

W rubryce „Analog Center” prezentujemy skrótowe opisy urządzeń charakteryzujących się interesującymi, często wręcz odkrywczymi, rozwiązaniami układowymi. Przypominamy także cieszące się największym powodzeniem, proste opracowania pochodzące z redakcyjnego laboratorium.

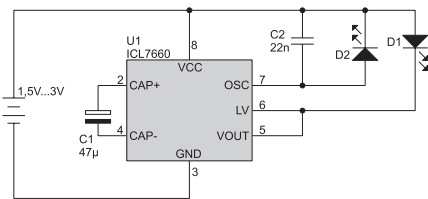
Do nadsyłania opisów niebanalnych rozwiązań (także wyszukanych w Internecie) zachęcamy także Czytelników. Za opracowania oryginalne wypłacamy honorarium w wysokości 300zł brutto, za opublikowane w EP informacje o interesujących projektach z Internetu honorarium wynosi 150zł brutto. Opisy, propozycje i sugestie prosimy przesyłać na adres: analog@ep.com.pl.

## Niebanalny LED flasher

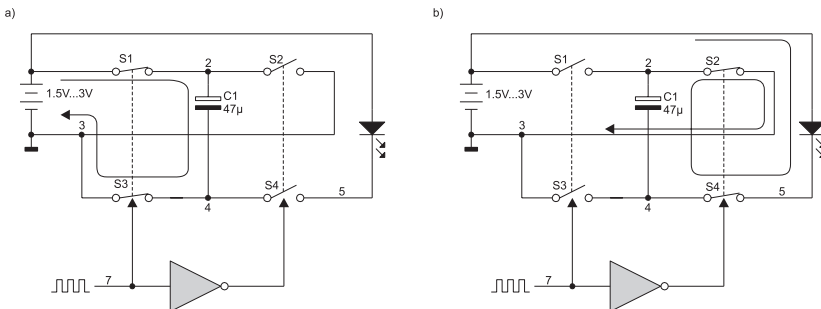
Popularny układ bezindukcyjnej przetwornicy ICL7660 potrafi wykazać się przydatnością również w zastosowaniach nietypowych, np. do impulsowego zasilania LED-ów z niskonapięciowego źródła zasilania. W tej roli 7660 działa na zasadzie podobnej do specjalizowanego układu LM3909, jest jednak od niego tańszy i łatwiej dostępny.

Napięcie przewodzenia diody LED zależy od barwy emitowanego światła i mieści się w przedziale od 1,6 V (czerwone) do ponad 3 V (niebieskie). Stąd wniosek, że do zasilania diody świecącej z niskonapięciowego źródła, jak np. z jednego ogniwa alkalicznego 1,5 V, jest potrzebna przetwornica podwyższająca, np. w układzie podwajacza ładunkowego. Schemat elektryczny układu przedstawiono na rys. 1, a na rys. 2 pokazano zasadę działania przetwornicy pojemnościowej.

W pierwszej fazie pracy (rys. 2a), przy zwartych kluczach S1 i S3, następuje ładowanie kondensatora C1 do napięcia bliskiego napięciu zasilania. W fazie drugiej (rys. 2b) po



Rys. 1. Schemat elektryczny niskonapięciowego migacza LED



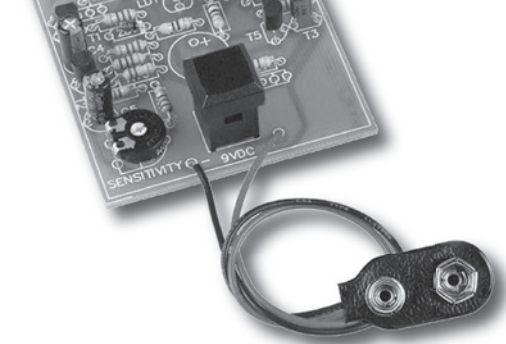
Rys. 2. Podwajacz ładunkowy – zasada działania: faza 1 – ładowanie kondensatora C1 a), faza 2 – włączenie LED-a zasilanego z podwyższonego napięcia b)

Tab. 1. Optymalny przedział napięć zasilania w zależności od barwy diody LED

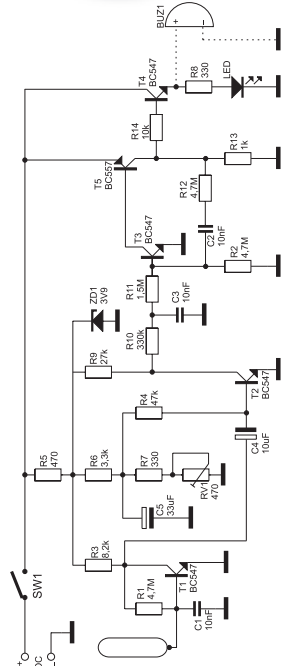
Kolor świecenia LED	Napięcie zasilania [V]
czerwony	1,25...1,7
żółty	1,4...2,0
zielony	1,4...2,0
niebieski	2,2...3,0
biały	2,2...3,0

załączeniu kluczy S2 i S4 następuje szeregowe połączenie C1 ze źródłem zasilania i impulsowe rozładowanie zgromadzonego ładunku przez diodę D1. Całkowita wielkość ładunku przypadająca na jeden błysk zależy od pojemności C1, natomiast maksymalny prąd rozładowania jest limitowany przez wewnętrzne rezystancje załączonych kluczy. Próbnym układem migacza działał poprawnie z C1 o wartościach zarówno 47 µF jak i 220 µF. Kondensator C2 decyduje o częstotliwości oscylacji wewnętrznego generatora 7660 – tutaj znacznie mniejszej od standardowej i wynoszącej tutaj 1 Hz. Czerwony LED D2 pełni nietypową funkcję fotodiody blokującego działanie migacza w czasie dnia. Długofalowa granica czułości LED-a w roli fotodiody zależy od szerokości przerwy zabronionej półprzewodnika, a tym samym od nominalnej barwy świecenia. Zastąpienie D2 diodą IRED przesunąłby zakres czułości do bliskiej podczerwieni. Tak zmodyfikowany migacz może służyć np. do

## Wykrywacz przewodów pod napięciem



Przy pomocy tego urządzenia można łatwo wykryć przewody pod napięciem. Przyrząd może być używany do lokalizacji przewodów w ścianach i przerw w przewodach. Błyskająca LED sygnalizuje obecność napięcia. Częstotliwość błysków informuje o odległości od przewodu. Jeżeli pożądana jest sygnalizacja dźwiękowa, to płytka drukowana posiada również miejsce na brzęczyk.



Rys. 1. Schemat elektryczny wykrywacza przewodów pod napięciem

### Właściwości:

- wykrywanie przewodów sieciowych
- sygnalizacja LED (opcjonalnie buzzer)
- regulowana odległość wykrywania: max 10 cm
- zasilanie bateria 9 V (6F22)
- wymiary płytki: 56 x 64 cm

### Dodatkowe informacje:

Bardziej szczegółowy opis tego projektu można znaleźć pod nazwą K7101 (Velleman) na stronie: <http://www.sklep.avt.com.pl>

kontroli działania pilotów. Wykrycie emisji podczerwieni z pilota powinno chwilowo wstrzymać miganie diody D1.

Dla każdej barwy LED-a i odpowiadającego jej napięcia przewodzenia  $U_F$  istnieje pewien optymalny przedział napięć zasilania. Przy zbyt niskim napięciu, jego podwojona wartość jest niewystarczająca do wysterowania danej diody świecącej. Przy zbyt wysokim napięciu diody zaczynają świecić ciągle, na skutek przepływu prądu jakąś oboczną drogą, nieuwzględnioną na rys. 2. W tab. 1 zestawiono wyniki prób przeprowadzonych z diodami o różnych barwach. Wynika z nich, że diody czerwone nadają się najlepiej do zasilania z jednego ogniwa alkalicznego 1,5 V, natomiast diody niebieskie i białe do zasilania z dwóch ogniw połączonych szeregowo.

**Marek Dzwonnik, EP**  
[marek.dzwonnik@ep.com.pl](mailto:marek.dzwonnik@ep.com.pl)

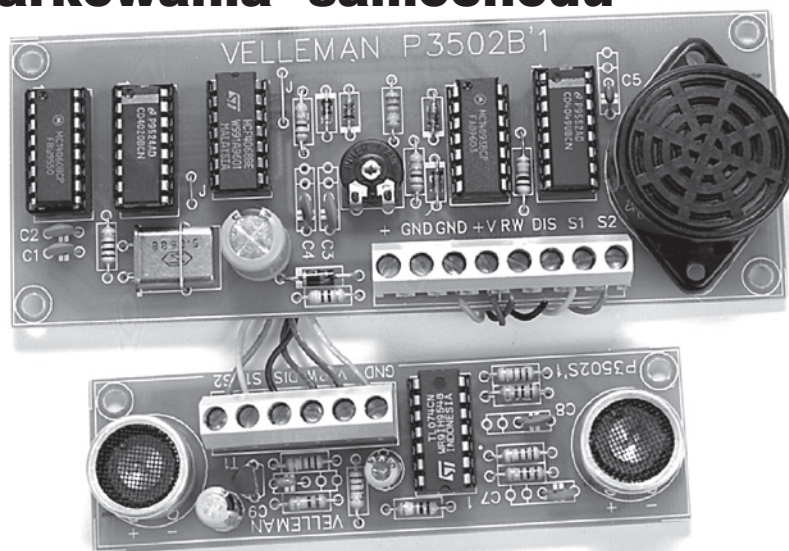
*Pomysł układu zaczerpnięto ze strony: [http://www.armory.com/~rsteview/Public/LED\\_Ccts/andre\\_flash3.gif](http://www.armory.com/~rsteview/Public/LED_Ccts/andre_flash3.gif)*

## Optoizolator magistrali I2C

Wprawdzie „I2C” jest hasłem należącym zdecydowanie do techniki cyfrowej, jednak biorąc pod uwagę „analogowe” zadanie spełniane przez układ optoizolacji, polegające na ochronie przez zakłóceniami, możemy przyznać mu prawo do pojawienia się w rubryce *Analog Center*. Schemat prezentowanego układu pochodzi ze strony <http://www.esacademy.com/fajki2c> (rys. 1).

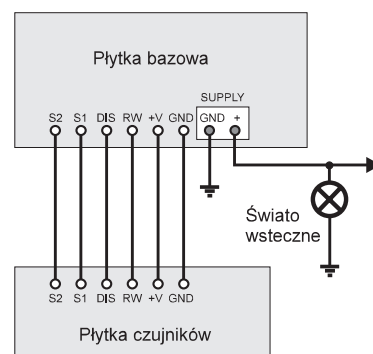
W stanie spoczynku linie I2C przyjmują poziom wysoki wymuszony przez rezystory podciągające. Wysterowanie linii do aktywnego stanu niskiego następuje w wyniku zwarcia linii sygnałowych do masy, przez klucze tranzystorowe zawarte w układach współpracujących z magistralą. Optoizolator musi zatem wykrywać fakt wymuszenia stanu niskiego po jednej stronie bariery i przekazywać go na drugą stronę. Z zasady działania I2C wynika jednak, że mechanizm ten musi działać w obu kierunkach. Cała sztuka polega na takim zaprojektowaniu układu, aby stan aktywny przekazywany ze strony A na B nie wrócił w

## Radar do bezpiecznego parkowania samochodu



Jeżeli masz kłopoty z zaparkowaniem samochodu, to jest to układ dla Ciebie. Prezentowane urządzenie do pomiaru odległości wykorzystuje fale ultradźwiękowe. Dwuczęściowa konstrukcja umożliwia wyprowadzenie i zamocowanie czujników np. w tylnym zderzaku pojazdu. Po przekroczeniu bezpiecznego dystansu między zderzakiem a przeszkodą za samochodem zostanie włączony ostrzegawczy sygnał akustyczny. Pobór prądu przez układ jest bardzo mały, co pozwala na jego równoległe dołączenie do zasilania lampki biegu wstecznego w samochodzie. Dzięki temu układ będzie automatycznie włączany tylko podczas jazdy do tyłu.

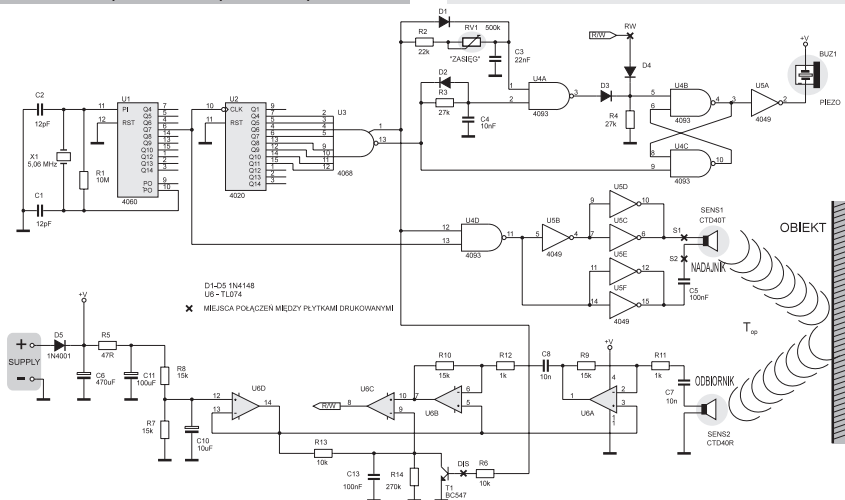
**Dodatkowe informacje:**  
 Bardziej szczegółowy opis tego projektu można znaleźć pod nazwą K3502 (Velleman) na stronie: <http://www.sklep.avt.com.pl>



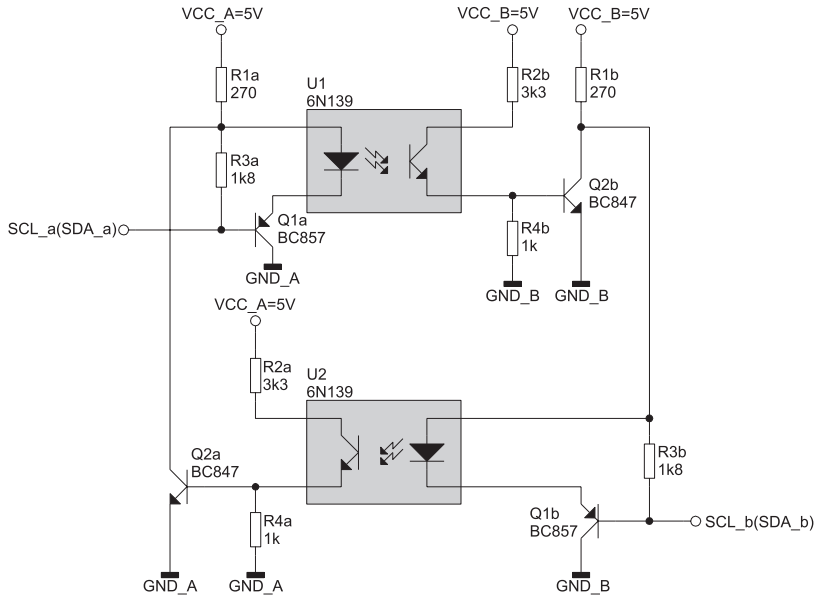
Rys. 2.

### Właściwości:

- zasięg czujników: 5 cm...1,5 m (regulowany)
- częstotliwość fali nośnej: 40 kHz
- częstotliwość pomiarów odległości: 26 raz/sek
- zasilanie: 10...15 VDC/max. 16 mA



Rys. 1. Schemat elektryczny radaru do bezpiecznego parkowania samochodu



Rys. 1. Układ optoizolatora magistrali I2C (jedna linia)

postaci dodatniego sprzężenia zwrotnego z powrotem na stronę A, prowadząc do wystąpienia blokady.

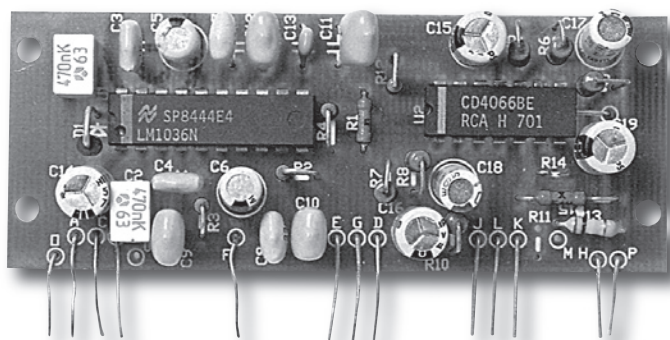
Wymuszenie stanu niskiego na wejściu A powoduje wystereowanie tranzystora Q1a i diody IRED transoptora U1, wystereowanie Q2b i zgodnie z oczekiwaniami, przekazanie tego stanu przez R3b na linię I2C po stronie B. Jednocześnie wystereowanie tranzystora Q2b wyłącza zasilanie diody IRED transoptora U2, a tym samym uniemożliwia zwrotne przekazanie sygnału na stronę A i zatrzaśnięcie układu w tym stanie na stałe. Układ jest w pełni symetryczny, zatem transmisja w kierunku z B do A odbywa się na tej samej zasadzie. Zwróćmy uwagę, że R3(a,b) pełnią

podwójną rolę – w stanie spoczynku podciągają linie magistrali do poziomu H, a w stanie aktywnym przekazują na nią poziom L z kolektorów Q2(a,b). Ze względu na takie „słabe” wymuszenie poziomu niskiego, poza optoizolatorem nie można dołączać do magistrali żadnych innych rezystorów podciągających. W oryginalnym układzie zastosowano transoptory 6N139 z tranzystorami Darlingtona o wysokim współczynniku przenoszenia (CTR) jednak stosunkowo powolne, dlatego częstotliwość taktowania sprzęgniętych magistral I2C nie powinna przekraczać 10 kHz.

**Marek Dzwonnik, EP**  
[marek.dzwonnik@ep.com.pl](mailto:marek.dzwonnik@ep.com.pl)

## Procesor dźwięku z układem LM1036

Moduł procesora dźwięku, w którym wykorzystano układ scalony LM1036. Dzięki zaawansowanej technologii zapewnia bardzo niski poziom szumów w układzie audio. Układ ten można polecić jako część systemu audio do niezależnej regulacji wzmocnienia, balansu, tonów wysokich i niskich. W prezentowanym module obróbce podlega sygnał analogowy, jednak



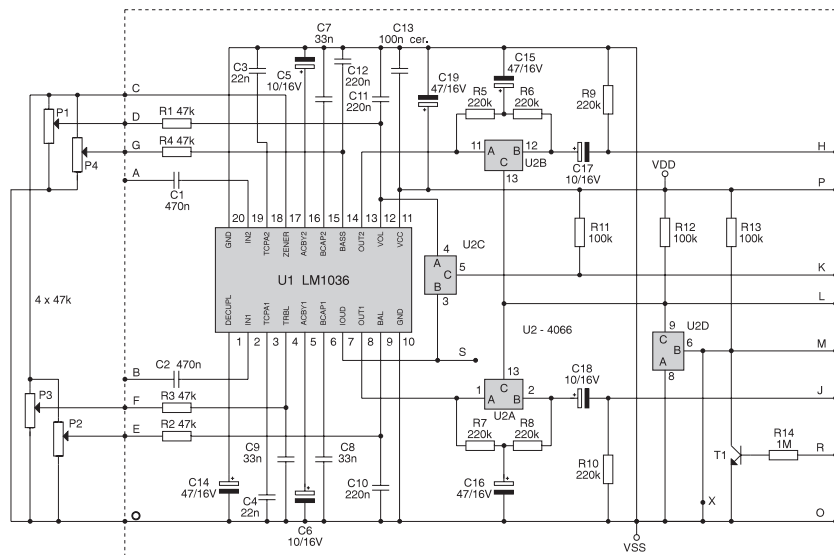
regulacja parametrów odbywa się na drodze cyfrowej. Regulacja głośności w każdym z kanałów jest dokonywana jednocześnie w dwóch stopniach: jednym na początku toru

## Ogranicznik przepięć na wyjściu zasilacza z LM317

Popularny stabilizator LM317 jest jednym z tych układów scalonych, które można śmiało zaliczyć do kategorii „nieśmiertelnych”. Przemysłana konstrukcja, niezła jakość stabilizacji i bardzo prosty schemat aplikacyjny sprawiają, że jest chętnie stosowany m.in. w prostych, regulowanych zasilaczach laboratoryjnych.

Z takim zastosowaniem wiąże się jednak pewne ryzyko. W typowym układzie (rys. 1) napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do zmiennej rezystancji P1 w dolnej gałęzi dzielnika. W miarę zużywania się intensywnie eksploatowanego potencjometru mogą występować krótkotrwałe przerwy w styku ślizgacza ze ścieżką oporową. Każda przerwa, równoważna w istocie ustawieniu maksymalnej wartości rezystancji, powoduje wystąpienie na wyjściu stabilizatora, skoku napięcia sięgającego górnej wartości zakresu roboczego. Dla układów zasilanych z „trzeszczącego” zasilacza, takie szpilki o amplitudzie znacznie przekraczającej ich nominalne napięcie zasilania mogą okazać się zabójcze.

Do ograniczenia przepięć może posłużyć prosty układ ograniczający maksymalną szybkość narastania napięcia wyjściowego (rys. 1 – fragment schematu objęty przerywaną ramką). LM317 stabilizuje napięcie  $U_{wy}$ , dążąc do utrzymania stałego spadku napięcia na rezystorze R1, równego w przybliżeniu napięciu wewnętrznego źródła referencyjnego  $U_{ref}=1,25$  V. Tym samym napięcie wyjściowe  $U_{wy}$  powtarza, ze stałym przesunięciem  $U_{ref}$ , potencjał węzła  $Adj$  ( $U_{adj}$ ). W stanie ustalonym napięcie na kondensatorze C4 z dużą stałą czasową śledzi potencjał  $U_{adj}$ . Dopóki chwilowe zmiany napięcia  $U_{adj}$  – wynikające np. z szybkiego kręcenia potencjometrem - nie wykraczają poza przedział  $-0,6...+1,2$  V, dopóty układ ogranicznika nie ingeruje w pracę stabilizatora. Szybki przyrost napięcia  $U_{adj}$ , przekraczający wartość  $U_F(D3)+U_{BE}(Q1)\sim=1,2$  V, powoduje wystereowanie tranzystora Q1 i dodatkowe obciążenie węzła  $Adj$  do



Rys. 1. Schemat elektryczny procesora dźwięku z układem LM1036

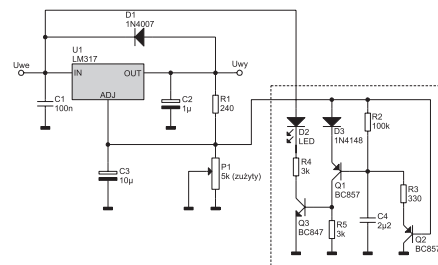
i drugim, związanym także z regulacją balansu, umieszczonym na końcu toru. Jest to istotne, ponieważ redukcja wzmocnienia powoduje jednocześnie zmniejszenie szumów własnych układu scalonego. Przy napięciu zasilania 12 V i maksymalnym wzmocnieniu, napięcie wejściowe powinno zawierać się w przedziale 0,3...0,7 Vrms, wtedy zniekształcenia nie będą przekraczały 0,1%.

#### Dodatkowe informacje:

Bardziej szczegółowy opis tego projektu można znaleźć pod nazwą AVT-244 na stronie: <http://www.sklep.avt.com.pl>

#### Właściwości:

- Zakres napięć zasilania: 9...16 V
- Maksymalne napięcie wyjściowe (Uzas=12 V): 1 Vrms
- Maksymalne napięcie wejściowe (Uzas=12 V): min. 1,3 Vrms
- Rezystancja wejściowa: typ. 30 kΩ, min. 20 kΩ
- Rezystancja wyjściowa: typ 20 Ω
- Zakres regulacji wzmocnienia: -75...0 dB
- Zniekształcenia nieliniowe (UI=0,3 Vrms): typ. 0,06%
- Separacja kanałów: typ. 75 dB
- Stosunek sygnał/szum (UI=0,3 Vrms): typ. 79...80 dB
- Szumy własne przy minimalnym wzmocnieniu: typ. 10 μV



Rys. 1. Układ stabilizatora z ogranicznikiem szybkości narastania napięcia wyjściowego

masę. Szybkość narastania napięcia wyjściowego zależy od ograniczonej szybkości ładowania kondensatora C4, zasilanego niemal stałym prądem przez rezystor R2 spolaryzowany napięciem ~1,2 V. Przy wartościach elementów podanych na schemacie, nachylenie krzywej ładowania C4 wynosi ok. 4 V/s, czyli wystarczająco wolno, żeby zniwelować skutki krótkich trzasków potencjometru, a zarazem wystarczająco szybko aby nie utrudniać ręcznej manipulacji. Tranzystor Q2 umożliwia szybkie rozładowanie C4 podczas obniżania napięcia wyjściowego. LED D2 wraz z tranzystorem Q3 wykrywającym fakt obciążenia węzła Adj służy do sygnalizacji stanu nieustalonego następującego po szybkiej zmianie położenia potencjometru. Zgaśnięcie LED-a oznacza, że powoli narastające napięcie wyjściowe osiągnęło zadaną wartość.

**Marek Dzwonnik, EP**  
[marek.dzwonnik@ep.com.pl](mailto:marek.dzwonnik@ep.com.pl)

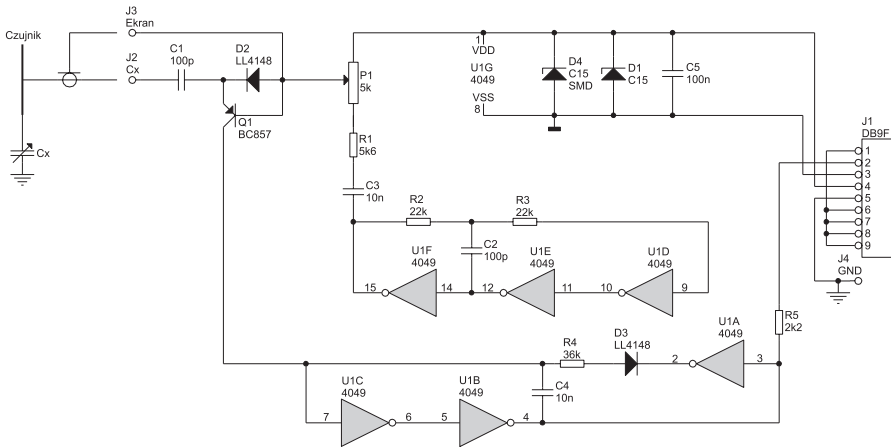
## Prosty detektor zbliżeniowy na RS232

Czy znacie uczucie towarzyszące elektronikowi gdy uda mu się wcielić w życie pomysł, o którym może rzec z przekonaniem: „genialny w swej prostocie”? Takiego odczucia doznał zapewne autor przedstawionego poniżej detektora zbliżeniowego (EDN, Design Ideas, 06.11.1997, [http://www.edn.com/archives/1997/110697/23di\\_04.htm](http://www.edn.com/archives/1997/110697/23di_04.htm)) zaprojektowanego jako narzędzie wspomagające prowadzenie eksperymentów biologicznych. W badaniach tych śledzono zwyczajnie małych zwierząt laboratoryjnych objawiające się m.in. okresami wzmożonej aktywności i skłonnością do gromadzenia się w wybranych obszarach klatki. Obserwacje musiały obejmować pełne 24 h na dobę, zatem trudno je

sobie wyobrazić bez automatyzacji gromadzenia danych. W klatce zamontowano izolowaną, płytkową elektrodę służącą jako czujnik o zmiennej pojemności względem otoczenia (Cx), zależnej od obecności badanych zwierząt. Do wykrywania zmian tej pojemności posłużył układ przedstawiony w nieznacznie zmodyfikowanej postaci na rys. 1.

Inwertery U1D/E/F tworzą generator sygnału prostokątnego o częstotliwości ok. 200 kHz. Każda zmiana stanu na wyjściu generatora powoduje przepływ ładunku przeładowującego pojemność płytkowego czujnika. Całkowity prąd płynący przez czujnik jest proporcjonalny do częstotliwości drgań generatora, amplitudy sygnału ustawionej potencjometrem

P1, a przede wszystkim do pojemności Cx. Prąd ten, po wyprostowaniu na jednopółprzewodnikowym detektorze złożonym z elementów D1 i Q1, steruje generatorem złożonym z inwerterów U1A,B,C i pełniącym rolę przetwornika prąd-częstotliwość. W stanie spoczynkowym na wyjściu U1B panuje stan niski. Prąd dostarczany przez kolektor Q1 ładuje pojemność C4 aż do momentu przerzutu wyznaczonego przez napięcie progowe bramki U1C. W konsekwencji na wyjściu U1B pojawia się stan wysoki trwający do momentu rozładowania C4 przez bramkę U1A. Impuls wyjściowy, o czasie trwania zależnym od stałej czasowej R4C4 i wynoszącym ok 400 μs, jest interpretowany przez odbiornik RS232 jako prawidłowy bit



Rys. 1. Detektor zbliżeniowy na RS232 – schemat ideowy

startu. Odbierane znaki mają wprawdzie przypadkową wartość, jednak ich liczba w jednostce czasu jest wprost zależna od pojemności czujnika Cx. Potencjometr P1 służy do ustawienia spoczynkowej częstotliwości wysyłanych bajtów, a tym samym czułości detektora. Wg opisu podanego w magazynie EDN w oryginalnym układzie osiągnięto czułość detekcji na poziomie 10 Hz/pF. Detektor charakteryzuje się minimalnym

poborem mocy umożliwiającym zasilanie go prądem pobieranym z linii sygnałowych RS232. Zapętlenie linii sterujących łączy szeregowo umożliwia ustawienie programu terminala w tryb sprzętowego sterowania przepływem (2400,N,8,1, handshake: sprzętowy), niezbędny do ustawienia ich w stanie gwarantującym poprawne zasilanie.

Przeprowadzone próby potwierdziły niezłą czułość detektora, wy-

rażnie reagującego na ruch dłoni w odległości kilkunastu cm od elektrody o średnicy 6 cm. Układ testowy (PCB zamieszczamy na CD-EP7/2005B) wykonano z użyciem elementów SMD, w tym kondensatorów ceramicznych MLCC o stosunkowo dużych współczynnikach temperaturowych. Dotyczy to przede wszystkim C4 z dielektrykiem X7R. Ponieważ wartość C4 bezpośrednio decyduje o współczynniku przetwarzania, zatem w zastosowaniach praktycznych nastawionych na wykrywanie powolnych i niewielkich względnych zmian pojemności czujnika Cx, jako C4 należy zastosować kondensator o jak najmniejszej zależności od temperatury. Całość mieści się na niewielkiej, jednostronnej płytce drukowanej (1) zamontowanej w ten sposób, że elementy SMD znajdują się po stronie druku (Top Layer), a wszystkie elementy przewlekane po przeciwnej stronie laminatu (Bottom Layer).

**Marek Dzwonnik, EP**  
marek.dzwonnik@ep.com.pl

## Uniwibratory RC w układach CPLD z rodziny MAX3000 firmy Altera

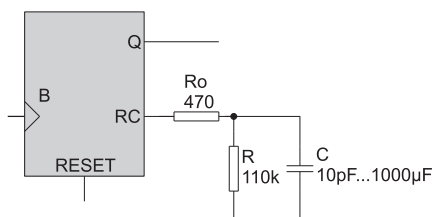
W projektach wielu urządzeń cyfrowych często występuje problem generowania impulsów o określonym czasie trwania. Jedną z metod jego rozwiązania jest pomiar napięcia naładowania lub rozładowania kondensatora, która to metoda została wykorzystana w wielu znanych układach scalonych jak choćby: 74121, 74123 z rodziny TTL, czy też legendarnej kostce 555.

W dobie coraz powszechniejszego stosowania układów PLD, problem generowania impulsów o zadanym czasie trwania rozwiązuje się stosując metodę odmierzenia czasu przez odpowiednio długi licznik, który zlicza impulsy generatora o określonej

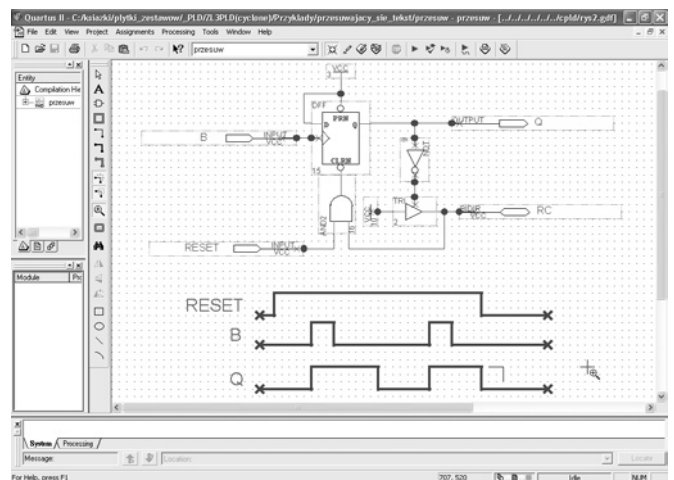
częstotliwości. Taki sposób odmierzenia czasu, choć bardzo dokładny, bywa jednak kłopotliwy z racji ograniczonych zasobów logicznych zastosowanego układu CPLD. Wygenerowanie więcej niż jednego dłuższego impulsu (np. 3 opóźnienia po 10 s wyzwalane niezależnie) jest sporym utrudnieniem, a przecież sam generator impulsu to w zdecydowanej większości przypadków jeszcze nie cały projektowany układ. Zastosowanie zaś bardziej bogatego w zasoby logiczne układu wiąże się niestety ze wzrostem ceny samego układu, a nierzadko trudniejszej technologii jego montażu np. 144 wyprowadzenia w obudowie TQFP.

Pewnym pomysłem na rozwiązanie opisa-

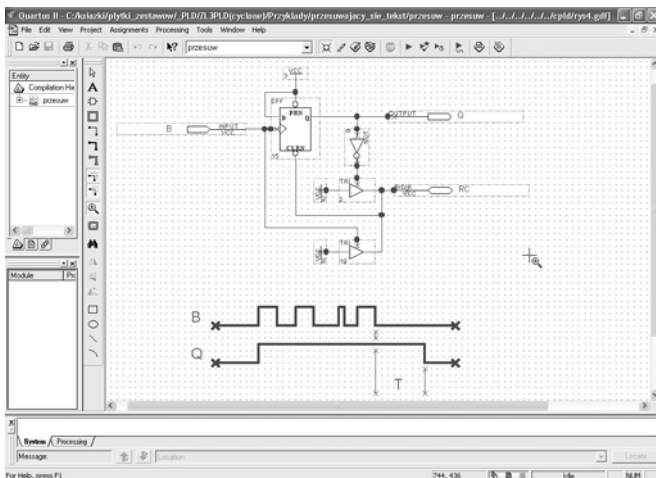
nych niedogodności może okazać się opracowany przeze mnie układ generowania impulsu metodą rozładowania kondensatora, który można stosować, jeżeli nie jest wymagana bardzo duża dokładność. Z logicznego punktu widzenia układ działa tak jak 74121 z dodatkowym wejściem zerującym, umożliwiającym zakończenie generowania impulsu



Rys. 1. Schemat elektryczny połączeń zewnętrznych uniwibratora



Rys. 2. Schemat logiczny uniwibratora



Rys. 3. Schemat uniwibratora w konfiguracji z podtrzymaniem impulsu

w dowolnym momencie. Został on zaimplementowany i testowany w kilku układach CPLD o symbolu EPM3064 (rodzina MAX3000 firmy Altera) o napięciu zasilania 3,3 V. Przypomnę, że zarówno wejścia jak i wyjścia wszystkich układów tej rodziny są całkowicie kompatybilne ze standardem TTL.

Schemat blokowy z rys. 1 przedstawia sposób dołączenia kondensatora i rezystora do układu uniwibratora, a na rys. 2 przedstawiono jego schemat logiczny, sporządzony w edytorze schematów programu Quartus II oraz przebiegi sygnałów na wejściach B, RESET i na wyjściu Q.

Można też oczywiście zrealizować równoważny uniwibrator metodą opisu w języku AHDL (lub innym HDL), używając przeznaczonego do tego celu edytora tekstowego. Przykład opisu takiego uniwibratora pokazano na list. 1. Po przerysowaniu bądź przepisanie i skompilowaniu uniwibratora można utworzyć symbol graficzny bądź plik biblioteczny, które można wykorzystać w przyszłych projektach na zasadach stosowania elementów bibliotecznych.

Tak zaimplementowany uniwibrator wykorzystuje 2 makrocele tj. 3% zasobów logicznych układu EPM3064. Podczas testowania generował bardzo dokładne impulsy w zakresie od 1 mikrosekundy do 107 sekund, przy wartości rezystancji R wynoszącej 110 kΩ i kolejno dołączanych kondensatorów o wartościach od 10 pF do 1000 μF. Pomiary pojemności kondensatorów i rezystancji rezystorów przeprowadziłem kilkoma miernikami, co pozwoliło w przybliżeniu określić zależność czasu T [μs] od wartości

R [kΩ] i C [nF] przy napięciu zasilania 3,3 V:

$$T = 0,96 \cdot R \cdot C$$

Stabilność uniwibratora przy wahaniach napięcia zasilania od 3,0 do 3,6 V (tj. w granicach ±10% dopuszczalnych przez producenta) jest dobra jak na tego typu konstrukcję. Zmiany wartości generowanego czasu nie przekraczały odpowiednio ±2%.

Przy zmianach układów scalonych w podstawie wartości te były jeszcze mniejsze – ok. 1,5%.

Po włączeniu zasilania kondensator C jest ładowany z portu dwukierunkowego RC, pracującego w tym momencie jako wyjście w stanie 1, do napięcia bliskiego 3,3 V. Zakładając że, wejście RESET znajduje w stanie 1, to pojawienie się narastającego zbocza sygnału na wejściu B spowoduje zmianę stanu wyjścia Q przerzutnika D, a tym samym wyjścia uniwibratora z 0 na 1. Jedynka na wyjściu Q przerzutnika powoduje przejście bufora trójstanowego w stan wielkiej impedancji, co powoduje, że kondensator przestaje być ładowany przez port dwukierunkowy RC, który stał się teraz wejściem. Kondensator C jest więc rozładowywany przez rezystor R. Czas rozładowania kondensatora od maksymalnej wartości napięcia do napięcia zera logicznego jest czasem trwania generowanego impulsu wyjściowego uniwibratora. Po osiągnięciu napięcia zera logicznego na RC (właściwie jego górnej wartości) następuje wyzerowanie przerzutnika D i koniec generowania impulsu. Koniec generowania impulsu można też wymusić w dowolnej chwili poprzez podanie 0 na wejście zerujące.

Port RC staje się ponownie wyjściem w stanie 1 i ładuje kondensator C. Proces ładowania kondensatora jest bardzo szybki, z uwagi na dużą wydajność prądową wyjścia RC w stanie 1 i wynosi zwykle ok. 0,01 czasu rozładowania jaki wynika dla danych wartości R i C ze wzoru. Czas ten można jeszcze bardziej skrócić zmniejszając wartość rezystora  $R_0$  do wartości 220 Ω. Jednak

List. 1. Opis w języku AHDL uniwibratora z zewnętrznym obwodem czasowym

```

SUBDESIGN UNIWIBRATOR
(
  B, RESET: INPUT;
  Q: OUTPUT;
  RC: BIDIR;
)
VARIABLE
  FF: DFF;
  BUF: TRI;
  Q: NODE;
BEGIN
  Q = FF.Q;
  FF.CLK = B;
  FF.D = VCC;
  FF.CLRN = RC AND RESET;

  BUF.IN = VCC;
  BUF.OE = NOT Q;
  RC = BUF.OUT;
END;

```

List. 2. Opis w języku AHDL uniwibratora z zewnętrznym obwodem czasowym i możliwością podtrzymania czasu trwania impulsu wyjściowego

```

SUBDESIGN INTEGRATOR
(
  B: INPUT;
  Q: OUTPUT;
  RC: BIDIR;
)
VARIABLE
  FF: DFF;
  Q: NODE;
  RCN: TRI_STATE_NODE;
  BUF1[1..0]: TRI7;
BEGIN
  Q = FF.Q;
  FF.D = VCC;
  FF.CLRN = RC;
  FF.CLK = B;

  BUF1[1..0].IN = VCC;
  BUF0.OE = NOT Q;
  BUF1.OE = B;
  RCN = BUF0.OUT;
  RCN = BUF1.OUT;

  RC = RCN;
END;

```

z uwagi na powstawanie zakłóceń, wartość tego rezystora nie powinna być zmniejszana.

Jeżeli w czasie ładowania kondensatora nastąpiłoby ponowne wyzwolenie uniwibratora, to oczywiście spowoduje wygenerowanie impulsu, jednak jego długość będzie mniejsza niż wynikałoby to ze wzoru, stosowna do poziomu napięcia na kondensatorze w chwili wyzwolenia.

Na rys. 3 i list. 2 zamieszczono odpowiednio schemat logiczny i opis HDL uniwibratora z podtrzymaniem impulsu na wyjściu. Sposób dołączenia do niego elementów R, C jest taki sam, jak pokazano na rys. 1. Ten układ wyzwalany jest narastającym zboczem impulsu na wejściu B. Rozładowywanie kondensatora rozpoczyna się dopiero po zmianie sygnału na wejściu B z 1 na 0 i dopiero od tego momentu należy rozpatrywać opóźnienie układu, którego czas trwania obliczany również na podstawie podanego wcześniej wzoru.

**Piotr Książarczyk**