cynę punktowo, podgrzać i lutować wyprowadzenia po kolei.

Przerażenie może budzić również płytka drukowana, która ma w niektórych miejscach bardzo wąskie ścieżki. Niemniej prototyp został zrobiony na płycie domowej roboty, którą wykonano według instrukcji podanych w artykule z EdW 6/2009. Osoby mniej doświadczone mogą kupić płytkę drukowaną w sklepie AVT z wlutowanymi dwoma układami – procesorem i FT232. Płytkę jest zaprojektowana dość ciasno, więc należy zwrócić uwagę, aby stabilizatory U101 oraz U102 nie stykały się po wlutowaniu w płytkę. Montaż należy zacząć bezwzględnie od zwork, gdyż jedna z nich wypadnie pod złączem Z201. W celu



Rys. 16 Skala 50%

ograniczenia zaburzeń emitowanych do otoczenia warto ekranować rezonator kwarcowy. Sprowadza się to do podłączenia jego metalowej obudowy do masy. W tym celu obok rezonatora znajduje się pojedynczy, wolny otwór w który można włożyć kawałek drutu i doprowadzić w ten sposób masę do obudowy.

Płytkę została zaprojektowana w taki sposób, że można wlutować przyciski w obudowach 6x6mm lub 12x12mm – do wyboru. Na modelu widocznym na fotografii tytułowej wlutowane zostały przyciski w większych obudowach.

Koszmarne zapewne będzie montaż elementów SMD, takich jak rezystory i kondensatory, ze względu na duże upakowanie i trudności z określeniem, których elementów dotyczą poszczególne sygnatury. Warto wykorzystać „ściągi” z **rysunku 17** (można ją ściągnąć z Elportalu), powinno to rozwiązać wszelkie wątpliwości.

W dwóch następnych częściach artykułu zostaną podane dalsze szczegóły i przykłady wykorzystania.

Jakub Borzdyński

jakub.borzdyński@elportal.pl

Od Redakcji. Zgodnie z prośbą Redaktora Naczelnego ze wstępu na str. 5, napiszcie (pg@elportal.pl), czy chcielibyście rozszerzyć ten artykuł w minicykl, pomagający postawić pierwsze kroki w świecie mikrokontrolerów 32-bitowych.

Wykaz elementów

R201,R202, R307,R405, R406,R506,R605,R607, R608, R705,R707,R708,R807,R809. 1kΩ 0805
R203,R204,-R207,R305,R505,R806,R808. 1kΩ
R209,R302,R304,R401-R404,R501-R504,R602,R604, R702,R704. 10kΩ 0805
R210,R211, R303. 10kΩ
R301,R601,R603,R701,R703,R801,R802,R804. . 4.7kΩ 0805
R306,R308,R606,R706. 1kΩ
PR401,PR501. 10kΩ PR
C101,C107. 1000μF
C102,C104,C106,C108,C110,C111,C202-C205,C210,C212, C301,C302,C303,C401,C404,C405,C408,C410,C501,C504, C505,C508,C510, C601,C605,C606,C608,C701,C705,C706, C708,C801,C809,C810. 100nF 0805
C103,C105,C109,C211,C407,C409,C507,C609,C709, C806. 100μF
C201. 4.7μF
C206. 10nF 0805
C207. 1μF
C208,C209. 22pF 0805
C402,C502,C509,C602,C607,C702,C707,C802,C808. 10μF
C403,C406,C503,C506,C603,C604,C703,C704. 1nF 0805

C803,C805. 2.2nF 0805
C804,C807. 470nF 0805
D101-D105. 1N4007
D201-D207. LED
U101. LM7805
U102,U103. LD1117V33
U201. STM32F103C8T6
U202. AT45DB161
U301. FT232RL
U401,U501. MCP4921
U402,U502,U601,U701,U801. NE5532
L101. 100μH
M801. elektret
Q201. 8MHz
S1-S5. uSwitch
Z101. ARK2
Z201. JTAG
Z301. USB CON
Z302,Z305. mikroswich
Z401. gniazdo słuchawkowe do druku
Z601,Z701. gniazdo CINCH
ZW1-ZW7. Ω 1206

W Polsce najpopularniejsze i najbardziej ekonomiczne spośród wysoko efektywnych diod LED są diody firmy Cree. Najlepsze do naszych celów są diody o mocy strat ok. 1W, serii XP-G, XP-C, XP-E. Do oświetlania pomieszczeń, w których stale przebywają ludzie, najlepiej używać diod o barwie białej ciepłej. Diody o barwie białej zimnej nie powinny być stosowane w miejscach stałego przebywania ludzi m.in. ze względu na zły wskaźnik oddawania barw <80 .

Bardzo ważne jest skuteczne chłodzenie diod – zwiększa czas życia diody i jej strumień świetlny. Firmy produkujące diody LED zwracają uwagę na problem prawidłowego chłodzenia diod i proponują sposób montażu w swoich kartach aplikacyjnych. Bardzo ważne jest dla początkującego, by nie kupował samych struktur diod, tylko diody zamontowane na płytkach z blachy aluminiowej (MCPCB). Niektóre fabrycznie montowane są na aluminiowych gwiazdkach (star). Zastosowanie diod zmontowanych na MCPCB bardzo ułatwia odprowadzenie ciepła ze struktury diody. Autor sam zniszczył dwie pierwsze diody bez aluminiowej wkładki. W razie potrzeby płytkę MCPCB wraz z diodą przykręcamy do radiatora (np.

płaskownika aluminiowego) z użyciem smaru termoprzewodzącego.

Układ stabilizacji prądu diod LED mocy

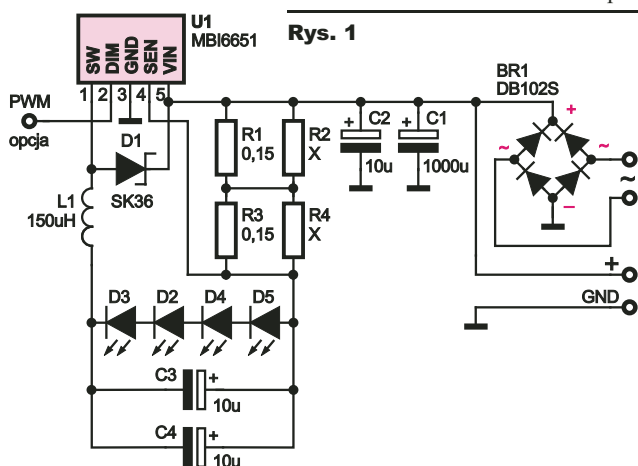
Diody LED mocy zasilamy z źródła prądowego i łączymy je szeregowo. Największą sprawność przemiany energii elektrycznej mają indukcyjne przetwornice impulsowe. Przykładem takiego układu jest przetwornica obniżająca firmy Macroblock o oznaczeniu MBI6651. MBI6651, stabilizująca prąd diod LED w zakresie do 1A, przy sprawności powyżej 95%. Schemat układu pokazany jest na **rysunku 1**, schemat montażowy na **rysunku 2**. Koszt wszystkich elementów, potrzebnych do budowy układu stabilizacji prądu, wynosi około siedmiu złotych (bez płytki). Na **fotografii tytułowej** pokazany jest sterownik LED wraz z układem regulacji natężenia oświetlenia. Napięcie zasilania MBI6651 wynosi 9–36V i musi być o około 3V wyższe od spadku napięcia na szeregowo połączonych diodach LED. Można nim zasilić do 10 białych LED mocy połączonych szeregowo. Sprawność w małym stopniu zależy od napięcia zasilania. Układ MBI6651 zawiera zabezpieczenia: przeciwzwarciowe, przeciw brakowi podłączenia diod LED i termiczne.

Wartość prądu stabilizowanego
wyliczamy według wzoru:

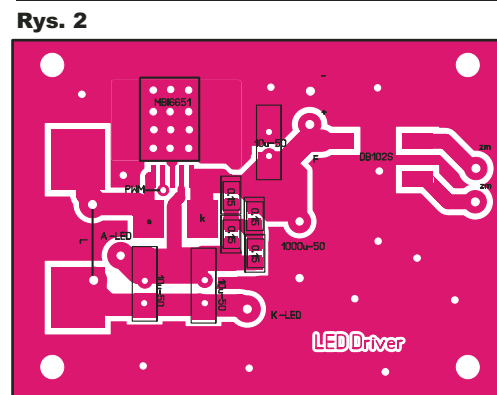
$$R = \frac{0,1}{I}$$

Rezystor ograniczający można złożyć z elementów montowanych szeregowo lub równolegle, najlepiej zastosować oporniki SMD o rozmiarze 1206. Mostek prostowniczy umożliwia zasilanie układu napięciem zmiennym. Pojemność kondensatora filtrującego (C1+C2) powinna wynosić około 2μF na każdy mA

prądu pobieranego przez diodę LED. W przypadku zasilania napięciem stałym, mostka nie montujemy, a kondensator 1000µF możemy zastąpić mniejszym. Kable zasilające stabilizator powinny być możliwie krótkie i grube. Wymaganą wartość dławika wyliczamy za pomocą arkusza kalkulacyjnego dostępnego w Elportalu, w materiałach dodatkowych do tego numeru. Opisywany arkusz można wykorzystać, gdy suma spadków napięć na szeregowo połączonych diodach LED jest większa od połowy napięcia zasilania układu. Do układu wstawiamy dławik o wartości większej niż wyliczona przez arkusz. Staramy się wybierać dławiki o najmniejszej rezystancji szeregowej, zwracając oczywiście uwagę na rozmiary. Niższą częstotliwość pracy przetwornicy uzyskujemy stosując dławik o większej indukcyjności co daje również większą sprawność układu. Większa liczba szeregowo połączonych diod mocy daje większą sprawność układu. Bardzo ważne w tym układzie jest zastosowanie kondensatorów o pojemności 10µF o wysokiej jakości, powinny to być kondensatory ceramiczne lub tantalowe (semitantalowe) renomowanych producentów. Napięcie pracy zastosowanych kondensatorów >150% Uzas, podobnie napięcie wsteczne diody Schottky'ego D1. Na opisaną płytce można stosować elementy w różnych obudowach.



Rys. 1



Rys. 2

Biblioteka do obsługi padów PSX pod AVR-y



Artykuł ten nawiązuje do projektu Robot MOS Voyager, którego opis ukazał się w EdW w numerach 7–8/2009 EdW. Dla przypomnienia: był to mobilny robot sterowany przez Bluetooth za pomocą programu działającego na komputerze PC. Jakby na przekór, było to jednak rozwiązanie mało mobilne... Ale jak to mówią: Potrzeba matką wynalazku, a stąd już tylko jeden krok do układu, którego opis właśnie czytacie. Tytuł artykułu sugeruje jednak coś innego. Słusznie, ponieważ implementacja układowa jest tylko pretekstem do zapoznania Czytelników z działaniem kontrolerów konsoli PlayStation. Pady firmy Sony są cenione przez miliony graczy na całym świecie za ergonomię i niezawodność. Jeśli dodamy do tego, że interfejs komunikacyjny kontrolerów jest bardzo prosty oraz że nieoryginalne pady do PSX i PS2 można kupić w Internecie dosłownie za kilka złotych, to szybko dojdziemy do wniosku, że nadają się one idealnie do sterowania niejednym robotem i nie tylko robotem.

Kontrolery PSX

Kontrolery PSX wykorzystują szeregowy interfejs komunikacyjny, bardzo zbliżony do standardu SPI. Możemy w nim wyróżnić pięć linii sygnałowych:

ATT – Stan niski na tej linii rozpoczyna transmisję danych. Linia steruje host.

CLOCK – Sygnał zegarowy generowany przez host.

DATA – Dane wysyłane przez kontroler do host.

COMMAND – Rozkazy wysyłane przez host do kontrolera.

ACK – Stanem niskim na tej linii kontroler potwierdza odebranie bajtu danych.

Wyjścia DATA oraz ACK są typu otwartej kolektory. Kontrolery mogą być zasilane napięciem z zakresu 3...5V. **Rysunek 1** przedstawia przebieg czasowy transmisji. Dane są przesyłane od najmłodszego do

najstarszego bitu. Komunikację rozpoczyna host, ustawiając linię ATT w stanie niskim, po czym przesyła bajt startu (0x01). Jeśli do portu podpięty jest kontroler, to powinien potwierdzić odebranie rozkazu stanem niskim na linii ACK. Jeśli to nastąpi, host wysyła rozkaz identyfikacji (0x42), w którego czasie pad wysyła swoje ID. Zwykły pad cyfrowy ma numer 0x41, natomiast pad analogowy (z gałkami) ma numer 0x73. Następnie pad wysyła bajt (0x5A) informujący host, że kolejne bajty będą zawierały informacje o stanach przycisków. Ostatni bajt danych nie jest potwierdzany przez kontroler sygnałem ACK.

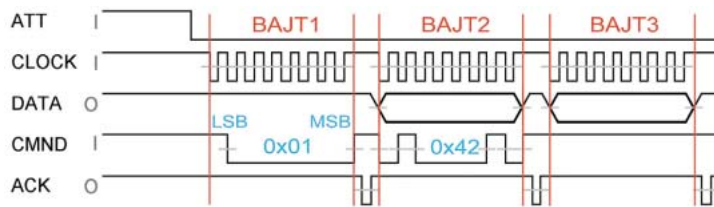
Rysunek 2 przedstawia szczegółowo protokół transmisji. Stanem aktywnym dla wszystkich przycisków jest '0' (zero oznacza, że dany przycisk jest wciśnięty). Ostatnie cztery bajty w przypadku padu analogowego określają wychylenie dwóch gałek. Uwaga! Pad analogowy, po włączeniu zasilania, zgłasza się jako zwykły pad cyfrowy. Dopiero wciśnięcie

przycisku „Analog” pozwala korzystać z trybu analogowego, czyli z dodatkowych gałek.

Identyfikacja rodzaju podłączonego padu jest dla hosta o tyle istotna, że pad analogowy wysyła więcej bajtów danych. W zasadzie to można w obu przypadkach odbierać dziewięć bajtów danych – po prostu dla padu cyfrowego nadmiarowe bajty będą miały wartość (0xFF).

Schemat ideowy

Rysunek 3 przedstawia schemat ideowy układu zdalnego sterowania dla Voyagera. Jest to tylko przykładowa implementacja opisywanej biblioteki. Wymaga jednak kilku słów opisu. Sercem układu jest ATmega8, w wersji L mogącej pracować przy napięciach zasilania z przedziału 2,7...5V. Układ ten okazał się



Rys. 1 Początek transmisji

Rys. 2 Protokół komunikacji

Pad cyfrowy

Nr bajtu	CMD	DATA
1	0x01	idle
2	0x42	0x41
3	idle	0x5A
4	idle	data
5	idle	data

Pad analogowy

Nr bajtu	CMD	DATA
1	0x01	idle
2	0x42	0x41
3	idle	0x5A
4	idle	data
5	idle	data
6	idle	data
7	idle	data
8	idle	data
9	idle	data

Bit 0	1	2	3	4	5	6	7
Select L2	R2	L1	Start R1	Up Δ	Right O	Down X	Left □

Bit 0	1	2	3	4	5	6	7
Select L2	JoyR R2	JoyL L1	Start R1	Up Δ	Right O	Down X	Left □
Right Joy		0x00 = Left			0xFF = Right		
Right Joy		0x00 = Up			0xFF = Down		
Left Joy		0x00 = Left			0xFF = Right		
Left Joy		0x00 = Up			0xFF = Down		

nadmiarowy w stosunku do zadań, jakie są od niego wymagane. Cały kod zajmuje około 1,7kB pamięci ROM, nie ma także specjalnych wymogów co do peryferiów, tak więc w tym przypadku można byłoby z powodzeniem zastosować ATtiny2313. Złącze Z2 to typowe złącze IDC10 służące do programowania mikrokontrolera w systemie. Membrana piezo jest podłączona bezpośrednio do wyjścia OC1A i sterowana jest przebiegiem prostokątnym generowanym przez Timer1 (ok. 2kHz). Jest to rozwiązanie bardzo energooszczędne.

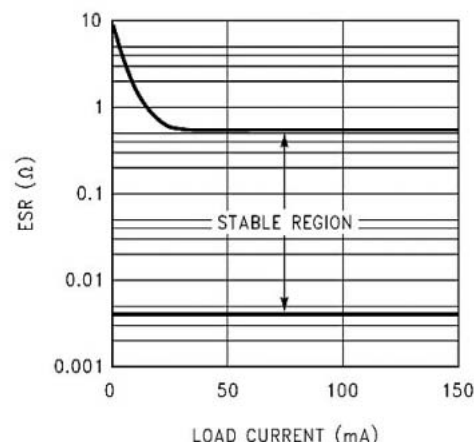
Łącze radiowe realizowane jest za pomocą modułu Bluetooth BTM222, który z mikroprocesorem komunikuje się poprzez łącze szeregowe UART. Linie U_RX oraz T_RX zostały celowo wyprowadzone na złączu goldpinowym Z4, aby po zmontowaniu układu, łatwo można było się podłączyć bezpośrednio do modułu i konfigurować go z poziomu terminalu na PC-cie. Oczywiście niezbędny jest jakiś dodatkowy konwerter poziomów napięć, współpracujący z logiką 3,3V. W najprostszym przypadku będzie to układ MAX3232.

Zasilanie

Układ zasilany jest z baterii. W prototypie są to trzy baterie R6. ATmega8 oraz pad mogą pracować w szerokim zakresie napięć zasilania (3...5V). Moduł Bluetooth wymaga jednak zasilania napięciem 3...3,6V, co spowodowało konieczność zastosowania stabi-

lizatora. W prototypie wykorzystano układ LP2985 firmy *National Semiconductor*. Jest to stabilizator w obudowie SOT-23 o niewielkiej wydajności prądowej (do 150mA), bardzo małym prądzie "własnym" (poniżej 1mA przy pełnym obciążeniu). Największą zaletą jest jednak niski spadek napięcia (Dropout Voltage) wynoszący typowo 120mV przy prądzie 50mA. Jeśli napięcie baterii zanadto się obniży, napięcie na wyjściu stabilizatora, siłą rzeczy, także spadnie poniżej wartości stabilizacji. Nic złego się jednak nie stanie. Przy testach prototyp przedstawiał działać poniżej napięcia 3V – wtedy moduł BT tracił połączenie. Protokół komunikacyjny w Voyagerze został tak pomyślany, by zabezpieczyć się przed nagłymi zanikami komunikacji, dlatego np. rozkazy jazdy do przodu/tyłu wymagają częstych repetycji (w przeciwnym wypadku robot się zatrzyma).

Należy mieć świadomość, że stabilizator LP2985 został zaprojektowany do pracy z kondensatorem na wyjściu typu low-ESR. Dlatego musi to być kondensator niskoimpedancyjny. Kondensator C4 zastosowany w prototypie to tantal. Nie był jednak w żaden sposób doborany; wykorzystałem pierwszy z pudełka. Pomimo tego stabilizator nie sprawiał problemów. Niemniej **rysunek 4** zaczerpnięty z noty katalogowej wskazuje, że stabilny zakres ESR jest bardzo wąski i może to być przyczyną problemów (stabilizator



Rys. 4 Stabilny zakres ESR kondensatora wyjściowego w funkcji obciążenia

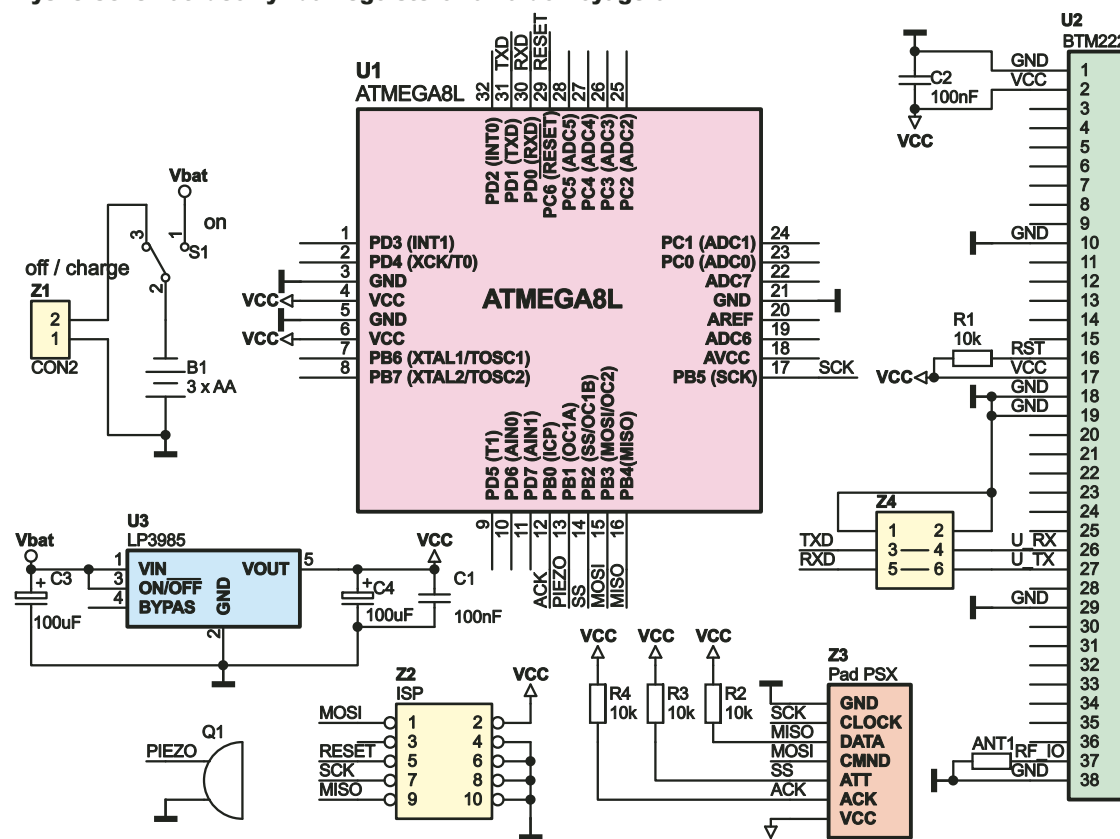
może pracować niestabilnie w przypadku niespełnienia tego warunku).

Kontrolery PSX, które posiadam, pobierają niewielki prąd, rzędu pojedynczych miliamperów. Moduł Bluetooth pobiera kilkadziesiąt miliamperów, niestety z podstawowym firmware'em nie można go wprowadzić w tryb uśpienia. Prototyp z podłączonym padem analogowym i nawiązanym połączeniem przez moduły BT w spoczynku pobiera średnio 16mA. Natomiast w czasie częstego nadawania (rozkaz jazdy do przodu) średnio 45mA.

Wewnętrzny generator RC

Układ pracuje bez zewnętrznego kwarcu. Mikrokontroler jest takto wyposażony generatorem RC 4MHz. ATmega8 „po wyjściu z pudełka” pracuje z wewnętrznym generatorem RC o częstotliwości 1MHz. Jednak po włączeniu zasilania jego częstotliwość może odbiegać od nominalnej nawet o 50%, dlatego mikrokontroler ma specjalny rejestr kalibracyjny OSCCAL (Oscillator Calibration Register). W czasie resetu jest do niego ładowana wartość dla zegara 1MHz. Kalibracja ta pozwala na uzyskanie częstotliwości $\pm 3\%$ w stosunku do nominalnej (przy napięciu 5V i w temperaturze pokojowej). Jeśli jednak chcemy pracować z innym zegarem (co ustawiamy za pomocą fusebitów), to musimy sami zadbać o wpisanie do rejestru odpowiedniej wartości kalibracyjnej.

Rys. 3 Schemat ideowy zdalnego sterowania do Voyage'a



Elektronika (nie tylko) dla informatyków

Elementy i układy elektroniczne wokół mikroprocesora

Schemat zastępczy transformatora – Wykład 7

W poprzednim odcinku omówiliśmy kluczowe szkodliwe czynniki występujące w transformatorze. Teraz wracamy do głównego wątku: możemy wreszcie narysować w miarę pełny schemat zastępczy transformatora, jak na **rysunku 10a**. Trzeba jednak nadal pamiętać, że ten dość rozbudowany schemat zastępczy w sposób uproszczony reprezentuje wiele szkodliwych właściwości rzeczywistego transformatora, ale nadal nie wszystkie. Taki schemat ma niewątpliwą wartość edukacyjną, bowiem wyjaśnia dziwne zachowanie transformatora, ale jak już wiemy, nie uwzględnia on nieliniowości rdzenia i histerezy. Owszem, rezystancja R_{Fe} reprezentuje straty w żelazie, czyli wszelkie straty w rdzeniu, ale w sposób bardzo, bardzo uproszczony. Zupełnie nie jest tu reprezentowany ani nawet zasygnalizowany fakt, że prąd pierwotny jest odkształcony w stosunku do przebiegów napięcia. Taki schemat zastępczy zawsze jest w pewnym stopniu uproszczony także z tego względu, że niektóre szkodliwe parametry, na przykład pojemności, są rozproszone i nie mogą być prawidłowo reprezentowane przez jeden kondensator. Wtedy powstaje problem, jak takie elementy narysować na schemacie: czy tak, jak na rysunku 10a, czy może jak na **rysunku 10b**? A ściśle biorąc, ani jeden, ani drugi schemat zastępczy nie reprezentuje precyzyjnie właściwości rzeczywistego transformatora.

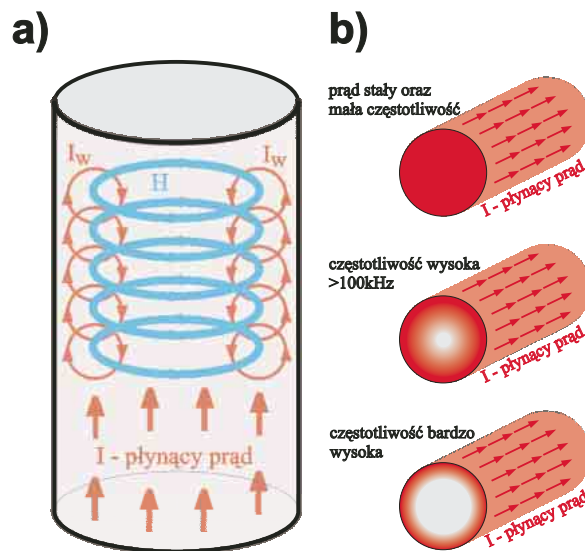
Naskórkowość

Dla wielu zaskoczeniem może być na przykład informacja, że także rezystancje szeregowe R_1 i R_2 , reprezentujące straty w miedzi, nie mają ściśle ustalonej wartości. Do tej pory prawdopodobnie wyobrażałeś sobie, że jest to niezmienna rezystancja miedzianego drutu. Owszem, można przyjąć, że jest to rezystancja drutu, ale wcale nie jest ona stała – rośnie ze wzrostem temperatury. Ale co ważniejsze, rośnie także ze wzrostem częstotliwości z uwagi na tak zwane **zjawisko naskórkowości**. W największym skrócie: zjawisko naskórkowości polega na tym, że prąd płynący w przewodniku wytwarza pole magnetyczne, które wypycha płynące elektrony ze środka tego przewodnika w kierunku jego brzegów, co jest zilustrowane na **rysunku 11a**. W efekcie występowania wirowych prądów zmiennych we wnętrzu przewodnika gęstość prądu nie jest jednakowa na całym przekroju przewodnika. Przy wysokich częstotliwościach prąd płynie przede wszystkim w pobliżu powierzchni drutu, a przy prądzie stałym i przy małych częstotliwościach płynie przez cały przekrój drutu, jak ilustruje to **rysunek 11b**.

W praktyce mówimy nie tyle o wypychaniu prądu, tylko przyjmujemy umowną głębokość wnikania, na której gęstość prądu zmniejsza się do 0,37 (ściślej odwrotności liczby e : $1/e=0,367879...$) czyli 37% gęstości maksymalnej przy brzegu przewodnika. Czym większa częstotliwość (f), tym głębokość wnikania (δ) mniejsza, a w grę wchodzi też konduktywność przewodnika σ i jego przenikalność μ :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma}}$$

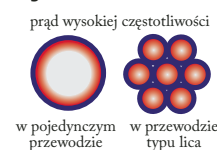
Zamiast dokładnych obliczeń możemy wykorzystać uproszczony, przybliżony wzór:



Rys. 11

$$\delta = \frac{70}{\sqrt{f}}$$

Rys. 12

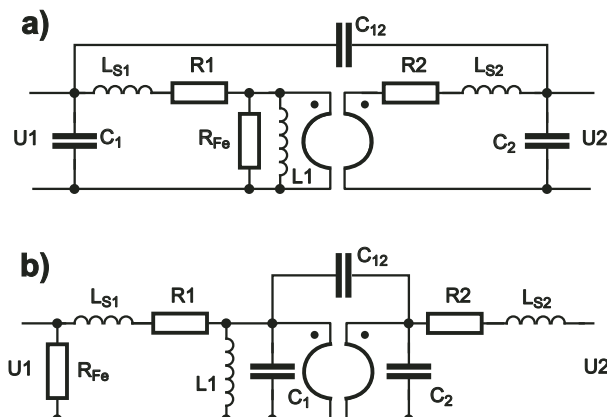


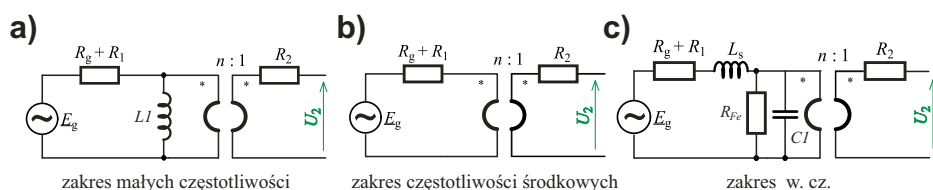
Częstotliwość podamy w hercach, a głębokość wnikania wyjdzie w milimetrach. W tabelce podane są głębokości wnikania dla przewodu miedzianego przy różnych częstotliwościach.

Wszystko to oznacza, że ten sam drut przy wysokich częstotliwościach, już powyżej 100kHz, będzie miał rezystancję znacząco większą, niż przy prądzie stałym! Tu można nadmienić, że aby zmniejszyć problem naskórkowości, przy wysokich częstotliwościach wykorzystuje się tak zwaną licę (ang. *litz wire*, niem. *litze*), gdzie zamiast jednego grubego drutu, występuje wiązka kilku jak najcieńszych - **rysunek 12**. A przy jeszcze

Częstotliwość	Głębokość wnikania
20Hz	14,8mm
100Hz	6,61mm
1kHz	2,09mm
10kHz	0,66mm
20kHz	0,46mm
100kHz	0,21mm
1MHz	66 μm
10MHz	21 μm
10GHz	0,65 μm

Rys. 10





Rys. 13

wyższych częstotliwościach często stosuje się drugi miedziany srebrzony – prąd płynie tylko w cienkiej powierzchniowej warstwie srebra, które lepiej przewodzi prąd niż miedź.

Uproszczenia

I tak oto omówiliśmy schemat zastępczy transformatora, który jednak, jak się okazało, też nie odzwierciedla dokładnie całej prawdy o rzeczywistym transformatorze. Mam nadzieję, że widzisz złożoność zagadnienia. Jeśli chcielibyśmy dokładnie przeanalizować transformator, stworzyć dokładny schemat zastępczy i przeprowadzić precyzyjne obliczenia, byłoby to niesamowicie trudne zadanie. Na szczęście nie zawsze jest to konieczne. Jeśli transformator ma pracować w niezbyt szerokim paśmie częstotliwości, to wtedy możemy pominąć niektóre z omówionych czynników. Wtedy schemat zastępczy, a więc i analiza, i obliczenia będą znacznie prostsze. Przykładowo dla transformatorów sieciowych, które pracują przy stałej, małej częstotliwości 50Hz, możemy spokojnie pominąć nie tylko rezystancję R_{Fe} , reprezentującą niewielkie przy tej częstotliwości straty w żelazie, ale też reakcje niewielkich indukcyjności rozproszenia i pojemności międzyzwojowych. Schemat zastępczy transformatora sieciowego mógłby wtedy wyglądać jak na **rysunku 13a**. Przy tak małej częstotliwości istotne znaczenie ma stosunkowo mała reakcja głównej indukcyjności $L1$ oraz rezystancja drutu uzwojeń. Z zasadzie przy częstotliwości 50Hz nie ma znaczenia niewielka pojemność międzyzwojowa $C12$, jednak w transformatorach sieciowych przechodzą przez nią nie przebiegi 50Hz, tylko zakłócenia o wielokrotnie większych częstotliwościach (zakłócenia impulsowe), dlatego czasem pojemność tę zaznaczamy na schematach zastępczych transformatorów sieciowych.

W zakresie średnich częstotliwości reakcja indukcyjności głównej $L1$ będzie duża, a reakcje pojemności i indukcyjności rozproszenia – względnie małe. Niewielkie będą też straty w żelazie. Przy takich średnich częstotliwościach zapewne sensowne okaże się uproszczenie schematu zastępczego do postaci z **rysunku 13b**.

Przy wysokich częstotliwościach tym bardziej możemy pominąć główną indukcyjność $L1$, ponieważ jej reakcja X_L będzie miała wtedy ogromną wartość. Nie możemy natomiast pominąć rosnących strat w żelazie oraz strat w zwiększającej się wskutek naskórkowości rezystancji miedzi. Istotnym ograniczeniem będą wtedy też indukcyjności

rozproszenia i wszystkie pojemności. Przy wysokich częstotliwościach schemat zastępczy uproszczy się tylko troszkę, co najwyżej do postaci z **rysunku 13c**.

Oczywiście znów są to tylko teoretyczne rozważania, których celem jest uproszczenie obrazu zagadnienia. W rzeczywistości każdy transformator w każdym zakresie częstotliwości będzie w większym lub mniejszym stopniu wykazywał wszystkie omówione niedostatki (i nie tylko te). Ale jeśli wpływ danego czynnika akurat jest niewielki, możemy go spokojnie pominąć. Trzeba tylko mieć dostatecznie dużą wiedzę, by ocenić, który czynnik ma praktyczne znaczenia, a który nie. Ale jak już zauważyliśmy, zagadnienie nie jest łatwe. Na przykład przy projektowaniu transformatorów do lampowych urządzeń audio, z jednej strony chcemy, żeby przenosiły one też jak najmniejsze częstotliwości. W tym celu musimy zwiększać główną indukcyjność $L1$. A to oznacza też zwiększanie liczby zwojów, co wymusza konieczność użycia cieńszego drutu i daje większą rezystancję uzwojeń. Zwiększanie liczby zwojów zwiększa też pojemności międzyzwojowe, a to z kolei ogranicza przenoszenie wysokich częstotliwości. Do tego dochodzą jeszcze kwestie histerezy i nieliniowości – w niektórych transformatorach audio dla zmniejszenia zniekształceń nieliniowych w rdzeniu wykonuje się niewielką szczelinę powietrzną. Jak już wiesz (rysunek 2.25), szczelina znacząco polepsza liniowość, ale też znacząco zmniejsza przenikalność rdzenia, co jak wiemy, jest mocno niekorzystne z innych względów (wymusza zwiększenie liczby zwojów). W grę wchodzi też wiele dalszych szczegółów, związanych z konstrukcją, materiałoznawstwem, a także kosztami. Świadomy konstruktor transformatora staje przed wieloma dylematami i musi wybrać jakieś rozwiązanie pośrednie, kompromisowe.

Nic dziwnego, że od dawna nie tylko hobbyści, ale i osoby zajmujące się zawodowo transformatorami nie wnikają się we wszystkie szczegóły, tylko wykorzystują różne uproszczone procedury projektowania.

Niniejszy materiał nie nauczy Cię projektowania transformatorów. Ale powinien uświadomić Ci skalę problemu. Podając tę informację, chcę także pokazać, że działanie rzeczywistych elementów elektronicznych znacząco odbiega od wyidealizowanych, prostych modeli. Problem ten dotyczy nie tylko transformatorów, ale także, tak wydawałoby się, prostych elementów jak rezystory i kondensatory. W następnym odcinku zajmiemy się niedoskonałością kondensatorów.

Piotr Górecki



Elektronicy Konstruktorzy!
W EP 1/2010 konkurs. Do zabrania zestawy ewaluacyjne klawiatur dotykowych QTouch firmy Atmel.

Nie przeoczcie też ciekawych artykułów w siostrzanym czasopiśmie!

A wśród nich:

- Przegląd modułów Ethernet.
- PICkit-2 czy PICkit3? Co wybrać?
- Usługa wyświetlaczy OLED w Bascomie.
- Kurs projektowania układów energooszczędnych.
- Przykłady programów dla ISIX RTOS.
- Procesory programowe w układach FPGA.
- Kontynuacja kursu obsługi Altium Designera Summer 09.

Miniprojekty, ciekawe projekty:

- Tester pojemności akumulatorów.
- Monitor napięć do zasilaczy.
- Arduino.
- Interfejs diagnostyczny dla aut z grupy VW.
- Sterownik pieca c.o.
- Miniaturowy generator o regulowanej częstotliwości.

Ciekawe artykuły na temat nowoczesnych podzespołów i sposobów ich użycia.

Tips & Tricks.

Cykle porad i artykułów dla konstruktorów elektroników i wiele innych o różnorodnej tematyce.

Konkursy i atrakcyjne nagrody.

EP można nabyć we wszystkich EMPIK-ach i większych kioskach z prasą. Zamówienia pojedynczych egzemplarzy, a także założenie prenumeraty należy kierować do:
Działu Handlowego AVT: handlowy@avt.pl
tel.: 022 257 84 50, fax: 022 257 84 55
Działu Prenumeraty: prenumerata@avt.pl
tel.: 022 257 84 22, fax: 022 257 84 00
a także listownie lub bezpośrednio:
AVT KORPORACJA Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

Szybkie prostowniki

część 1

Przy doborze diody do szybkich prostowników impulsowych głównym kryterium jest dobór elementu o właściwym napięciu blokowania V_{RRM} . Ze względu na nieuniknione przebiegi występujące w każdym układzie impulsowym, najczęściej wartość napięcia blokowania powinna być dobrana z 100...300% zapasem. Jednak stosowanie diody z za dużym napięciem wstecznym również nie jest wskazane, ponieważ może to powodować wzrost strat mocy! Z prądem i częstotliwością pracy sytuacja jest nieco bardziej skomplikowana. W pierwszym przybliżeniu prąd pobierany z prostownika nie może przekraczać dopuszczalnego średniego prądu diody – $I_{F(AV)}$. W celu dokładniejszego zbadania, czy dioda może pracować z danym prądem i częstotliwością, należy obliczyć straty mocy.

Całkowite straty w prostownikach można podzielić na cztery składowe – **rysunek 1**.

Straty na przewodzenie

Podczas przewodzenia (w stanie ustalonym) w prostowniku wydzielana jest moc równa iloczynowi spadku napięcia V_F i przepływającego prądu:

$$P_{con} = V_F \cdot I \cdot D$$

D oznacza tu współczynnik wypełnienia prostowanych impulsów.

Obliczenie tej mocy z reguły jest proste i wymaga tylko odczytania z wykresu (z noty katalogowej danego elementu) spadku napięcia na diodzie przy danym prądzie – **rysunek 2**. Czasami producenci podają średnią rezystancję dynamiczną diody – r_d . Jest ona cotangensem kąta przybliżonej charakterystyki prądowo-napięciowej danego elementu

– **rysunek 3**. Dla projektanta układu ważne jest, że można jej użyć do obliczeń strat mocy na przewodzenie:

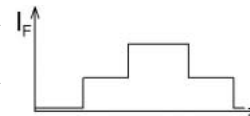
$$P_{con} = V_{to} \cdot I_{F(AV)} + r_d \cdot I_{F(RMS)}^2$$

Pierwsza część równania określa moc spowodowaną napięciem progowym diody V_{to} , druga część jest spowodowana przyrostem napięcia przewodzenia na skutek zwiększania prądu (czyli rezystancją dynamiczną). Znaczenie prądu średniego $I_{F(AV)}$ i skutecznego $I_{F(RMS)}$ dla różnych przebiegów obrazuje **rysunek 4**.

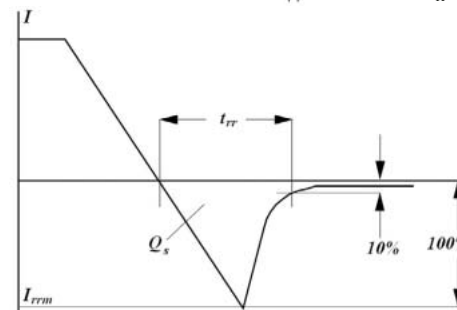
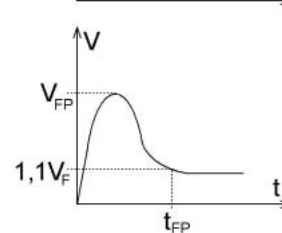
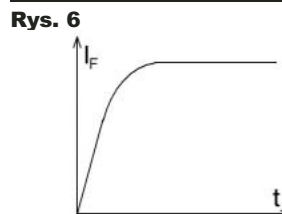
W niektórych przypadkach prąd diody nie jest „prostokątem” – np. jak na **rysunku 5**, co oznacza, że należy straty na przewodzenie podzielić na kilka składowych i wykonać obliczenia dla każdej z nich.

Straty na otwieranie

Podczas szybkiego załączania diody, występuje na niej wzrost napięcia w kierunku przewodzenia – V_{FP} (Peak forward voltage) – **rysunek 6**. Jest on spowodowany małą liczbą nośników w złączu. Osiąga on z reguły kilka woltów i powoduje chwilowy wzrost mocy strat. Producenci



Rys. 5



Rys. 7

półprzewodników podają przybliżony wzór pozwalający określić energię traconą podczas załączania diody:

$$E_{on} = 0,4 \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot t_{FP} \cdot I$$

V_{FP} i t_{FP} należy odczytać z odpowiedniego wykresu w katalogu.

Moc jest wprost proporcjonalna do tej energii i częstotliwości pracy prostownika:

$$P_{on} = E_{on} \cdot f$$

Straty na blokowanie

Podczas „zamykania” diody występuje przeładowanie jej wewnętrznej pojemności, co prowadzi do przepływu wstecznego prądu I_{rrm} w czasie t_{rr} – **rysunek 7**. Prowadzi to oczywiście do powstania kolejnych strat mocy:

$$E_{off} = 0,5 \cdot I_{rrm} \cdot V_{out} \cdot t_{rr}$$

$$P_{off} = E_{off} \cdot f$$

Współczynnik 0,5 we wzorze na energię jest spowodowany tym, że pole nad wykresem (Q) jest w przybliżeniu trójkątne.

Straty podczas pracy zaporowej

zaporowej:

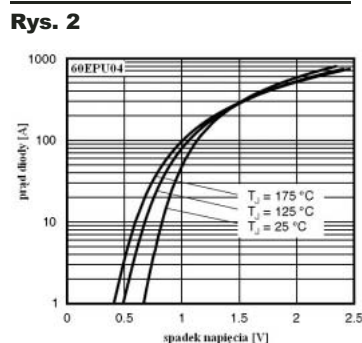
Straty podczas pracy zaporowej są spowodowane przepływem prądu upływu przez spolaryzowane zaporowo złącze. W obecnych półprzewodnikach problem ten jest najczęściej pomijany. Jednak w przypadku niektórych diod wysokonapięciowych warto sprawdzić, jaka moc się wydzielą podczas pracy zaporowej:

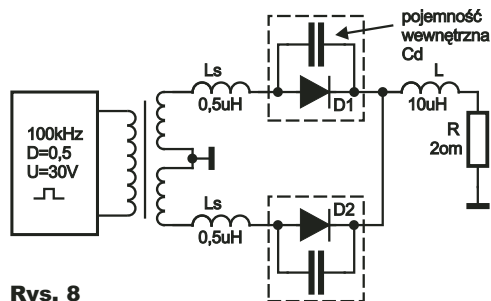
$$P_b = I_r \cdot V_r \cdot D_b$$

I_r oznacza prąd upływu, V_r napięcie wsteczne występujące na diodzie, D_b współczynnik wypełnienia blokowania diody ($D_b = 1 - D$).



Rys. 1





Rys. 8

Przykład: Obliczyć straty mocy w jednej diodzie prostownika według rysunku 8.

Dane: dioda STTH60L06C, napięcie (amplituda) $U=30V$, indukcyjność rozproszenia transformatora $L_s=0,5\mu H$, częstotliwość $f=200kHz$, obciążenie $R=2\Omega$

Szybkość narastania prądu na diodach (potrzebna do odczytania danych z wykresów w nocie katalogowej diody):

$$dI/dt = U/L_s = 30V/0,5\mu H = 60A/\mu s$$

Prąd pobierany z prostownika:

$$I \approx (30V - 1V) / 2\Omega = 14,5A$$

Jest to przybliżona wartość, ponieważ nie są brane pod uwagę rezystancje uzwojeń. Wartość napięcia jest pomniejszona o 1V, gdyż, w przybliżeniu taki spadek napięcia będzie występował na diodzie.

Straty jednej diody:

przewodzenie:

$$P_{con} = V_F \cdot I \cdot D = 1,05V \cdot 14,5A \cdot 0,5 = 7,6W$$

załączenie:

$$P_{on} = 0,4 \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot t_{FR} \cdot I \cdot f = 0,4 \cdot (2,3V - 1,05V) \cdot 260ns \cdot 14,5A \cdot 200kHz = 0,38W$$

wylączenie:

$$P_{off} = 0,5 \cdot I_{rrm} \cdot V_{out} \cdot t_{rr} \cdot f = 0,5 \cdot 7A \cdot 30V \cdot 255ns \cdot 200kHz = 5,4W$$

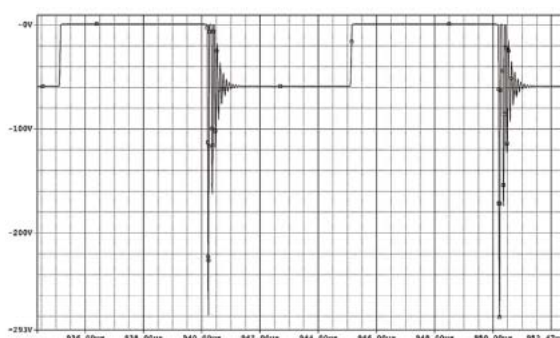
praca zaporowa:

$$P_b = I_F \cdot V_r \cdot D_b \approx 200\mu A \cdot 30V \cdot 0,5 = 3mW$$

Jak widać, straty na przewodzenie wynoszą niespełna 60% całkowitych strat (13,4W). Stosując zamiast 600-woltowej STTH60L06C, 300-woltową DSEP 30-03A, można zmniejszyć całkowitą moc strat do około 5,9W, czyli o ponad 50% (!).

Uwaga przepięcia!

Szkodliwe indukcyjności transformatora L_s i przewodów, wraz z wewnętrzną pojemnością diody, tworzą obwód rezonansowy (rysunek



Rys. 9

8). Obwód ten podczas pracy prostownika jest nieustannie pobudzany harmonicznymi przebiegami prostokątnymi, powodując powstawanie oscylacji o znacznej amplitudzie – **rysunek 9**. W celu ograniczenia przepięć, równolegle z diodą włącza się obwód RC – **rysunek 10**. Powoduje on zmniejszenie dobroci obwodu rezonansowego oraz zmniejszenie jego częstotliwości, co skutkuje obniżeniem amplitudy drgań oraz ich szybkim zanikaniem – **rysunek 11**. Wartości elementów dobiera się według następujących wzorów:

$$C_s = 2 \dots 10 \times C_d$$

$$R_s = 2 \dots 5 \times \sqrt{L_s / (C_d + C_s)}$$

Należy zauważyć, że im większa wartość C_s , tym lepsze tłumienie przepięć, ale również większe straty mocy w rezystorze R_s :

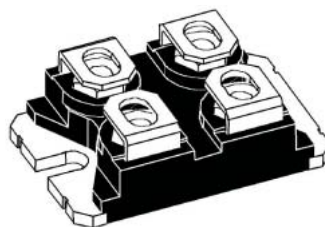
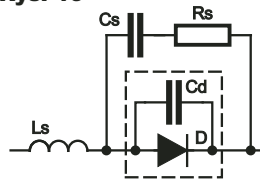
$$P_{R_s} = C_s \cdot V^2 \cdot f$$

Łączenie równoległe diod

Maksymalne (średnie) prądy obecnie produkowanych szybkich diod sięgają 100...200A (obudowa ISOTOP – **rysunek 12**). Oznacza to, że w większości przypadków nie ma konieczności łączenia diod równolegle w celu zwiększenia prądu. Jednak w niektórych przypadkach, np. w urządzeniach spawalniczych, lub w celu zmniejszenia kosztów i/lub strat mocy w prostowniku, łączy się kilka mniejszych diod równolegle.

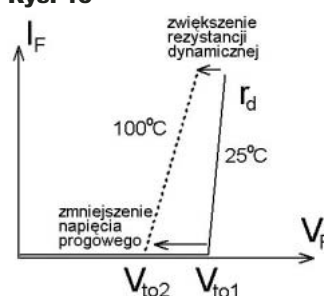
Generalnie łączenie równoległe nie jest korzystne, ponieważ prowadzi do nierównomiernego obciążenia poszczególnych diod. Jest to spowodowane tym, że diody nie są identyczne i przez te o najniższym napięciu przewodzenia

Rys. 10



Rys. 12

Rys. 13



przepływa największy prąd. To z kolei prowadzi do wzrostu ich temperatury, dodatkowo obniżając spadek napięcia ($-1,6 \dots -2mV/^\circ C$) i zwiększając prąd. Na szczęście (w tym przypadku) diody mają rezystancję dynamiczną, która pod wpływem zwiększonego prądu powoduje wzrost napięcia na diodzie i jej odciążenie. Dodatkowo wraz ze wzrostem temperatury rośnie rezystancja dynamiczna – **rysunek 13**.

Przy łączeniu równoległym należy używać diod tego samego typu, najlepiej z tej samej serii i jeśli to możliwe, to także selekcyjonowanych pod względem napięcia przewodzenia (najlepiej badanego przy prądzie takim, jak w docelowym układzie). Dodatkowo wszystkie diody połączone równolegle powinny mieć zapewnione takie samo chłodzenie (wspólny radiator, diody blisko siebie). Wybierając diody do połączenia równoległego, należy zostawić im co najmniej 20–30% zapasu prądowego, żeby nierówny rozkład prądów obciążenia nie powodował przeciążenia cieplnego.

Łączenie szeregowe diod

Szeregowe łączenie diod stosuje się sporadycznie, ponieważ w handlu dostępne są szybkie diody o napięciach sięgających 1700V. Niemniej w nielicznych układach wysokonapięciowych konieczne jest łączenie kilku diod w szereg. Ze względu na różnice w prądach upływu (w stanie zaporowym), oraz parametry przechodzenia do stanu blokowania poszczególnych egzemplarzy, napięcia odkładające się na diodach są różne. Najprostszym rozwiązaniem jest zbocznikowanie każdej diody odpowiednio dobranym rezystorem – **rysunek 14**. Takie połączenie pozwala wyrównać spadki napięcia na poszczególnych diodach. W celu oszacowania wymaganej rezystancji można posłużyć się wzorem:

$$R = \frac{n \cdot V_{rrm} - V}{(n - 1) \cdot I_r}$$

gdzie

V – całkowite napięcie wsteczne
 n – liczba zastosowanych diod.

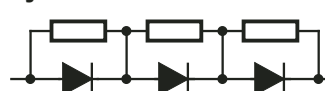
Jerzy Gołaszewski

jego@plusnet.pl

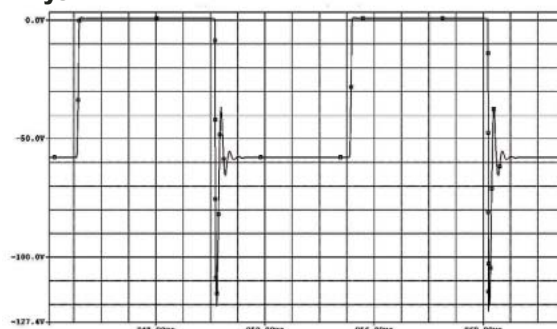
Michał Gołaszewski

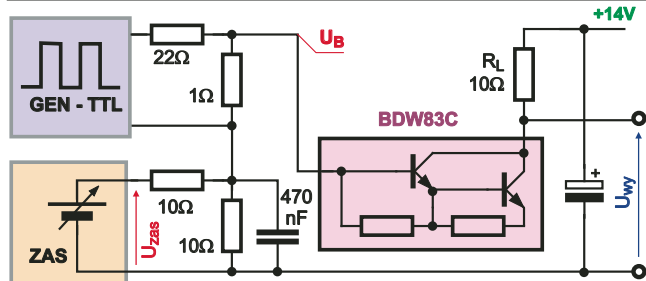
mi.go@plusnet.pl

Rys. 14

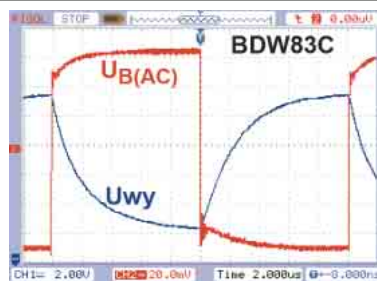


Rys. 11





Rys. 78



Rys. 79

C_{GS} prądem wyjściowym generatora.

W dolnej części, czyli na rysunku 75c, pokazane są przebiegi, występujące po dołączeniu zasilania. Przebieg niebieski to U_{wy} , czyli napięcie na obciążeniu, które oczywiście jest „odwrócone” względem przebiegu sterującego na bramce. Prąd włączanego, nasyconego tranzystora wynosił około 1A (10V, 10Ω). Podczas narastania napięcia bramki (czerwony przebieg) pojawia się charakterystyczny „schodek”, związany z występowaniem pojemności millerowskiej C_{DG} . Jak widać, przełączanie jest w sumie szybkie – następuje w czasie około 0,1...0,15us.

Taka praca tranzystorów jest charakterystyczna dla układów impulsowych, a nie dla liniowego stabilizatora. Owszem, w pewnych przypadkach tranzystor może być całkowicie zatykany lub nasycany, ale generalnie w liniowym stabilizatorze tranzystor nie powinien się całkowicie wyłączać – ani zatykać, ani nasycać. Należy więc sprawdzić pracę w warunkach liniowych, choć komplikuje to trochę układ sterowania. Aby sprawdzić szybkość przy takiej pracy, zbudowałem odpowiedni układ, podobny jak na rysunku 71. Na napięcie stałe U_{zas} o wartości około 3,5V był nałożony niewielki przebieg prostokątny i taki sygnał został podany na bramkę MOSFET-a. Na **rysunku 76** pokazany jest układ i zrzut z ekranu oscyloskopu. Czerwony przebieg sterujący mierzony jest nie na bramce, tylko na

wyjściu generatora, przed dzielnikiem, stąd jego duża amplituda na ekranie. Jak widać, zmiany dokonują się w ciągu 0,1...0,15us, a więc MOSFET przy pracy ciągłej też jest bardzo szybki.

Tak, ale tylko przy bardzo małej rezystancji wewnętrznej źródła sterującego, która to rezystancja tworzy obwód RC z pojemnością wejściową C_{GS} MOSFET-a. Dobitnie poświadcza to **rysunek 77** – są to zrzuty z ekranu w układzie z rysunku 76, z różnymi wartościami rezystora szeregowego R_G . Jak pokazują niebieskie przebiegi, przy rezystancji $R_G=100\Omega$, czasy reakcji przekraczają 1us. Zmniejszanie R_G poprawia stromość zboczy. Wartością optymalną jest wypadkowa rezystancja źródła sterującego około 7Ω, bo jak świadczy ostatni przebieg ($R_G=0$); przy mniejszej pojawiają się przerywy – pobudzenie.

W każdym razie odpowiednio sterowany MOSFET jest szybki. Nie można tego powiedzieć o darlingtonie – na **rysunku 78** masz układ i zrzut z ekranu podczas testów

szybkości. Na zrzucie z ekranu oscyloskopu zwróć uwagę na czas – teraz jedna działka to 2us, więc dochodzenie do wartości pożądanej trwa ponad 5 mikrosekund. Żeby nie było wątpliwości – czerwony przebieg to składowa zmienna napięcia na bazie (ok 130mVpp) – widać, że zbocza przebiegu wejściowego na bazie są strome, a na kolektorze – nie. Podczas takiej liniowej pracy darlington okazuje się zdecydowanie wolniejszy od MOSFET-a.

Można byłoby się jeszcze zastanawiać, na ile szybkie byłyby pojedyncze zwykłe tranzystory bipolarne, choćby BD249. Owszem, przy umiejętnym sterowaniu moglibyśmy uzyskać szybkość działania większą od fabrycznych darlingtonów, ale skomplikowałoby to układ sterujący. Ten wątek na razie pominiemy.

I oto na kilku przykładach, przy wykozystaniu części i sprzętu, zamieszczonych na **fotografii 79**, przeanalizowaliśmy przynajmniej niektóre właściwości tranzystorów. Nasze eksperymenty pokazały, jakiej szybkości tranzystora mocy można się spodziewać. Fakt, że łatwe do sterowania, duże darlingtony są zdecydowanie powolniejsze od MOSFET-ów, nie przekreśla ich użyteczności w zasilaczach. Uzyskane informacje są o tyle cenne, że to właśnie tranzystor mocy ograniczy szybkość stabilizatora w sytuacji, gdy zastosujemy w nim szybki wzmacniacz operacyjny. I właśnie w następnym odcinku zajmiemy się wzmacniaczami operacyjnymi.

Piotr Górecki

Zrzuty ekranowe zostały dokonane oscyloskopem Rigol DS1052E, przekazany przez firmę **NN**



Moduł wzmacniacza mocy 2x12W z układem TDA1516

AVTMOD11

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



EdW A07

Elektronika dla początkujących, czyli wyprawy na ośłą łączkę

Ćwiczenie 4 (ciąg dalszy). Korektor graficzny

Korektory wielopasmowe

Zgodnie z obietnicą, w tym odcinku zajmemy się kolejnymi interesującymi układami. Wzmacniacze operacyjne są podstawą mnóstwa pożytecznych układów audio, ale my w ramach naszych ćwiczeń nie możemy wykonać wszystkiego, ponieważ z założenia jesteśmy ograniczeni przez elementy, dostępne w zestawie EdW A-07. Właśnie dlatego na przykład nie możemy w pełni zrealizować wielopasmowych korektorów dźwięku.

Korektory trzypasmowe. Najprostszym przykładem byłby korektor trzypasmowy, choćby o schemacie z rysunku 49. Zwróć uwagę, że obok znanych wcześniej obwodów korektora dwupasmowego, pojawił się „filtr środkowy” z dwoma kondensatorami C3, C4, z których jeden ogranicza pasmo z góry, drugi z dołu, dając tym samym filtr pasmowy. My z uwagi na ograniczoną liczbę elementów nie możemy wykonać rozbudowanego korektora, ale możemy przeprowadzić eksperymenty w jednym pasmie. Ja dla ciekawości zrealizowałem jeden taki kanał z kondensatorami 1nF, według rysunku 50, co powinno zapewnić regulację w pobliżu częstotliwości 1,7kHz. Na fotografii 51 pokazany jest model na płycie stykowej. Dołączyłem słuchawki i sprawdziłem zakres regulacji. Zakres ten okazał się duży, czyli selektywność – mała. Korektor taki ma szerokie „pasmo działania”. W tego rodzaju korektorach nie można skutecznie zmniejszyć szerokości pasma takiego filtru, co szerzej objaśnione jest w Technikaliach.

Tego rodzaju filtry w zasadzie pozwoliłyby zrealizować korektor wielopasmowy z kilkoma potencjometrami. W Internecie znajdziesz schematy korektorów graficznych z takimi obwodami (ale niestety, po części błędne). Z kilku względów nie polecam takiej drogi. Układ z rysunku 50 zbudowaliśmy przede wszystkim dla zaspokojenia ciekawości. Ale jeśli jest to możliwe, nie demontuj go, a następny proponowany układ zbuduj oddzielnie – będziesz mógł porównać szerokość pasma obu filtrów.

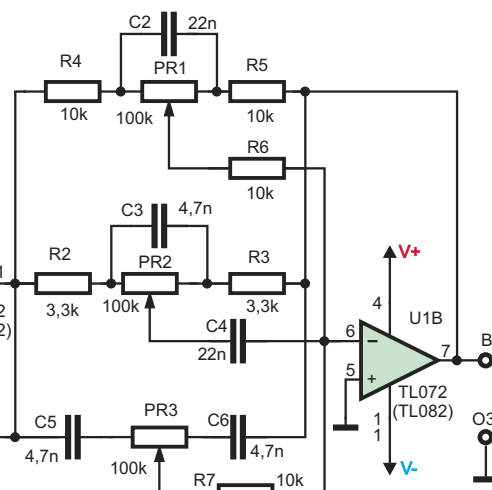
W profesjonalnej aparaturze nagłośnieniowej stosowane są bardziej rozbudowane

korektory trzypunktowe, w których w paśmie środkowym można regulować nie tylko podbicie/osłabienie, ale też dobroć (szerokość pasma). Powszechnie stosowane są też tzw. korektory graficzne.

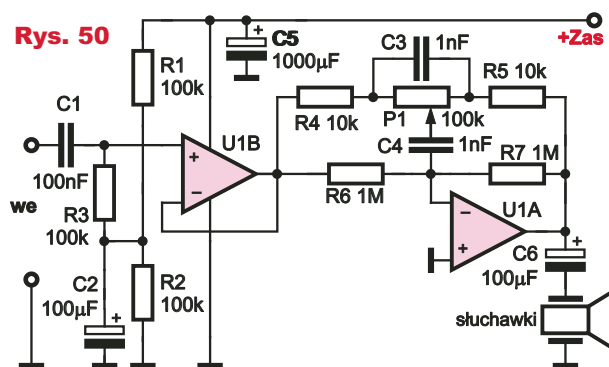
Equalizer – korektor graficzny

Wielopasmowy korektor nazywamy korektorem graficznym, ponieważ jeśli byśmy użyli potencjometrów suwakowych, to ich ustawienie obrazowałoby przebieg charakterystyki częstotliwościowej. Polska nazwa – korektor graficzny nie do końca pokazuje cel stosowania tego układu. Na ten cel jasno wskazuje natomiast nazwa angielska – equalizer, która dla wielu jest synonimem korektora graficznego. *Equalize* znaczy wyrównywać.

Equalizery mają wyrównać charakterystykę częstotliwościową systemu audio, która zostaje zaburzona przez właściwości akustyczne pomieszczenia odsłuchowego. W zależności od wymiarów, kształtu, mebli i użytych materiałów wykończeniowych, we wszystkich pomieszczeniach powstają odbicia, fale stojące i rezonanse. Pomimo zna-

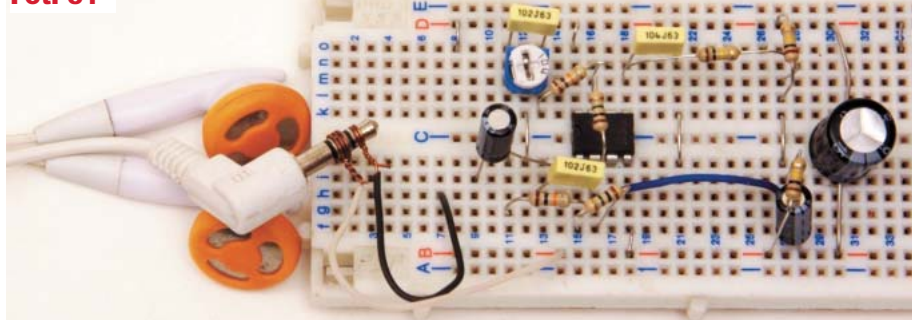


Rys. 49



Rys. 50

Fot. 51



AVT

czujniki pracują w konfiguracji z zasilaniem zewnętrznym.

Jako układ wykonawczy, wykorzystany został triak TK1. Aby mógł on prawidłowo pracować, używany jest optotriak OPT1, z obwodem wykrywania zera sieci. Optotriak zapewnia galwaniczną izolację układu od wysokiego napięcia sieciowego. Dioda D3 sygnalizuje załączenie sterowanego urządzenia.

Programowanie mikrokontrolera odbywa się poprzez 10-pinowe złącze JP1 standardu CANADA. Dioda D2 sygnalizuje tylko przebieg procesu programowania i można jej nie montować. W takim przypadku można również zrezygnować z montażu rezystora R5, ograniczającego prąd diody.

Układ może być zasilany zarówno napięciem stałym 9–12V jak i napięciem zmiennym 12–15V z małego transformatora, np. TEZ2.0/D.

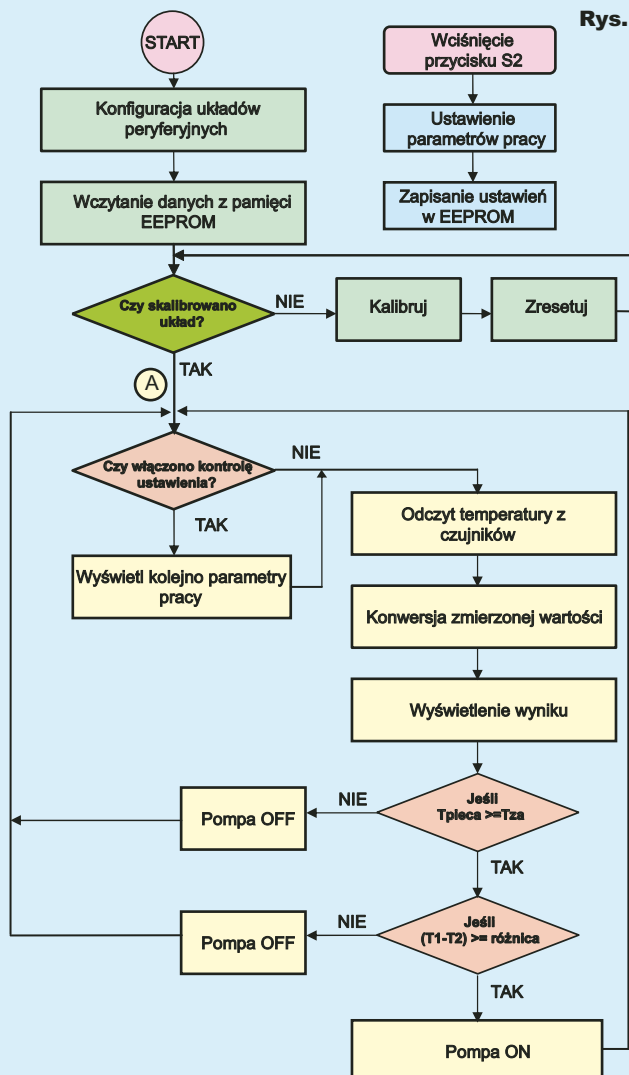
Program sterujący

Program sterujący napisany został w środowisku Bascom AVR i można go ściągnąć z Elportalu. **Rysunek 2** pokazuje algorytm działania programu. Po wystartowaniu programu następuje konfiguracja układów peryferyjnych następuje konfiguracja układów peryferyjnych mikroprocesora, takich jak sprzętowy PWM, linia 1-wire, sterowanie wyświetla-

czem czy klawiaturą. Po dokonaniu konfiguracji, następuje pobranie niezbędnych danych z nieulotnej pamięci EEPROM. Danymi tymi są nastawy temperatur załączenia i wyłączenia oraz różnica temperatur, po przekroczeniu której możliwe będzie załączenie urządzenia zewnętrznego. Następnie program sprawdza, czy układ został skalibrowany, czyli czy zostały wykryte czujniki DS18B20, i czy ich liczba jest właściwa. Jeżeli układ jeszcze nie został skalibrowany, wyświetla się stosowny komunikat. Należy wtedy dokonać procedury kalibracyjnej, a następnie zresetować układ. Jeżeli układ został skalibrowany, sprawdzane jest naciśnięcie przycisku kontroli ustawień parametrów pracy sterownika. Jeżeli włączono przycisk kontroli ustawień (S3), wówczas następuje wyświetlenie kolejno parametrów pracy sterownika. Po wyświetleniu wszystkich parametrów program wychodzi z pętli i następuje odczyt, konwersja oraz wyświetlenie aktualnej temperatury z obu czujników. Jeżeli przycisk S3 nie został wciśnięty, wtedy pomijane jest sprawdzenie i od razu wyświetlane są zmierzone wartości temperatur.

Kolejną czynnością, jaką wykonuje program jest sprawdzenie warunków załączenia i wyłączenia urządzenia zewnętrznego. W pierwszej

Rys. 2



kolejności sprawdzany jest warunek $T_{\text{pieca}} \geq T_{\text{zal}}$, gdzie T_{pieca} to temperatura zmierzona, a T_{zal} to temperatura ustawiona. Jest to podstawowy warunek pracy sterownika, a jego niespełnienie skutkuje wyłączeniem sterowanego urządzenia i powrót do punktu „A”. Jeżeli warunek jest spełniony, następuje kontrola drugiego warunku $T_1 - T_2 \geq \text{różnica}$, gdzie T_1, T_2 to temperatury zmierzone przez czujniki (odpowiednio $T_{\text{pieca}}, T_{\text{zbiornika}}$). Podobnie tutaj niespełnienie warunku skutkuje wyłączeniem sterowanego urządzenia oraz skok do punktu „A”. Jeśli drugi warunek został spełniony, czyli różnica zmierzonych temperatur jest większa od zadanej, następuje załączenie urządzenia, a następnie

skok do punktu „A”, po czym cały proces rozpoczyna się od początku.

Cała klawiatura przeglądana jest sekwencyjnie, za wyjątkiem przycisku S2, uruchamiającego procedurę ustawień. Wciśnięcie tego przycisku powoduje wywołanie przerwania zewnętrznego INT1 i przejścia do obsługi stosownej procedury. Następuje tutaj ustawienie temperatury załączenia i wyłączenia oraz ustawiana jest wartość parametru *różnica*, wykorzystywanego w drugim warunku załączenia urządzenia zewnętrznego. Następną czynnością jest zapisanie ustawień w pamięci EEPROM, po czym następuje wyjście z procedury obsługi przerwania.

Montaż i uruchomienie

Sterownik został zbudowany na dwustronnej płytce o wymiarach 110x70mm – **rysunek 3**. Kolejność montowanych elementów nie jest szczególnie istotna, warto jednak najpierw wlutować elementy SMD, a dopiero później elementy większe. Nie ma konieczności montowania radiatora na stabilizatorze +5V. W modelu, przy pełnym podświetleniu wyświetlacza, pobierany prąd nie przekroczył 43mA. Niewielki radiator można natomiast zastosować dla triaka, chociaż i w tym przypadku jest to raczej profilaktyka niż konieczność. W modelowym urządzeniu zastosowany został wyświetlacz pobierający, przy pełnym podświetleniu, prąd o wartości 20mA. Pobór prądu można ograniczyć poprzez zmniejszenie jasności podświetlenia wyświetlacza (programowo) oraz nie montując diody LED sygnalizującej obecność napięcia zasilania.

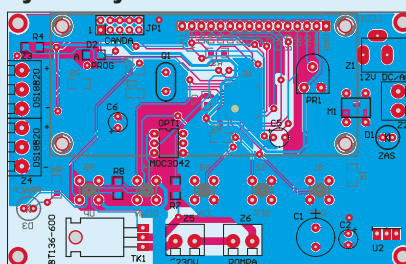
Sposób montażu wyświetlacza uzależniony jest od wysokości zastosowanych przycisków. Jeżeli wyświetlacz będzie zamontowany z wykorzystaniem listwy goldpinów, konieczne będzie zastosowanie mikroprzycisków o wysokości przynajmniej 17,5mm. Jeżeli będą to przyciski niższe, np. wyposażone w kolorowe oprawki, konieczne będzie zamocowanie z wykorzystaniem nakrętek M3 jako podkładek dystansowych i połączenie wyświetlacza z płytą przewodami.

Poprawnie zmontowany układ, ze sprawnych elementów, działa natychmiast po wczytaniu programu sterującego. Jedyną czynnością, jaką należy wykonać, to ustawienie kontrastu wyświetlacza za pomocą potencjometru PR1.

Obsługa sterownika

Po podłączeniu czujników DS18B20 i podaniu zasilania, stosowny komunikat, widoczny na wyświetlaczu (**rysunek 4**), przypomina o kalibracji, a właściwie o zarejestrowaniu czujników temperatury i zapisania ich numerów do pamięci EEPROM mikrokontrolera. Jest ona wykonywana tylko jeden raz. Chyba, że zostanie wymieniony któryś z czujników. Aby

Rys. 3. Płytkę w skali 50%



Renowacja starszego sprzętu audio

Amplituner SA-500

część 2

Zupełnie przypadkiem wylicytowałem na aukcji internetowej amplituner Technics SA-500 – **fotografia 1**. Sprzęt był kupiony jako złom, w niskiej cenie (koszt wysyłki wyszedł drożej niż kwota zakupu), tak więc nie spodziewałem się jakieś rewelacji. Faktycznie po rozpakowaniu okazało się, że czeka mnie dużo pracy, aby doprowadzić ten sprzęt do użytku.

Wizualnie nie było najlepiej – mocno zagięty róg, ułamana dźwignia włącznika sieciowego, złamana góra obudowy, powbijane do środka nóżki w dolnej części, poodrywane praktycznie wszystkie plastikowe osłonki klawiszy i gałek (ten plastik co jest pod przednią ścianą i gałkami), do tego mocne zakurzenie i zabrudzenie, w środku latające luzem wkrety.

Od strony elektronicznej – brak bezpieczników zabezpieczających wyjścia na głośniki, odłączony przewód od włącznika sieciowego i co budziło największy niepokój – ktoś ruszał owijkę na przełączniku napięć zasilania akurata na obwodzie 220V.

Czyszczenie

Pierwszy etap to standardowo – czyszczenie, dokładne odkurzanie wnętrza po wcześniejszym zdemontowaniu góry i dołu obudowy, a także przedniej ściany. Już po odczyszczeniu elementy te prezentowały się znacznie lepiej. W dolnej ścianie musiałem przenieść wbite nóżki w inne miejsca, gdzie dół nie był naruszony (lepsze rozwiązanie niż robienie dolnej części od nowa). Górna część wykonana z płyty MDF miała pęknięcie na rogu – okazało się, że fabrycznie jest to skręcane za pomocą odpowiednich uchwytów, które po przeniesieniu w inne miejsce dalej spełniały swoje zadanie. Problemem okazało się ładne wyklepanie zagiętego rogu, zwłaszcza że był dodatkowo jeszcze odrapany. Aluminiowe elementy są

kiepskie do klepania, ale musiałem zrobić to w sposób mechaniczny, bo podgrzewanie odpadało ze względu na trwałość napisów. Nie wygląda to wspaniale, ale lepiej niż było. Każda z gałeczek została osobno wymyta, podobnie jak i nakładki na przełącznik oraz plastikowe osłonki i elementy zabezpieczające przed kurzem. Osłonki gałek i klawiszy zostały wklejone na swoje miejsce za pomocą kleju dwuskładnikowego. W czasie schnięcia kleju przyszła pora na zajęcie się elektroniką.

Renowacja elektroniki

Okazało się, że mimo oderwania dźwigni włącznik sieciowy zdaje się pracować prawidłowo. Jednak na czas sprawdzania przewody od włącznika połączyłem na stałe (i tak były od łącznika oderwane), oczywiście pamiętając o podwójnej izolacji. Dużą zagadką miałem z przełącznikiem napięć zasilania (po co ktoś tam grzebał przy przewodach), jednak z identyfikacji wychodziło, że wszystko jest prawidłowo. Poprawiłem tylko mocowania przewodów, zadbałem o właściwą wartość bezpieczników i po chwili namysłu przestawiłem przełącznik napięcia zasilania z 220V na 240V, ponieważ akurat ten odczep nie był ruszany. Napięcie co prawda w sieci mamy 230V, ale taka różnica nie zaszkodzi i sprzęt powinien pracować poprawnie. Tradycyjnie podłączyłem sprzęt do listwy i za pomocą włącznika w listwie dokonałem pierwszego załączenia. Chwila wyczekiwania i słychać załączenie przekątnika – tak więc jest nadzieja, że stopnie mocy żyją. Okazało się, że tuner stroi poprawnie, wskaźnik wysterowania działa. Sprawdziłem wartość napięcia stałego na wyjściach głośnikowych – tak na wszelki wypadek, bo widać, że układ zabezpieczeń działa i załączył wyjścia



na głośniki, po czym podłączyłem głośniki testowe. Po ponownym załączeniu okazało się, że sprzęt gra, co było bardzo pozytywne dla mnie. Pozostało jeszcze tylko zakonserwować przełączniki i potencjometry, aby regulacja odbywała się bez trzasków.

Trochę większym problemem okazała się naprawa włącznika sieciowego. Sama dźwignia jest metalowa – jednak do części załączającej jest łączona za pomocą kawałka tworzywa. I to tworzywo się rozpadło, prawdopodobnie na skutek uderzenia. Sensowne okazało się przyklejenie dźwigni do pozostałej części z tworzywa za pomocą specjalistycznego kleju technicznego. Po tej operacji włącznik działa i odpadło kłopotliwe poszukiwanie jego zamiennika.

Oczywiście wymiany wymagały także żarówki podświetlenia skali. Ze względu na ich nietypowy kształt, zdecydowałem się na usunięcie bańki z przepalonym żarnikiem, a do tak pozyskanego cokołu zamontowałem nowe bańki z żarówek z wyprowadzeniami do lutowania. Po zamontowaniu skala jest pięknie rozświetlona i bardzo przyjemnie słucha się z tego sprzętu hitów sprzed lat.

Po identyfikacji z numeru seryjnego okazało się, że amplituner pochodzi z 1978 roku. Nie jest to może jakiś zabytek, ale na pewno już warto go zachować w takim stanie, a nie przerabiać na siłę. Przy okazji dokonałem porównania tego, co było szczytem osiągnięć polskiej elektroakustyki z tych lat do tego co robione było w Japonii. I naprawdę zastanawiam się, czy postawienie na widoku Amatora Stereo jest dobrym pomysłem, czy też warto poszukać czegoś naprawdę ładnego z obcej produkcji.

Renowacja wzmacniacza Technics SU-V2X

Wzmacniacz Technics SU-V2X (**fotografia 2**) był produkowany w latach 1984–1986. Był drugim od dołu modelem w serii V, czyli z tzw. środkowej półki. Jako jeden z pierwszych wzmacniaczy tej firmy miał elektronicznie sterowane załączanie wyboru źródła sygnału wejściowego, z osobnym wybieraniem źródła sygnału wyjściowego do nagrywania na mag-

netofon, sterowane procesorem. Drugi, procesor, zwany układem Computer Drive, steruje pracą stopnia mocy oraz obejmuje zabezpieczenie głośników oraz hybrydy mocy.



Sam stopień mocy został zbudowany w oparciu



o wzmacniacz napięciowy AN7062 i hybrydę mocy STK2038IV. Technics prezentuje tu dumnie nazwę New Class A, przy czym dalej jest to wzmacniacz w klasie AB, z odpowiednio dobieganym prądem spoczynkowym podczas pracy (do tego ma służyć układ nazwany Computer Drive).

Moc wyjściowa podawana przez producenta (2*50W przy 1kHz, 2*45W przy paśmie akustycznym) może wydawać się niewysoka, ale wzmacniacz ma solidny zasilacz i potrafi „nieźle łupnąć”. Dzięki przełączaniu napięcia zasilania (z tyłu urządzenia) możliwa jest praca z jednakową mocą przy obciążeniu głośnikami o impedancji 8, a także 4Ω, co dla wielu nowszych konstrukcji nie jest już takie proste. Co ciekawe, wzmacniacz lepiej się „czuje” przy obciążeniu o niskiej impedancji, co sprawdziłem przy testach z różnymi kolumnami. Pasma przenoszenia 5kHz–120kHz przy 3dB spadku też nie jest najgorsze, podobnie jak współczynnik zniekształceń 0,005% (w paśmie akustycznym).

Typowe usterki

Miałem do czynienia z trzema egzemplarzami tego modelu wzmacniacza. Dwa z nich miałem w kolorystyce srebrnej, ostatnio trafił się egzemplarz w kolorze ciemnym ze srebrnymi gałkami. Na bazie tych trzech egzemplarzy opieram swoje doświadczenia i dalszy opis.

Jeżeli wzmacniacz trafia do nas uszkodzony, to najczęstszą przyczyną będzie uszkodzona hybryda mocy w jednym z kanałów. Objaw jest następujący: po włączeniu wzmacniacza żółta dioda (SAFETY OPERATION) będzie migać wolno 10 razy, po czym zacznie migać szybko i przełącznik od kolumn nie załączy się (normalnie po 7 mignięciach powinien załączyć się przełącznik, a dioda powinna świecić ciągle, po minucie powinna się zaświecić zielona dioda opisana AUTO). Jeżeli mamy taką sytuację, to trzeba zdjąć górę obudowy i zmierzyć napięcia na wyprowadzeniach 3 i 14 hybrydy względem masy. Jeżeli jedno z napięć jest bliskie napięcia zasilania (zwykle będzie to napięcie –Uzasilania), to będzie świadczyć o uszkodzeniu hybrydy. Na szczęście jest ona tania i ogólnie dostępna. Wymienia się ją także bez większych trudności – należy tylko odkręcić kawałek dolnej części obudowy (2 śruby są od góry na laminatach), wylutować starą hybrydę, odkręcić ją, a w jej miejsce włożyć nową, pamiętając o nałożeniu świeżego smaru silikonowego. Przy okazji obowiązkowe przelutowanie tranzystorów obok układu AN7062 (po tylu latach będą na nich zimne luty), kontrola wzrokowa, czy z kondensatorów od podtrzymania pamięci (2 sztuki GoldCap 3,3F/2,5V) nie wyciekł elektrolit i składamy wzmacniacz. Po włączeniu układ zabezpieczeń powinien zadziałać, tym razem zgodnie z naszym życzeniem. Nie znaczy to, że wzmacniacz zagra poprawnie. Jeżeli przełącznik załączył się, a głosu dalej nie ma (oczywiście gdy wybrane jest właściwe wyjście na zestaw kolumn głośnikowych i założona

zwora na wyjściu na korektor graficzny) powoli zwiększamy głośność powyżej 3 na skali i gdy nagle pojawi się dźwięk, to czeka nas ponowna rozbiórka wzmacniacza. Tym razem problem będzie w przekąźniku – jego styki wymagają oczyszczenia i konserwacji (co ciekawe, problem dotyczy zwykle prawego kanału). Warto jednak przed rozebraniem wzmacniacza poddać go kilkugodzinnym testom, bo pewnie wyjdą jeszcze inne usterki. Stosunkowo prostą sprawą jest brak podświetlenia ładnego znacznika New Class A – pod nim są 2 żarówki rurkowe na napięcie 12V, ale równomiernie będzie się świecił także po zastosowaniu takich żarówek od radioodbiorników samochodowych, trzeba tylko je odpowiednio ułożyć. Przy okazji pewnie konserwacji będą wymagać też potencjometr głośności oraz balansu (ten to praktycznie zawsze, bo jest mało używany). Odpowiedni preparat do potencjometrów załatwia sprawę. Warto po kilkugodzinnym graniu zostawić wzmacniacz z wybranym źródłem, innym niż TUNER, i sprawdzić po dłuższym odłączeniu od zasilania, czy po ponownym załączeniu dalej na tym źródle pozostaje, czy też wrócił na TUNER. Większość egzemplarzy chwilę po wyłączeniu nie będzie już pamiętać ostatnio wybranego źródła. Jeżeli tak się dzieje, należy wymontować z płyty kondensatory GoldCap 3,3F/2,5V (są na głównej płycie w pobliżu przedniej ściany, po prawej stronie) i zamiast nich założyć nowy kondensator do podtrzymania 1F/5,5V. Dzięki temu tuner będzie pamiętał nastawy przez długi czas (ja sprawdzałem i na pewno ponad 3 tygodnie trzyma po naładowaniu). Może to drobiazg, ale potrafi irytować przy każdorazowym włączeniu.

I zwykle na tym etapie kończymy naprawę. Ale czasem dostajemy wzmacniacz po kimś, kto już włożył do niego swoje łapki. I wtedy napięcia na wyjściach hybrydy mogą wynosić około 2–3V, a wzmacniacz będzie sygnalizował uszkodzenie. W takim przypadku warto sprawdzić, w jakim stanie jest układ AN7062, mierząc napięcia i porównując ze schematem – zwykle nie będzie jednego z napięć ujemnych (–15V) i wtedy układ jest do podstawienia. Podobnie wygląda sprawa, jeżeli uszkodzony jest jeden z tranzystorów 2SA1123 lub 2SC2631 w aplikacji końcówki mocy. Na mierniku mogą wyglądać dobrze, a pod napięciem puszczać, niestety tu producent próbował oszczędzać, dając tranzystory pracujące przy niemal granicznych parametrach napięciowych. Można je wymienić na mocniejsze odpowiedniki (2SA1124 i 2SC2632), ale oryginały są na tyle tanie, że można wstawiać bez problemu (w modelu SU-V4X częściej powodują problemy, bo tam napięcia są wyższe). Trafił mi się egzemplarz, w którym tranzystory były dobre, ale ktoś przy przelutowaniu zwał dwie nóżki w jednym z nich i przez to spowodował uszkodzenie układu AN7062 i dobił ostatecznie STK2038IV na zwarcie zasilania. Potem próbował to ratować tnąc ścieżki, bo wywalało mu bezpiecznik.

Z mniej typowych, ale mogących się zdarzyć usterek warto wymienić uszkodzenie układów przełączania wejść i wyjść TC, np. po przepięciu łączeniowym z wyjścia audio komputera. Jeżeli wzmacniacz się załącza, a nie chce grać – natomiast gra po podaniu sygnału na wejście pętli korektora, to jeden z tych układów, albo obydwie, są do wymiany. Tak samo, jeżeli występuje chrypienie po podaniu sygnału na przełącznik wejść, a nie ma go za pętlą korektora.

Zdarzyło mi się uszkodzenie układu AN1404 (to jest właśnie ten Computer Drive). Bez tego układu da się uruchomić wzmacniacz, ale trzeba dorobić własny układ zabezpieczeń. Sygnał wyjściowy, do sprawdzenia, czy aby nie występuje składowa stała, najwygodniej pobrać z rezystorów mocy znajdujących się pod płytkami radiatora (są tam 2 sztuki 0,22Ω 5W). Wzmacniacz zagra, ale nie będzie automatycznego dobierania prądu spoczynkowego.

Możliwości modyfikacji

Wzmacniacze na hybrydzie trudno zmodyfikować pod względem zwiększenia mocy, dlatego też w tym wzmacniaczu nie warto czynić takich prób. Ale można go zmodyfikować, mając na myśli poprawę komfortu obsługi. Warto pomyśleć o zdalnym sterowaniu, chociażby głośnością. Nie jest trudno to zrobić, swego czasu miałem taki plan i nawet trochę się bawiłem w taką przeróbkę, czego wynikiem był układ przesłany jako jedno z rozwiązań zadania 144 Szkoły Konstruktorów (sterowanie tunera Technics, ale miał też uwzględnione sterowanie głośnością we wzmacniaczu). Projekt nie doszedł do wersji finalnej z prostej przyczyny – zmieniłem wzmacniacz na bardziej zaawansowaną konstrukcję i już nie miałem potrzeby go przerabiać pod tym kątem. Niemniej jednak, jeżeli ktoś planuje używanie tego wzmacniacza wraz z odpowiadającym mu stylistycznie tunerem (np. ST-G3), to można się pokusić o taką przeróbkę. Mikrokontroler, wraz z elementami sterującymi silnikiem, można umieścić na nowej płytce potencjometru głośności z silnikiem (w oryginale jest tam mała płytka dostosowana do fabrycznego potencjometru łączona taśmą z resztą elementów, więc taka zmiana jest łatwa do zrobienia i potem będzie to wyglądać jak fabryczne). Odbiornik pilota najłatwiej umieścić za logo new Class A, wyjmując wcześniej podświetlające go żarówki. Skoro wymontujemy żarówki, to można wykorzystać napięcie przewidziane do ich zasilania (jest tam około 11VAC), aby zasilic nasz dobudowany układ (po dodaniu prostownika, filtra i stabilizatora). Aby było możliwe sterowanie tunerem, trzeba jeszcze dodać gniazdo cinch w tylnej ścianie i połączyć go z wyjściem mikrokontrolera za pomocą przewodu ekranowanego. Można pokusić się o rozbudowę układu o zdalne sterowanie przełącznika wejść, ale jest to już sprawa trochę trudniejsza, a korzysta się z tego znacznie rzadziej niż z regulacji głośności.

Leszek Szczepaniak
djlj24@poczta.fm

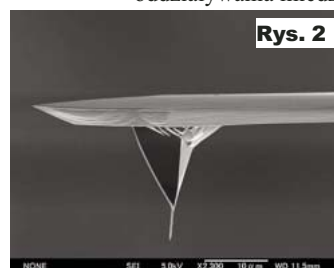
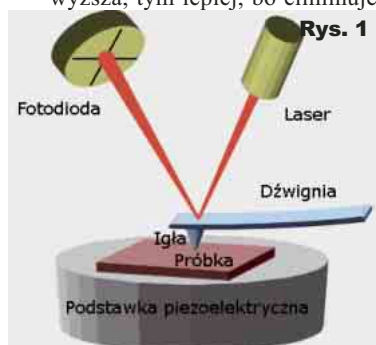
Mikroskop sił atomowych

W elektronice mamy do czynienia z postępującą miniaturyzacją. Dzięki nanotechnologiom komputery nie zajmują już całych pokoi, a mieszczą się w kieszeni naszych kurtek. Konstruktorzy nieustannie dążą do miniaturyzacji, począwszy od anten w telefonach komórkowych, po pamięci stosowane w aparatach fotograficznych, komputerach i telefonach. Maleją skomplikowane układy elektroniczne, bo maleją ich komponenty. Nasi ojcowie stosowali elementy przewlekane, a my możemy bez problemu kupić rezystory w rozmiarówce 0402 (1x0,5mm). Paradoksalnie przez to, że elektronika (i nie tylko) maleje, potrzebne są urządzenia umożliwiające znaczne powiększenia. Jednym z podstawowych narzędzi będących na wyposażeniu warsztatu każdego elektronika jest... lupa. Jednak w pewnych sytuacjach lupa już nie wystarcza...

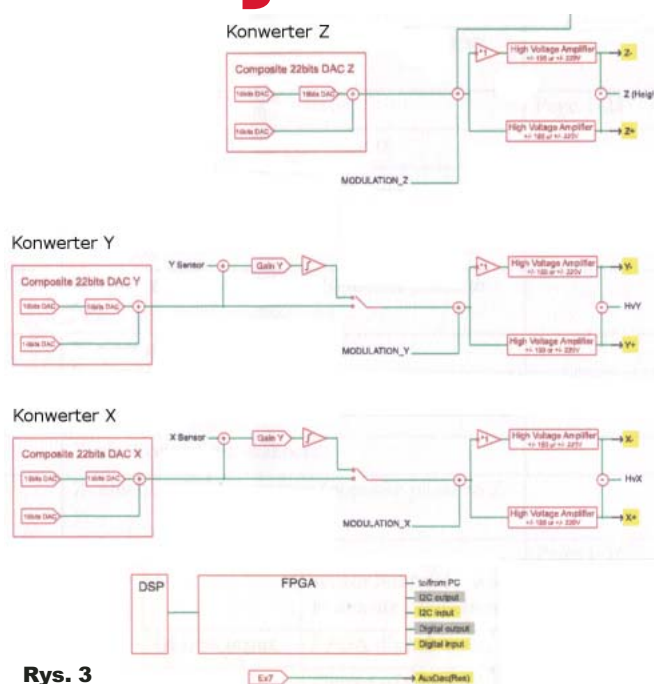
Każdy z Was z pewnością słyszał o mikroskopie optycznym czy mikroskopie elektronowym. Postaram się więc przybliżyć prawdopodobnie nieznaną Wam dotąd mikroskop sił atomowych (AFM – *atomic force microscopy*).

Jak to działa?

Głównym zadaniem mikroskopu sił atomowych jest jak najwierniejsze przedstawienie powierzchni skanowanej próbki. Zasadę jego działania omówię, posługując się **rysunkiem 1**. Na ruchomej podstawie z materiału piezoelektrycznego leży badany obiekt. Po przesuwającym się na podstawie przedmiocie przesuwają się igła umieszczona na dźwigni. Dźwignie AFM mają długość od 0,1mm do 0,5mm, stałe sprężystości od 0,01 do 1N/m i częstotliwości rezonansowe w zakresie od 3 do 120kHz (im wyższa, tym lepiej, bo eliminuje zakłócenia z otoczenia).



Wierzchołek igły ma grubość zaledwie kilku atomów (**rysunek 2**)! Na dźwignię pada promień lasera, którego odbicie od dźwigni rejestruje bardzo czuła fotodioda. Gdy pod igłą przesuwają się próbki z wypukłościami i wgłębieniami, dźwignia wygina się, zmieniając kąt padania na detektor odbitego od niej promienia lasera. Ta zmiana kąta padania oraz informacja z układu sprzężenia zwrotnego, kierującego piezoelektryczną podstawką, umożliwiają ultradokładne odtworzenie powierzchni próbki. Rozkład sił na całej powierzchni próbki jest gromadzony i przetwarzany komputerowo na obraz. Interpretacja obrazów otrzymywanych za pomocą AFM wymaga szczegółowej analizy oddziaływania ostrze-
próbki. W idealnej sytuacji zakładamy, że obserwowany obraz jest wynikiem oddziaływania jedynie kilku, najbliższych sobie, atomów ostrza i próbki, zatem obrazy tej samej powierzchni otrzymane dla różnych ostrzy mogą różnić się między sobą. Oprócz tradycyjnego pomiaru polegającego na dotykaniu przez igłę próbki, mikroskop może także pracować w trybie przerywanego kontaktu, kiedy to igła oscylacyjnie dotyka próbki lub w trybie bezkontaktowym, kiedy badane są siły oddziaływania między



Rys. 3

atomem kończącym igłę, a atomami badanej substancji (tzw. siły długi zasięgu).

Pracę mikroskopu sił atomowych (**fotografia 1**) możemy zatem porównać do pracy ludzkich palców, które dotykają i badają środowisko, w przypadku, kiedy nie można posłużyć się narzędziem wzroku. Aby wyobrazić sobie to, czego nie widać, nasz mózg bada zmysłem dotyku topografię danej powierzchni. W mikroskopie sił atomowych zamiast zmysłu dotyku nad powierzchnią badaną znajduje się ostrze, które umieszczone jest na końcu sprężystej dźwignienki.

Co siedzi w środku?

Bardzo uproszczony schemat sterowania mikroskopem przedstawiają **rysunki 3-5**. Kluczem do odpowiedniej akwizycji danych pochodzących od czujników położenia podstawki oraz fotodiody są konwertery, które przetwarzają sygnały proporcjonalne do logarytmu prądu wejściowego. Wszystkie



sygnały przechodzą przez dolnoprzepustowy filtr (LPF – low pass filter) drugiego rzędu z przestrzajaniem zakresem 100Hz–50kHz.

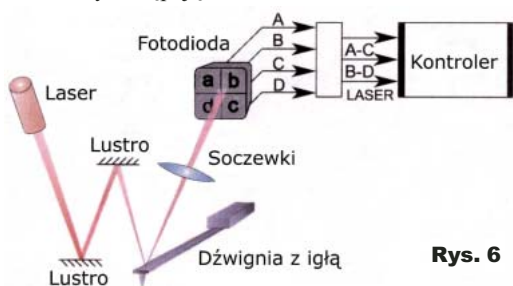
Położenie próbkki określają konwertery (**rysunek 3**), zbudowane w analogiczny sposób, przy czym każdy z nich zawiera 22-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy oraz wzmacniacz (AMP = amplifier) wysokonapięciowy. Sterownik skanera zasilany jest napięciem ± 150 V, zaś sam skaner – napięciem ± 300 V.

Układ sprzężenia zwrotnego, pozwalający na precyzyjne sterowanie podstawką piezoelektryczną zawiera integrator, wzmacniacz wysokonapciowy (z regulowanym współczynnikiem wzmocnienia i możliwością resetu oraz przechowywania danych), wzmacniacz sygnału informującego o wystąpieniu błędu oraz 16-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy.

Komunikacja realizowana jest za pomocą trzech multiplexerów. Pierwszy (rysunek 5) „pracuje” z sygnałami wejściowymi, drugi jest odpowiedzialny za synchronizację sygnałów pochodzących z trzech konwerterów analogowo-cyfrowych. Trzeci multiplexer przechowuje dane potrzebne do właściwej synchronizacji sygnałów wykorzystywanych w pętli sprzężenia zwrotnego, podczas kontroli prądu wejściowego oraz modulacji. Sercem układu jest cyfrowy procesor sygnałowy ADSP-2185, który kontroluje całe urządzenie. Jego komunikacja z poszczególnymi elementami układu odbywa się za pomocą I2C.

Fotodioda

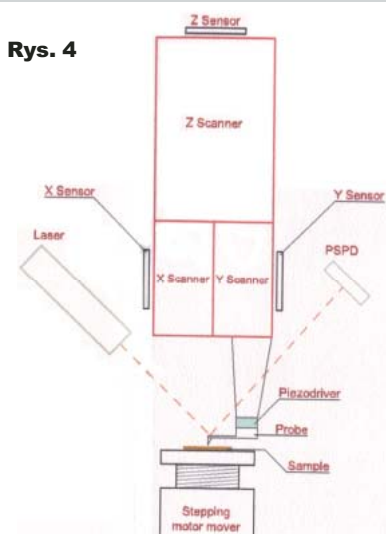
Warto zwrócić szczególną uwagę na detekcję optyczną położenia dźwigni z igłą. Przesunięcia dźwigni są rzędu kilku $\text{\AA}$ (Angströmów), czyli kilkadziesiąt nm. **Rysunek 6** przedstawia bardzo uproszczony schemat detekcji padania odbitego promienia lasera. Jak widać, wykorzystana jest dioda czteropolowa. Do kontrolera przekazywane są przetworzone sygnały z pól A, B, C i D oraz sygnał lasera. Przetworzonymi sygnałami są kolejne różnice między odpowiednimi polami położonymi skośnie, czyli między A a C i między B a D. Następnie obliczamy następujące wartości:



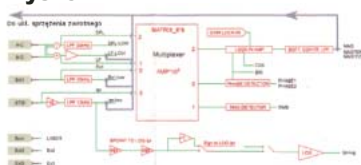
Rys. 6



Rys. 8



Rys. 5

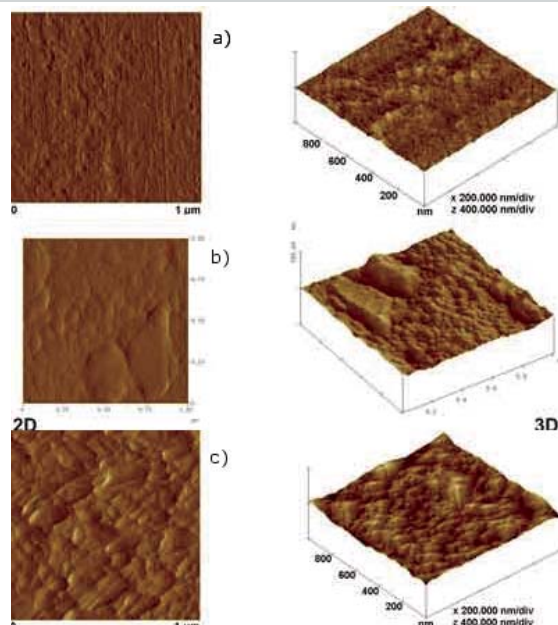


$DFL = (A+B) \cdot (C+D)$ – sygnał proporcjonalny do „wielkości” ugięcia dźwigni w porównaniu do pozycji normalnej (rys. 7),

$LF = (A+C) \cdot (B+D)$ – sygnał proporcjonalny do skręcenia dźwigni pod wpływem napotkanego oporu (**rysunek 7**) – pomiar sił tarcia w skali atomowej,

LASER = A+B+C+D – zintegrowany sygnał z czterech pól fotodiody, jest proporcjonalny do intensywności promienia lasera odbitego od dźwigni.

Oczywiście przed użyciem mikroskopu należy go właściwie skalibrować. Odpowiedni program wyświetla kwadrat podzielony na ćwiartki odpowiadające czterem polom fotodiody oraz czerwone koło określające miejsce padania promienia lasera. W początkowym, „zerowym” stanie, promień powinien padać na sam środek fotodiody. Aby ten stan osiągnąć, należy tak dobrać ustawienia dźwigni, aby wartości DFL i LF były równe zero. Jednocześnie najlepiej by było, aby sygnał LASER był jak największy (**rysunek 8**).



Struktura szkliva: a) pierwotnie b) pod wpływem działania ludzkiej śliny c) pod wpływem działania coca-coli (3min.)

Rys. 10

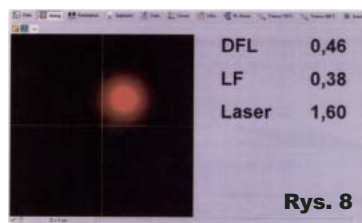
Do czego to służy?

Za pomocą mikroskopu sił atomowych można uzyskać nie tylko mikroskopowe obrazy powierzchni (**rysunek 9**), ale i jej właściwości fizyczne, takie jak: przewodność elektryczna i termiczna, tarcie czy rozkład ładunku elektrostatycznego. Ponieważ pomiaru możemy dokonać w cieczech i elektrolitach (a także w próżni), możliwe jest obrazowanie i badanie właściwości żywych komórek w ich naturalnym ciekłym środowisku, co jest utrudnione w przypadku powiększeń uzyskiwanych za pomocą mikroskopu elektronowego.

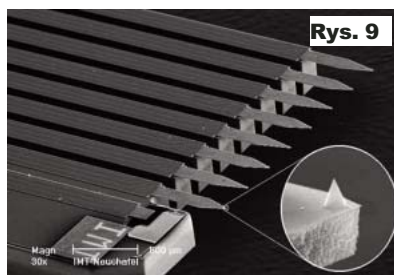
Poza zastosowaniem badawczym, mikroskop sił atomowych wykorzystuje się także w przemyśle podczas określania właściwości naturalnych i precyzyjnie obrobionych próbek materiałów. AFM pozwala kontrolować produkcję tworzyw magnetycznych, metalurgicznych i optycznych (AFM umożliwia monitorowanie gładkości powierzchni stempli do wyrobu płyt kompaktowych). Bardzo dokładne badania materiałów półprzewodnikowych pomagają przy nanoszeniu kolejnych warstw atomów na matrycach służących budowie układów scalonych i nośników pamięci. W chemii używa się go do badania struktury i obserwacji polimerów, a w stomatologii do śledzenia złożonych zjawisk zachodzących na pograniczu powierzchni zęba i środowiska jamy ustnej. Według wielu badaczy mikroskop sił atomowych jest najbardziej wiarygodnym urządzeniem, pozwalającym zbadać w sposób bardzo dokładny powierzchnię materiału kompozytowego służącego wypełnianiu ubytków próchnicznych (**rysunek 10**).

Garść dodatkowych informacji i ilustracji można znaleźć w Wikipedii pod hasłem AFM.

Sylwia Babicz
sylwiababicz@gmail.com



Rys. 8



Rys. 9