

System projektowania modułowego



część 4

W czwartej części "Systemu projektowania modułowego" omówimy kolejne moduły wejściowe, procesorowe i wyjściowe.

Moduły wejściowe to przerzutniki astabilne czyli generatory, w których wykorzystuje się: proste układy bramek logicznych, udoskonalony generator fali prostokątnej, wzmacniacz operacyjny 741 i przerzutnik 555.

Moduł procesorowy: licznik dziesiętny z biegającym wyświetlaczem.

Moduł wyjściowy: LED.

Przykładem zastosowania tych modułów jest projekt elektronicznej gry w kości z wyświetlaczem o zmiennej szybkości, zamieszczony w tym numerze EdW. Zawiera on dwa zestawy LED, przez które po naciśnięciu przycisku szybko przebiega świecenie. Po zwolnieniu przycisku szybkość biegu świecenia maleje do zera, a w rezultacie jest wyświetlana para przypadkowych cyfr. Sposobem działania układ przypomina ruletkę.

Moduły astabilne

Układy astabilne, czyli generatory, zestawione z bramek logicznych, generują ciąg impulsów zegarowych, zazwyczaj w postaci fali prostokątnej. Pod pojęciem impulsów zegarowych rozumie się czyste i ostre impulsy, uformowane przez zmiany napięcia pomiędzy dwoma poziomami, zwykle 0V i napięcia bliskiego zasilającemu. Poziome te nazywane są odpowiednio stanem logicznym 0 i stanem logicznym 1. W oscyloskopowym obrazie przykładowego ciągu takich impulsów, pokazanego na **rys. 4.1**, są widoczne prawie wyłącznie jego odcinki poziome. Pionowe odcinki (czyli bardzo szybkie zmiany stanów logicznych) na niektórych oscyloskopach mogą być niemal niewidoczne.

Jeżeli czas pozostawania napięcia w stanie wysokim jest równy czasowi

pozostawania napięcia w stanie niskim, to mówi się, że współczynnik wypełnienia sygnału jest równy jedności. Jest to równocześnie definicja fali prostokątnej. Suma tych czasów jest określana mianem okresu sygnału. Z wielkości tej można obliczyć częstotliwość sygnału (czyli liczbę okresów na sekundę) za pomocą wzoru:

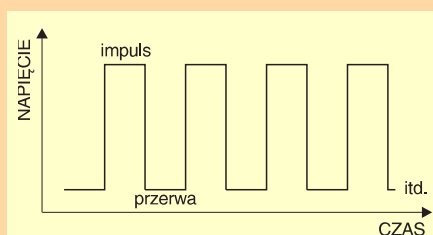
$$\text{częstotliwość (f)} = 1 / \text{okres (T)}$$

gdzie częstotliwość wyraża się w hercach (Hz), a okres w sekundach (s).

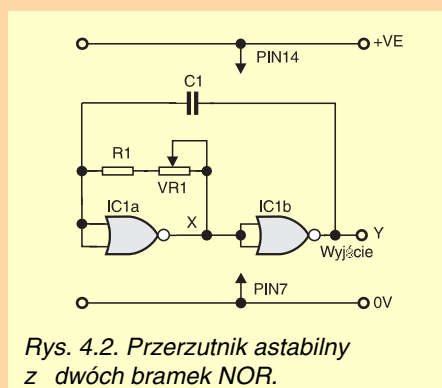
Liczniki zwiększają swój stan o jeden w chwili, gdy napięcie na ich wejściu zegarowym zmienia swój stan w określonym kierunku, albo zwiększa się, albo zmniejsza. Większość układów licznikowych wymaga szybkich przejść sygnału zegarowego pomiędzy dwoma poziomami logicznymi, ale jego współczynnik wypełnienia nie musi być równy jedności.

Prosty przerzutnik astabilny

Jeżeli wejścia bramki NOR lub bramki NAND zostaną ze sobą zwarte, to bramki te działają jak bramki NOT, czyli inwertery. Do wszystkich omawianych dalej układów astabilnych są potrzebne bramki NOT, można więc do nich stosować bramki NOT, bramki NOR lub bramki NAND, a wybór będzie zależał od potrzeb pozostałych części układu.



Rys. 4.1. Ciąg impulsów o współczynniku wypełnienia równym jedności.



Rys. 4.2. Przerzutnik astabilny z dwóch bramek NOR.

Rysunek 4.2 przedstawia sposób użycia pary bramek NOR do zestawienia prostego przerzutnika astabilnego, który generuje impulsy zupełnie przyzwoitej fali prostokątnej. Jej częstotliwość reguluje się potencjometrem VR1.

Sygnal wyjściowy pobiera się zwykle, tak jak pokazano na rysunku, z punktu Y, ale w razie potrzeby można pobierać sygnał odwrócony z punktu X.

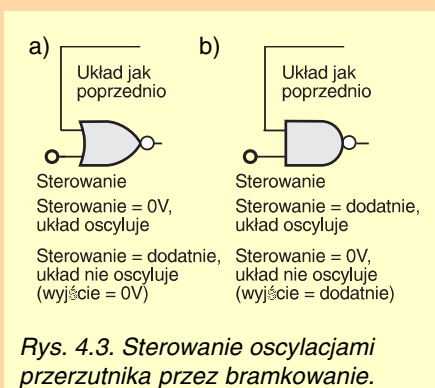
Częstotliwość jest wyznaczona pojemnością kondensatora C1 oraz opornością rezystora R1 wraz z potencjometrem VR1. Jeżeli zostanie podwojona sumaryczna oporność R1 i VR1 albo pojemność C1, to częstotliwość dwukrotnie zmaleje. Maksymalna oporność VR1 powinna zostać tak wybrana, aby odpowiadająca jej częstotliwość była nieco niższa od wymaganej. Oporność rezystora R1, który ma zapobiegać zmniejszeniu sumarycznej oporności do zera przy skrajnej pozycji VR1, powinna wynosić około 1kΩ. Przykładowe wartości elementów i częstotliwości są następujące:

C1	R1 + VR1	częstotliwość
10nF	56kΩ	1kHz
10nF	560kΩ	100Hz
100nF	560kΩ	10Hz
100nF	56kΩ	100Hz
100nF	5,6kΩ	1kHz

10nF (nanofaradów) = 0,01μF (mikrofaradów), 100nF = 0,1μF

Trzeba mieć świadomość, że przytoczone wartości są przybliżone i że układy tego rodzaju stosuje się tylko wtedy, gdy dokładna wielkość częstotliwości nie jest istotna.

W praktyce sumaryczna oporność może zawierać się pomiędzy 4,7kΩ a 1MΩ, a pojemność pomiędzy 56pF a 100μF. W przedstawionym układzie nie powinny być jednak używane zwykłe kondensatory elektrolityczne, gdyż wymagają one spolaryzowania napięciem stałym. Jeżeli jest wymagana pojemność większa od 100μF (dla niższej częstotliwości), należy zastosować opisany dalej moduł ulepszony generatora fali prostokątnej. Gdy jest potrzebna stała częstotliwość, pomija się potencjometr VR1,



Rys. 4.3. Sterowanie oscylacjami przerzutnika przez bramkowanie.

łącząc R1 pomiędzy wejściem i wyjściem IC1a.

Uruchamianie i zatrzymywanie

Możliwość uruchamiania i zatrzymywania generatora, bez konieczności wyłączenia zasilania bywa często użyteczna. Schematy na rys. 4.3 pokazują, jak można zmodyfikować połączenia jednej z bramek (IC1a), aby wymusić stan uniemożliwiający oscylacje. Musi to być albo bramka NOR albo NAND. Blokujący oscylacje poziom logiczny wejścia sterującego i poziom logiczny wyjścia bramki na rys. 4.3a i 4.3b są odwrotne.

Jak już wspomniano w części pierwszej, wejścia bramek logicznych CMOS nie mogą być pozostawione rozwarte. Wejście sterujące bramki musi być zatem połączone z określonym poziomem logicznym, np. wyjściem innej bramki. Do sterowania poziomem wejściowym bramki sterującej można także używać przełączników w sposób przedstawiony na rys. 4.4. Oporność rezystora polaryzującego nie jest krytyczna i może zostać wybrana w granicach od 10kΩ do 1MΩ. Sterowana w ten sposób może być każda z dwóch bramek pokazanych na rys. 4.2. Wybór typu bramki zależy od potrzeb następnego układu i rodzaju sygnału docierającego ze stopnia poprzedzającego. Trzeba podkreślić, że określenia "wyjście" na rys. 4.3 i rys. 4.4 odnoszą się do wyjścia sterowanej bramki, które nie musi być tożsame z wyjściem sterowanego przerzutnika. Gdy na przykład bramką sterowaną jest na rys. 4.2 IC1a, to stany logiczne wyjścia IC1b będą odwrotne niż pokazane na rys. 4.3 i rys. 4.4.

Sterowanie napięciowe

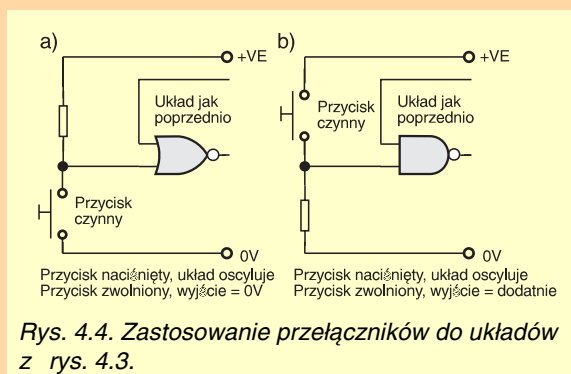
Często regulacja częstotliwości za pomocą napięcia jest korzystniejsza od ręcznego nastawiania zmiennego rezys-

tora. Układ z rys. 4.2 może zostać zmodyfikowany w sposób pokazany na rys. 4.5, który umożliwi łatwe regulowanie częstotliwości za pomocą napięcia. Jeżeli wejście sterujące jest połączone z 0V, to układ oscyluje z maksymalną częstotliwością, wyznaczoną przez rezystor i kondensator. W miarę zwiększania napięcia powyżej 0V częstotliwość będzie malała, osiągając minimum dla połowy napięcia zasilania. Przy dalszym podwyższaniu napięcia sterującego częstotliwość będzie na powrót wzrastać. Układ może być także uruchamiany i zatrzymywany w sposób pokazany na rys. 4.4. W takich prostych układach astabilnych mogą czasem zdarzać się impulsy zniekształcone, wywołujące problemy w układach liczących.

Układy astabilne z rys. 4.3 do rys. 4.5 można podsumować w sposób następujący:

Zalety

- szeroki zakres częstotliwości,
- bardzo mały pobór prądu,
- łatwość łączenia z innymi modułami.

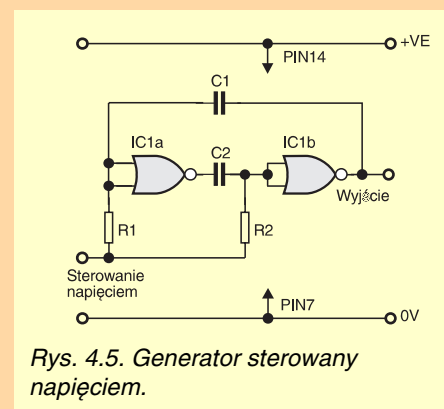


Rys. 4.4. Zastosowanie przełączników do układów z rys. 4.3.

Wady

- częstotliwość nie jest stabilna,
- sygnał wyjściowy jest prostokątny, ale nie doskonały,
- na wyjściu pierwszej bramki (punkt X) mogą być generowane zniekształcone impulsy.

Gdy potrzeba fali prostokątnej o lepszym kształcie, bez zniekształconych impulsów, do układu można dodać trzecią bramkę, jak pokazuje rys. 4.6.



Rys. 4.5. Generator sterowany napięciem.

Udoskonalony generator fali prostokątnej

Udoskonalony generator fali prostokątnej jest przedstawiony na rys. 4.6. Wymaga on zastosowania trzeciej bramki, ale pewnie startuje przy włączeniu i nie generuje zniekształconych impulsów. Dwie istotne zalety!

Można użyć, jak pokazano, bramek NOR ale także NAND lub NOT. Bramki dwuwęściowe mogą zostać wykorzystane do zatrzymywania i uruchamiania oscylacji w sposób pokazany na rys. 4.3 i rys. 4.4.

Dwie pierwsze bramki, IC1a i IC1b wraz z rezystorami R1 i R2 tworzą razem nieodwracający przerzutnik Schmitta (zob. część 1). Trzecia bramka, IC1c, odwraca sygnał z IC1b i doprowadza go z powrotem przez R3 do kondensatora C1.

Rezystor R3 i kondensator C1 wyznaczają częstotliwość oscylacji. Jeżeli na przykład oporność R3 wynosi 10kΩ, a pojemność C1 10nF, to częstotliwość wyniesie około 1,25kHz. Zmniejszenie oporności R3, albo pojemności C1, spowoduje proporcjonalny wzrost częstotliwości. Regulację częstotliwości można zapewnić przez włączenie regulowanego rezystora (potencjometru) w szereg z R3. Zmiana R1 i R2 także ma pewien wpływ na częstotliwość.

Jeżeli oporności R1 i R2 będą takie jak na rys. 4.6, to częstotliwość można obliczyć z przybliżonego wzoru:

$$f = \frac{1}{8 \cdot R3 \cdot C1}$$

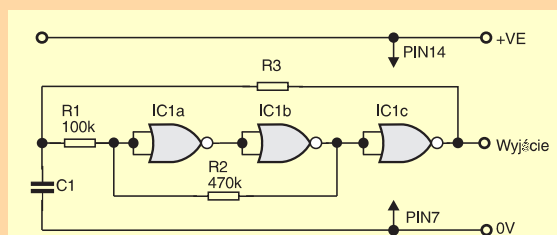
gdzie f oznacza częstotliwość.

Jak zwykle w takich wzorach, oporności wyraża się w omach, pojemności w faradach, a częstotliwość w hercach. Jednak, jak już omówiono w części 3, wygodnie jest oporność wyrażać w megaomach, a pojemność w mikrofaradach. Na przykład:

jeżeli R = 330kΩ (0,33MΩ), a C = 0,1μF, to

$$f = \frac{1}{8 \cdot 0,33 \cdot 0,1} = 3,8\text{Hz}$$

W tym układzie, jak i w omówionych poprzednio, oporność żadnego z rezystorów nie powinna być mniejsza



Rys. 4.6. Bardziej niezawodny generator fali prostokątnej.

od 4,7kΩ, ponieważ natężenie prądu pobieranego z wyjść układów CMOS serii 4000 mogłoby stać się zbyt duże.

Układ taki, wykorzystujący przerzutnik Schmitta, znany jest też pod nazwą oscylatora relaksacyjnego. Układ z rys. 4.6 można uprościć stosując jedną dwuwęściową bramkę NAND Schmitta w układzie pokazanym na rys. 4.7. Układ scalony CMOS typu 4093 mieści cztery dwuwęściowe bramki NAND Schmitta, a układ CMOS typu 40106 sześć bramek NOT (czyli inwerterów) Schmitta.

Układ udoskonalonego generatora fali prostokątnej z rys. 4.6 i rys. 4.7 można podsumować jak poniżej:

Zalety

- te same co poprzednich układów (rys. 4.2 do rys. 4.5),
- sygnał bez zniekształconych impulsów,
- możliwość zastosowania pojedynczej bramki Schmitta (rys. 4.7).

Wady

- konieczność użycia dodatkowej bramki (rys. 4.6),
- pewna zależność częstotliwości od napięcia zasilania.

Oscylator ze wzmacniacza operacyjnego

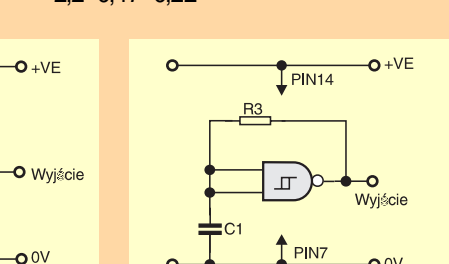
Podobnie jak ostatnie dwa moduły, z rys. 4.6 i rys. 4.7, oscylator relaksacyjny ze wzmacniacza operacyjnego, pokazany na rys. 4.8 pewnie startuje przy włączeniu i nie generuje zniekształconych impulsów. Częstotliwość sygnału wyjściowego jest wyznaczona przez oporność rezystora R1 i pojemność kondensatora C1. Można ją obliczyć ze wzoru:

$$f = \frac{1}{2,2 \cdot R1 \cdot C1}$$

gdzie f jest wyrażona w hercach, R1 w omach, a C1 w faradach. Jak poprzednio, w przykładzie użyto strawniejszego zestawu jednostek, R w MΩ, C w μF, a f w Hz:

jeżeli R1 = 470kΩ (0,47MΩ) i C1 = 0,22μF, to

$$f = \frac{1}{2,2 \cdot 0,47 \cdot 0,22} = 4,4\text{Hz}$$



Rys. 4.7. Generator z przerzutnika Schmitta.

Wzór można przekształcić, jeżeli jest potrzebna określona częstotliwość, na przykład 2kHz (2000Hz). Zróźnicowanie dostępnych wartości pojemności kondensatorów nie jest zbyt duże, lepiej więc wybrać pojemność, np. C1 = 100pF (0,0001μF), a potrzebną oporność obliczyć. Przekształcony wzór będzie następujący:

$$R1 = \frac{1}{2,2 \cdot f \cdot C1} = \frac{1}{2,2 \cdot 2000 \cdot 0,0001} = 2,27\text{k}\Omega$$

Wybiera się więc najbliższą znormalizowaną oporność 2,2kΩ, albo bierze potencjometr montażowy 4,7kΩ i dobiera wymaganą częstotliwość.

Do wielu prostych zastosowań poniżej częstotliwości 20kHz do powyższego układu dobrze będzie się nadawał wzmacniacz operacyjny typu 741 lub TL071. Można także zastosować ich wersje niskoprądowe CMOS.

Układ relaksacyjnego oscylatora ze wzmacniacza operacyjnego z rys. 4.8 można podsumować w sposób następujący:

Zalety

- zastosowanie prostego wzmacniacza operacyjnego,
- stabilny sygnał bez zniekształconych impulsów.

Wady

- amplituda napięcia wyjściowego może nie osiągać pełnego zakresu od 0V do napięcia zasilania,
- większy niż w przypadku bramek logicznych pobór prądu.

Przerzutnik astabilny 555

Układ scalony przerzutnika 555 został zaprojektowany specjalnie do przerzutników astabilnych i monostabilnych. Układ astabilny pokazany na rys. 4.9 jest przykładem innego rodzaju oscylatora relaksacyjnego. Na wykresie na rys. 4.9 T1 oznacza długość impulsów w sekundach, T2 czas przerwy w sekundach, a czas całkowity T oznacza okres. Czasy te można obliczyć ze wzorów:

$$T1 = 0,7 \cdot (R1 + R2) \cdot C$$

$$T2 = 0,7 \cdot R2 \cdot C$$

$$T = 0,7 \cdot (R1 + 2R2) \cdot C$$

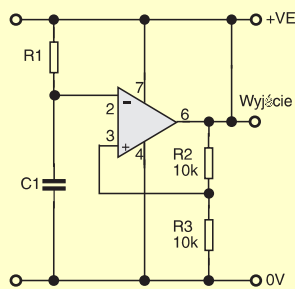
a zatem

$$f = \frac{1}{0,7 \cdot (R1 + 2R2) \cdot C}$$

Jeżeli oporność R2 jest znacznie większa od oporności R1 (np. R2 = 100kΩ, a R1 = 4,7kΩ), to można przyjąć, że:

$$f = \frac{1}{1,4 \cdot R2 \cdot C}$$

Jeżeli na przykład R2 = 680kΩ, a R1 = 4,7kΩ, to współczynnik wypełnienia



Rys. 4.8. Generator relaksacyjny ze wzmacniacza operacyjnego.

będzie bliski jedności i można użyć uproszczonego wzoru, pomijającego R1. Przyjmując $C = 10\text{nF}$, $680\text{k}\Omega = 0,68\text{M}\Omega$ i $10\text{nF} = 0,01\mu\text{F}$, to:

$$f = \frac{1}{1,4 \cdot 0,68 \cdot 0,01} = 105\text{Hz}$$

Na rys. 4.9 kondensator C jest oznaczony jako elektrolityczny, nadający się do niskich częstotliwości. Dla wyższych częstotliwości należy używać kondensatorów niespolaryzowanych.

Układ przerzutnika astabilnego 555 z rys. 4.9 można podsumować w poniższy sposób:

Zalety

- prosty i łatwy w użyciu (w wersji standardowej nie jest wrażliwy na ładunki elektrostatyczne),
- dostarcza stabilnej częstotliwości,
- wyjście może dostarczyć do 100mA i może bezpośrednioysterować mały głośnik.

Wady

- w wersji standardowej pobiera większy prąd niż bramki logiczne CMOS,
- w wersji standardowej może wywoływać zakłócenia w innych układach, na przykład w licznikach.

Licznik dziesiętny

Głównym elementem pokazanego na rys. 4.10 modułu procesorowego i wyjściowego jest licznik dziesiętny CMOS, układ scalony typu 4017. Wraz z każdym dodatnim zboczem impulsu na wejściu zegarowym (końcówka 14) licznik zmienia swój stan o jeden.

Po skasowaniu, w stanie wysokim (dodatnim) jest wyjście Q0 (końcówka 3) licznika, a wszystkie pozostałe (Q1 do Q9) w stanie niskim (0V). Po każdym zliczeniu wyjście będące do tego momentu w stanie wysokim przechodzi do stanu niskiego, a w stan wysoki przechodzi następne kolejne wyjście. Stan wysoki z wyjścia Q9 przechodzi z powrotem na wyjście Q0.

Wejście zegarowe nie może być pozostawione "w powietrzu". Musi być połączone z wyjściem innego układu, albo przez rezystor np. 100kΩ połączone

z 0V. Wyjście CO (przeniesienie, końcówka 12) nie jest wykorzystane w tym układzie i powinno być pozostawione swobodnie.

Na rys. 4.10 widać, że do wszystkich wyjść, Q0 do Q9, przyłączone są LED. Ponieważ zawsze świeci tylko jedna z nich, do ograniczania prądu użyto wspólnego rezystora.

W praktyce ze standardowego 4017 można uzyskać prąd rzędu 10mA, powoduje to jednak spadek napięcia wyjściowego. Temat rezystorów szeregowych dla LED będzie poruszony dalej, tymczasem można przyjąć, że optymalna oporność rezystora na rys. 4.10 wynosi 220Ω przy zasilaniu układu z 12V.

Wyjścia pokazanego na rys. 4.10 układu 4017 służą do sterowania LED, gdy jednak do sterowania innych układów jest wymagany większy prąd, można wykorzystać tranzystory (zob. sterowniki npn i sterowniki Darlingtona w części 1).

Kasowanie licznika

Licznik kasuje się automatycznie za każdym dziesiątym impulsem, ale często jest potrzebne kasowanie we wcześniejszym momencie cyklu. Służy do tego wejście kasujące (RST, końcówka 15) licznika. Jeżeli wejście to jest połączone z 0V, to licznik kasuje się tylko za dziesiątym impulsem. Można go jednak skasować (to znaczy wprowadzić w stan wysoki wyjście Q0) w dowolnym momencie przez doprowadzenie na moment stanu wysokiego do wejścia RST.

Może na przykład okazać się potrzebne kasowanie licznika za każdym szóstym impulsem (jak w przypadku wyświetlacza elektronicznych kości). Na rys. 4.11b można zobaczyć jak się to robi. Wejście RST jest połączone z siódmym wyjściem (Q6), które pozostaje w stanie niskim. Zliczanie rozpoczyna się od wyjścia Q0 i przebiega kolejno do wyjścia Q5, a każde wyjście pozostaje w stanie wysokim do nadejścia następnego impulsu zegarowego. Gdy nadejdzie szósty impuls i wyjście Q6 przejdzie w stan wysoki, następuje (przez połączenie Q6-RST) automatycz-

ne skasowanie licznika do zera i w stan wysoki przechodzi wyjście Q0. Czas pozostawiania wyjścia Q6 w stanie wysokim jest tak krótki (rzędu nanosekund), że trudno go zauważyć nawet na oscyloskopie.

Połączenie kaskadowe i sterowanie zliczaniem

Z wyjścia CO (końcówka 12) otrzymuje się sygnał przeniesienia, za pomocą którego można pobudzać wejście zegarowe drugiego licznika, jeżeli trzeba zliczać powyżej 9. Wykorzystanie tej możliwości jest zilustrowane w układzie elektronicznych kości do gry.

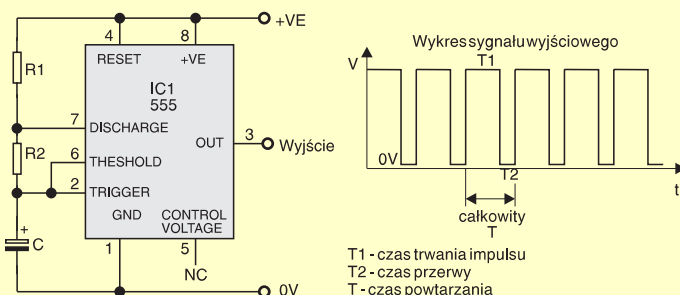
Wejście wzbronienia INH (końcówka 13) licznika służy do zatrzymywania liczenia. Jeżeli do tego wejścia doprowadzi się stan wysoki, to licznik przestaje reagować na impulsy zegarowe, ale nie jest zerowane i w stanie wysokim pozostaje ostatnio wzbudzone wyjście. Gdy tylko na wejście INH powróci stan niski, licznik wznowi zliczanie od aktualnego stanu. Stanem wejścia wzbronienia można sterować za pomocą przełącznika w sposób analogiczny jak stanem wejścia kasującego, pokazany na rys. 4.11a.

Rezystory szeregowo dla LED

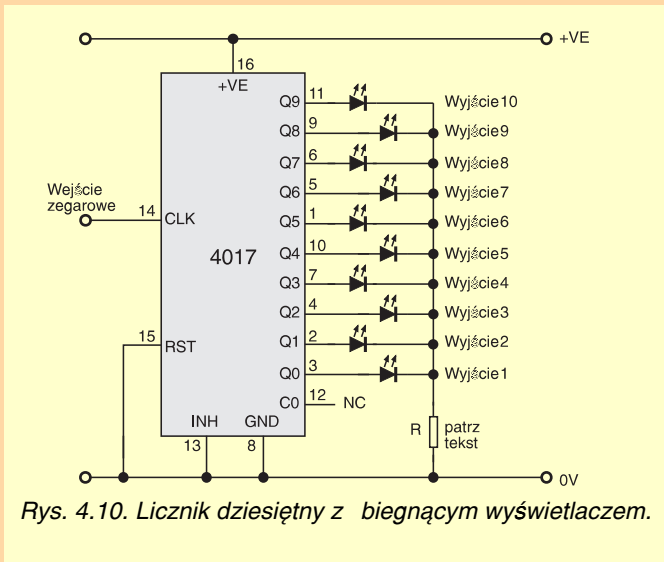
Dotychczas w tej serii artykułów sugerowano oporności rezystorów szeregowych dla LED. Oporności te były uprzednio obliczane, a następnie na podstawie doświadczenia z poszczególnymi układami czasem modyfikowane.

Na przykład rezystor 220Ω z układu na rys. 4.10 jest znacznie mniejszy, niż wynikało to z rachunku, uwzględniono bowiem wewnętrzną oporność układu scalonego. Pomimo tego, metoda obliczania oporności tych rezystorów jest zupełnie prosta i może być punktem wyjściowym przy wyborze ich oporności. Najpierw jednak trzeba wyjaśnić, do czego są one potrzebne.

Jeżeli, jak na rys. 4.12a połączy się żarówkę z baterią (w tym przypadku żarówkę 12V z baterią 12V), to układ będzie działał dobrze. Jeżeli jednak postą-



Rys. 4.9. Przerzutnik astabilny 555 i obraz generowanego przez niego sygnału.



Rys. 4.10. Licznik dziesiętny z bieżącym wyświetlaczem.

pi się tak samo z LED, to rozbłyśnie ona na moment bardzo jasno i ulegnie zniszczeniu. Zanim to nastąpi przepłynie przez nią prąd o tak dużym natężeniu, że mała bateria zostanie w znacznym stopniu rozładowana.

Przyczyna leży w oporności żarówki, od której zależy natężenie przepływającego prądu, zgodnie z prawem Ohma:

$$I = V/R$$

Z wzoru tego wynika, że natężenie prądu (I) zależy od oporności żarówki (R) i od napięcia baterii (V). Gdy żarówka osiągnie swoją właściwą temperaturę pracy, jej oporność staje się stała i natężenie prądu zależy tylko od napięcia.

Z LED jest całkiem inaczej. Jest to dioda, której oporność w kierunku przewodzenia jest bardzo mała. Z prawa Ohma wynika, że gdy oporność (R) jest bardzo mała, to natężenie przepływającego prądu (I) jest bardzo duże. W rezultacie bateria 12V w układzie na rys. 4.12b dostarczy do diody bardzo dużego prądu, ograniczanego w pewnym stopniu przez oporność przewodów łączą-

cych LED z baterią oraz przez wewnętrzną oporność baterii.

Napięcie przewodzenia

Przy obliczaniu prądu płynącego przez LED trzeba uwzględnić napięcie przewodzenia diody. Napięcie to różni się nieco dla różnych rodzajów LED, można jednak przyjąć, że wynosi średnio około 2V.

W dobrym katalogu można znaleźć napięcie przewodzenia (U_F) wybranej LED. Wynosi ono dla standardowych czerwonych LED od 1,8V do 2,0V. Dla innych kolorów może wynosić od 2,0V do ponad 3V (niebieskie). Jednak obliczenia będą wystarczająco dokładne jeżeli przyjąć napięcie 2V.

Obliczanie oporności rezystorów

Do obliczenia oporności szeregowego rezystora dla LED są potrzebne następujące informacje:

- całkowite napięcie zasilania (U_T)
- napięcie przewodzenia LED (U_F)
- wymagane natężenie prądu w LED (I)

W przykładzie pokazanym na rys. 4.13 $U_T = 12V$, a $U_F = 2V$. Przyjmujemy potrzebny prąd diody równy 15mA.

Na rys. 4.13 widać, że rezystor jest włączony w szereg z diodą, zatem przez LED płynie taki sam prąd jak przez rezystor, czyli 15mA. Przyjęto, że napięcie przewodzenia LED (U_F) wynosi 2V, a napięcie na rezystorze (U_R) jest rów-

ne:

$$U_R = U_T - U_F$$

czyli $U_R = 12 - 2 = 10V$.

W tym przykładzie napięcie na rezystorze wynosi 10V. Jeżeli jest znane napięcie na rezystorze i prąd przez niego płynący, to jego oporność można obliczyć z prawa Ohma:

$$R = U/I$$

U wyraża się w woltach, R w omach, a I w amperach. Natężenie prądu trzeba więc zapisać w postaci 0,015A, a zatem:

$$R = 10/0,015 = 667\Omega$$

Najbliższą tej wartości standardową opornością jest 680 Ω . Oporność ta stanowi dobre rozwiązanie i LED pod całkowitym napięciem 12V będzie świecić jasno. Trzeba jednak pamiętać, że zwiększenie jasności pociąga za sobą zwiększenie natężenia prądu i szybsze rozładowanie baterii.

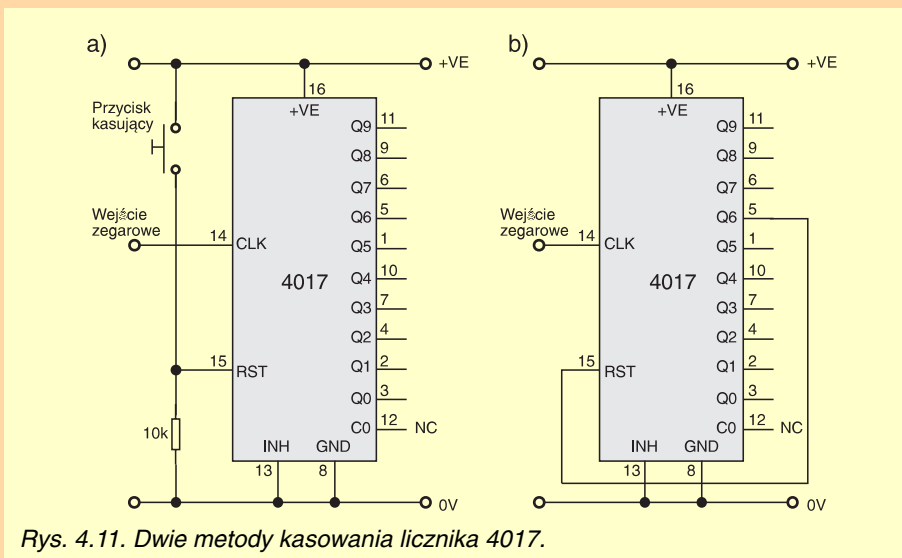
Niestandardowe LED

Powyższe obliczenia stosuje się do zwykłych tanich LED. Można kupić LED z wbudowanym rezystorem (są jednak droższe), a do wyboru są wykonania na 5V lub na 12V. Pulsujące LED zawierają specjalizowany układ scalony, stabilizujący także prąd diody, i są przewidziane do zasilania napięciem mieszczącym się w określonym zakresie. Takie diody nie wymagają rezystora szeregowego.

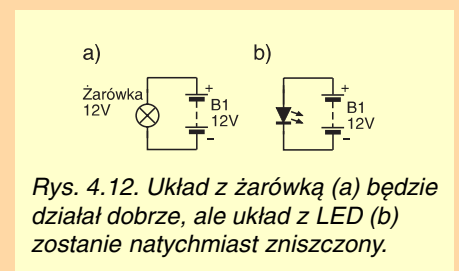
Część piąta

W części piątej "klocków" zostaną opisane moduły odbiornika podczerwieni, kodera-dekodera, przerzutników oraz impulsowego układu wyjściowego Darlingtona. Przykładowym projektem będzie Infra-Zapper.

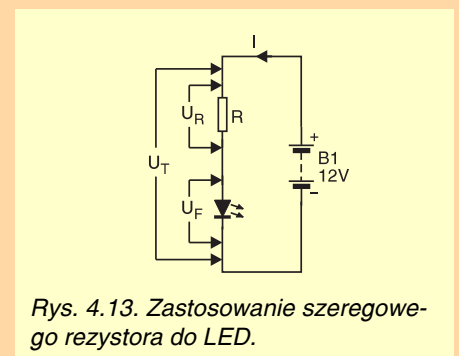
Max Horsey



Rys. 4.11. Dwie metody kasowania licznika 4017.



Rys. 4.12. Układ z żarówką (a) będzie działał dobrze, ale układ z LED (b) zostanie natychmiast zniszczony.



Rys. 4.13. Zastosowanie szeregowego rezystora do LED.