

Projektowanie energooszczędnych układów elektronicznych (4)

Układy analogowe i wykonawcze



W pierwszym artykule (EP 5/2010) zamieściliśmy podstawowe informacje na temat ograniczania poboru prądu układów ze wzmacniaczami operacyjnymi i komparatorami. W tym artykule omówimy zasady doboru elementów i rozwiązań konstrukcyjnych dla układów analogowych oraz załączania dużych obciążeń. Energooszczędne układy z zasilaniem bateryjnym należy specyficznie projektować, aby zapewnić ich odpowiednie parametry przy bardzo niskim napięciu zasilania.

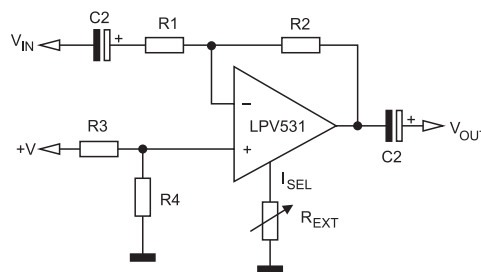
Dobór wzmacniaczy operacyjnych

W układach z zasilaniem bateryjnym wskazane byłoby zastosowanie wzmacniacza operacyjnego o możliwie najniższym poborze prądu, prawidłowo pracującego przy pojedynczym, bardzo niskim napięciu zasilania. Dostępne na rynku setki typów wzmacniaczy nie ułatwiają, a wręcz utrudniają, dobranie układu optymalnego do określonej aplikacji. Wpisanie w wyszukiwarce wyrażenia „low power op-amp” nie jest dobrym pomysłem, ponieważ „low power” jest chyba najbardziej nadużywanym określeniem, opisującym właściwości elementów elektronicznych.

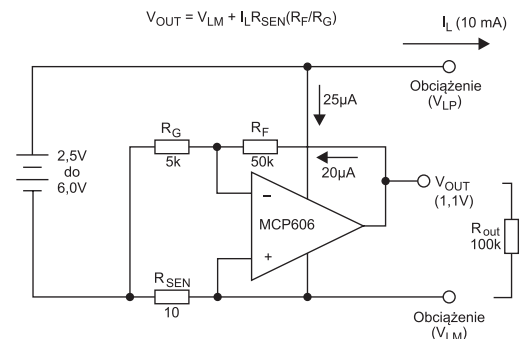
Wzmacniacze operacyjne CMOS i Bi-CMOS, o poborze prądu rzędu kilku lub kilkudziesięciu mikroamperów, są przez producentów zaliczane do kategorii „micropower amplifier”. Dostępne są nawet układy pobierające mniej niż jeden mikroamper na każdy wzmacniacz operacyjny, na przykład MAX4464 (prąd zasilania 750 nA), MCP6041 (600 nA), TLV2401 (880 nA). Wzmacniacze te są zwykle zasilane pojedynczym napięciem z przedziału 1,5 do 5,5 V. Niestety, po szczegółowej analizie parametrów katalogowych okazuje się, że ekstremalnie niski pobór prądu osiągnięto kosztem właściwości dynamicznych wzmacniacza. Układ MCP6041 ma częstotliwość graniczną wzmocnienia jednostkowego GBP=14 kHz, a szybkość narastania sygnału wyjściowego wynosi 3 V/ms. Mogą też wystąpić problemy ze stabil-

nością wzmacniacza w przypadku obciążeń pojemnościowych (powyżej 60 pF wymagany jest rezystor szeregowy na wyjściu). Ogranicza to zastosowanie takich wzmacniaczy dla sygnałów wolnozmiennych, ale w niektórych aplikacjach może być zaletą – powoduje naturalną filtrację zakłóceń i wyższych harmonicznych. Jeżeli wymagane są wyższe częstotliwości pracy, to pobór prądu musi być większy. Na przykład wzmacniacze z rodziny MAX9617-9620 pobierają 59 μA przy częstotliwości granicznej 1,5 MHz i szybkości narastania 0,7 V/ μs . Układ MAX9619, wyposażony w wejście SHDN, po wprowadzeniu w tryb uśpienia pobiera jedynie 300 nA. Bardzo szybkie wzmacniacze operacyjne, też należą do kategorii „low power”, na przykład OPA890 z częstotliwością graniczną 115 MHz, pobierający 1,1 mA.

Interesującym rozwiązaniem są wzmacniacze operacyjne o programowalnych parametrach: za pomocą zewnętrznego rezystora



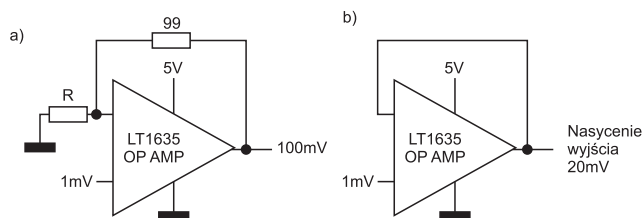
Rysunek 19. Wzmacniacz o programowalnych parametrach



Rysunek 20. Układ monitorowania napięcia baterii

można ustalić pobór prądu i częstotliwość graniczną wzmacniacza. Na rysunku 19 przedstawiono schemat aplikacyjny układu LPV531 w konfiguracji wzmacniacza odwracającego. Poprzez zmianę wartości REXT uzyskuje się lepsze właściwości dynamiczne przy wyższym poborze prądu. Wartości graniczne pasma przenoszenia to 73 kHz przy poborze prądu 5 μA oraz 4,6 MHz przy 425 μA . Wzmocnienie układu jest ustalone przez rezystory R1...R4. Możliwe jest manipulowanie parametrami wzmacniacza, na przykład za pomocą kilku rezystorów REXT dołączonych do wyjść mikrokontrolera, albo za pośrednictwem przetwornika cyfrowo-analogowego.

Ograniczenie poboru prądu przez wzmacniacz operacyjny powoduje, że całkowity pobór prądu jest bardziej zależny od wartości elementów zewnętrznych. Jako przykład obliczeniowy przyjmijmy układ monitorujący prąd obciążenia baterii, zamieszczony w karcie katalogowej wzmacniacza MCP606 (rysunek 20). W stanie spoczynkowym napięcie VOUT jest bliskie zera, układ pobiera tylko prąd zasilania wzmacniacza operacyjnego (25 μA). Jeżeli prąd obciążenia baterii będzie wynosił 10 mA, to napięcie VOUT wzrośnie do 1,1 V. Przez rezystory sprzężenia zwrotnego RF i RG popły-



Rysunek 21. Wzmacniacz Rail-to-Rail w układzie ze wzmocnieniem 100 (a) i wtórnikowym (b)

nie prąd 20 μA , a przez obciążenie wzmacniacza R_{OUT} – prąd 11 μA . Łączny pobór prądu wyniesie 56 μA , czyli ponad dwukrotnie więcej niż prąd zasilania wzmacniacza operacyjnego. Gdy powyższy układ monitorujący podłączony jest za wyłącznikiem zasilania, to dobór wzmacniacza nie jest tak krytyczny, ale jeżeli jest wbudowany w pakiet akumulatorów, to prąd zasilania wzmacniacza powinien być jak najmniejszy.

Wejścia i wyjścia Rail-to-Rail

W tradycyjnych wzmacniaczach operacyjnych zakresy zmian napięć wejściowych i wyjściowych są zwykle o 1...2 V mniejsze niż różnica napięć między dolną i górną wartością napięcia zasilania. Przy zasilaniu $\pm 15\text{ V}$ nie stanowi to problemu, ale w przypadku zasilania wzmacniacza pojedynczym napięciem 5 V lub mniej, zakres zmian napięć wejściowych i wyjściowych staje się krytycznym parametrem. Właściwość *Rail-to-Rail Input* oznacza, że napięcie sumaryczne na wejściach wzmacniacza może osiągać wartości równe dolnej lub górnej wartości napięcia zasilającego, bez wpływu na liniowość pracy wzmacniacza. Właściwość *Rail-to-Rail Output* odnosi się do napięcia wyjściowego, które w obu stanach nasycenia wyjścia wzmacniacza ma wartości równe odpowiednio dolnej i górnej wartości napięcia zasilającego. W stopniach wejściowych często stosuje się równolegle pracujące wzmacniacze różnicowe z tranzystorami npn i pnp, pozwalające osiągnąć zakresy sumarycznych napięć wejściowych poniżej i powyżej napięcia zasilania. Takie rozwiązanie nazywane jest przez producentów *Beyond the Rails Input*. Ograniczenie dopuszczalnego napięcia sumarycznego wynika z rodzaju zastosowanych obwodów ochrony wejść przed wyla-

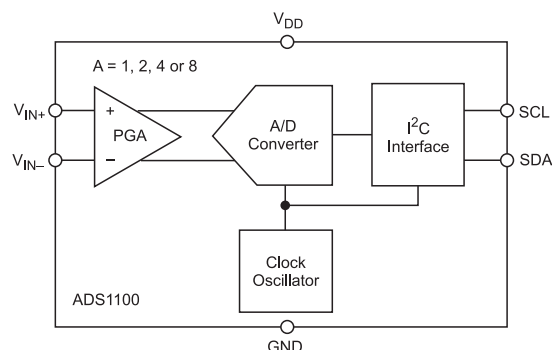
dowaniami ESD. Przy standardowej ochronie diodowej zakres napięć wynosi od $-0,5\text{ V}$ do $V_{CC} + 0,5\text{ V}$, ale zdarzają się wzmacniacze dopuszczające napięcia sumaryczne do $\pm 15\text{ V}$ przy pojedynczym zasilaniu 5 V. Jeśli chodzi o napięcie wyjściowe, to problem jest dużo trudniejszy – nie jest możliwe uzyskanie na wyjściu wartości napięć dokładnie równych poziomom napięć zasilania. W parametrach katalogowych wzmacniaczy z obwodami wyjściowymi *Rail-to-Rail* definiowane są wartości dolnego i górnego progu nasycenia V_{OL} (względem masy) oraz V_{OH} (względem V_{CC}) dla kilku wartości rezystancji obciążenia. Typowe wartości to kilka do kilkunastu mV dla $R_L = 100\text{ k}\Omega$ i kilkadziesiąt mV dla $R_L = 1\text{ k}\Omega$. Napięcia te zależą też od sposobu dołączenia obciążenia: najbardziej niekorzystne przypadki występują dla prądu wypływającego z wyjścia (source) przy poziomie niskim oraz prądu wpływającego (sink) przy poziomie wysokim. Parametry katalogowe podawane są dla obciążenia R_L dołączonego do potencjału $V_{CC}/2$, co nie uwzględnia najbardziej niekorzystnych warunków pracy. W celu poprawy parametrów wyjściowych stosuje się rezystory podciągające dołączone do masy lub do plusa zasilania, których zadaniem jest zapewnienie korzystniejszego kierunku przepływu prądu.

Właściwość True Zero-In Zero-Out

W niektórych zastosowaniach niedoskonałość układów wyjściowych *Rail-to-Rail* może nasręcać problemy. Rozważmy przykład wzmacniacza z rysunku 21, z sygnałem wejściowym 1 mV. Wzmacniacz nieodwracający o wzmocnieniu 100 z rysunku 21a ma na wyjściu prawidłową wartość 100 mV. Taki sam wzmacniacz w układzie wtórnikowym (rysunek 21b), będzie znajdował się w stanie nasycenia, z napięciem wyjściowym 20 mV. W zakresie napięć wejściowych 0...20 mV,

przenosić napięcia wejściowe od 0 V, z rozdzielczością 2,44 mV. Możliwe są trzy rozwiązania:

- Symetryczne zasilanie wzmacniacza napięciami np. $\pm 3\text{ V}$ lub $\pm 5\text{ V}$. Wymaga to zastosowania przetwornicy generującej ujemne napięcie zasilania. Należy zwrócić uwagę, że wiele wzmacniaczy operacyjnych kategorii „micropower” nie jest przystosowanych do takiego sposobu zasilania, lub nie toleruje zasilania wyższego niż 5,5 V.
- Zastosowanie wzmacniacza o programowanym wzmocnieniu (PGA). Dla napięć wejściowych poniżej 20 mV wzmacniacz powinien mieć $K \geq 10$, natomiast dla wyższych napięć $K \leq 2$ (dla zasilania 5 V i podanych wyżej wymagań we/wy).
- Zastosowanie wzmacniacza *Zero-in Zero-out*, który zapewni poprawne przeniesienie całego zakresu napięć wejściowych. W opisaney powyżej aplikacji można

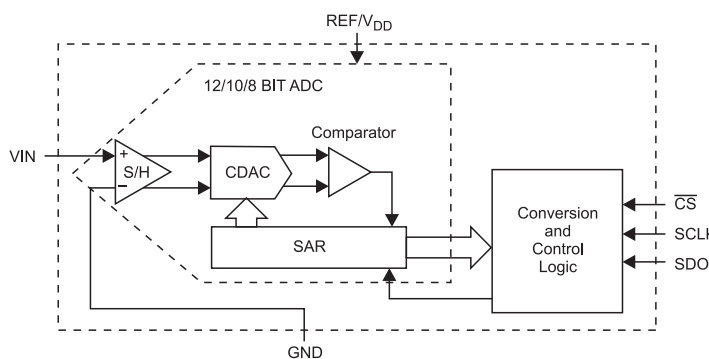


Rysunek 23. Prze twornik ADS1100

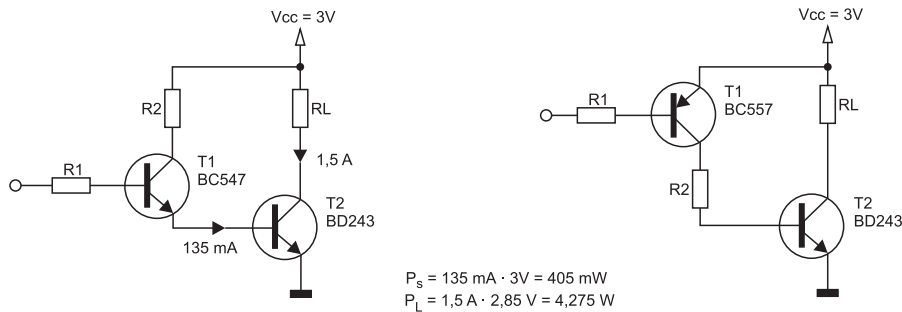
zastosować wzmacniacz pomiarowy AMP04, gwarantujący napięcie nasycenia poniżej 2 mV. Tłumacząc dosłownie termin *True Zero-in Zero-Out* można by spodziewać się idealnie zerowej wartości napięcia wyjściowego przy zerowym napięciu wejściowym. W praktyce termin ten ma raczej znaczenie marketingowe, podkreślając bardzo zbliżone do zera napięcie na wyjściu (napięcie niezrównoważenia rzędu pojedynczych mV).

Przetworniki A/C

Dzięki nowoczesnym technologiom CMOS, dostępne są przetworniki analogowo-cyfrowe kategorii „micropower”, dedykowane do urządzeń bateryjnych. Przy zasilaniu napięciem 1,6...5V pobierają one prąd rzędu kilkudziesięciu do kilkuset μA w stanie pełnej aktywności, oraz znacznie poniżej 1 μA w stanie uśpienia. Tak jak w przypadku wzmacniaczy operacyjnych, występuje proporcjonalność poboru prądu do szybkości pracy przetwornika. W zakresie rozdzielczości 8-10-12 bitów dominuje przetwarzanie metodą sukcesywnej aproksymacji (SAR), a dla wyższych rozdzielczości są stosowane przetworniki całkujące Delta/Sigma.



Rysunek 22. Przetwornik ADS7866



Rysunek 24. Obwody kluczujące z dwoma tranzystorami

W pierwszej grupie jest rodzina przetworników ADS7866-68 (rysunek 22). Rozdzielczość przetworników ADS7866/67/68 wynosi odpowiednio 12/10/8 bitów, a maksymalna szybkość przetwarzania od 200 tysięcy SPS (próbek na sekundę) dla 7866 do 280 tysięcy SPS dla 7868. Przetworniki pracują przy napięciu zasilania 1,6...3,6 V, pobór prądu dla ADS7866 wynosi 385 μ A przy częstotliwości przetwarzania 200000 SPS i 39 μ A przy 20000 SPS (przy zasilaniu 3,6 V). Do komunikacji z mikrokontrolerem służy szybki interfejs SPI, a sygnał zegarowy SCLK jest wykorzystywany do taktowania pracy przetwornika. Przy braku sygnału SCLK przetwornik automatycznie przechodzi w stan uśpienia, z poborem prądu 8 nA.

Do drugiej grupy należy 16-bitowy przetwornik ADS1100 (rysunek 23), oraz ADS1000, jego tańsza 12-bitowa wersja. Układ wyposażony jest we wzmacniacz z wejściem różnicowym, z cyfrowo programowalnym wzmocnieniem 1, 2, 4, 8. Stwierdzenie, że wejściowy wzmacniacz PGA zwiększa rozdzielczość przetwornika A/C byłoby nadużyciem, ale przy założeniu stałego błędu względnego pomiaru, rozdzielczość 16-bitowego przetwornika ADS1100 odpowiada rozdzielczości 19-bitowej, a wzmacniacz eliminuje problemy z pomiarem bardzo małych napięć. Częstotliwość przetwarzania wynosi 8, 16, 32 lub 128 SPS, przy czym efektywna rozdzielczość przetwornika zmienia się od 16 bitów przy 8 SPS do 12 bitów przy

128 SPS. Pobór prądu układów ADS1100 i ADS1000 wynosi 90 μ A w stanie aktywnym i 50 nA w stanie stand-by. Pomiar jest w pełni różnicowy, tzn. reprezentacja cyfrowa próbki uwzględnia polaryzację napięcia na wejściu. Dzięki temu układy ADS1000 i ADS1100 doskonale nadają się do współpracy z czujnikami mostkowymi. Możliwa jest także praca w trybie unipolarnym (z wejściem VIN- dołączonym do masy), jednak w takiej konfiguracji rozdzielczość jest mniejsza o 1 bit.

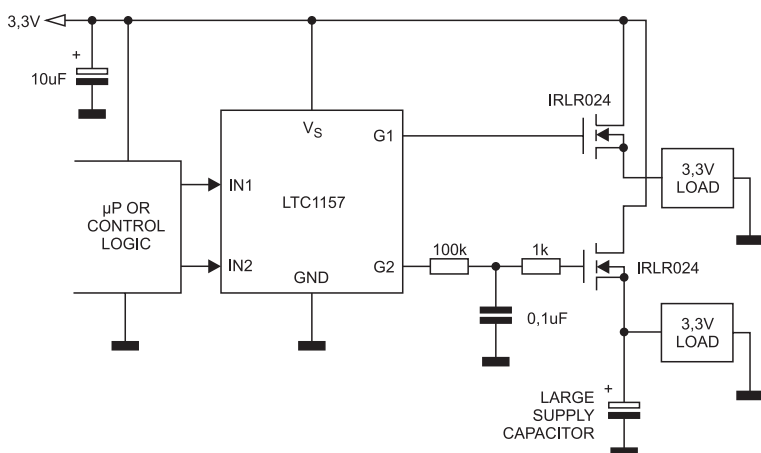
Sterowanie układów wykonawczych

Wiele urządzeń elektronicznych z zasilaniem bateryjnym zawiera układy wykonawcze (silniki, elektromagnesy), które są załączane chwilowo, ale pobierają prąd o natężeniu od kilkuset mA do kilku amperów. Jeżeli napięcie zasilania układu jest bardzo niskie, to może okazać się, że łatwiej zdobyć silnik lub elektromagnes na napięcie 3 V, niż zaprojektować dla niego układ sterowania. Spadek napięcia 0,3 V na elemencie kluczującym, to przecież 10% napięcia zasilania, czyli sprawność układu wyniesie w tym przypadku 81%. Jeżeli moc tracona w elemencie kluczującym ma być mniejsza niż 10%, to spadek napięcia nie może przekroczyć 150 mV przy zasilaniu 3 V. Tranzystory bipolarnie spełniają ten warunek dla prądów obciążenia do kilkuset mA. Przykładowo: z charakterystyk tranzystora BC337 wynika, że napięcie nasycenia $U_{CEsat} = 150$ mV występuje przy

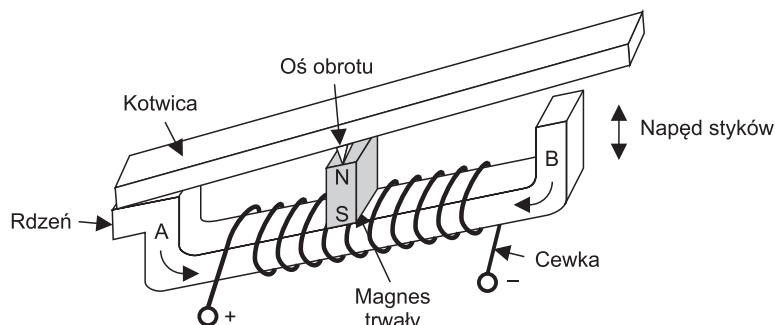
prądzie kolektora 150 mA. Niestety, dla uzyskania małych napięć nasycenia wymagane jest silne przesterowanie tranzystora (w katalogach podaje się wartości U_{CEsat} dla stosunku $I_C / I_B = 10$ do 20). Dla BC337 można uzyskać dobre efekty przy $I_C = 100$ mA oraz $I_B = 5$ mA, co umożliwiłoby wysterowanie tranzystora bezpośrednio ze standardowego wyjścia cyfrowego CMOS. W przypadku większych prądów obciążenia straty mocy w układzie sterowania będą bardzo duże. Na przykład dla BD243 napięcie nasycenia 150 mV przy prądzie 1,5 A wymaga prądu bazy 135 mA. W tym przypadku nie można zastosować układu Darlingtona ze względu na spadek napięcia >1 V, a przy innych obwodach sterujących (rysunek 24) moc tracona w obwodzie sterowania będzie na poziomie 9...10% mocy obciążenia. W obwodach z rysunku 24 tranzystor T1 nie pracuje w głębokim nasyceniu, a więc jego prąd bazy będzie poniżej 1 mA. Wartość R2 należy dobrać tak, aby prąd bazy T2 nie był większy niż jest potrzebny (10% prądu obciążenia).

Użycie tranzystorów MOSFET jest korzystniejszym rozwiązaniem, lecz zasilanie 3 V może nie wystarczyć do uzyskania odpowiedniego napięcia bramki UGS. Nawet tranzystory o obniżonym napięciu progowym (kategoria „logic level”) mają definiowane charakterystyki wyjściowe dla $U_{GS} = 4$ V. Należy pamiętać, że przy napięciu progowym (V_{GS} threshold voltage) tranzystor dopiero zaczyna przewodzić, natomiast do uzyskania katalogowej wartości rezystancji kanału $R_{DS(ON)}$ wymagane jest wyższe napięcie bramki. Jedynie wybrane typy tranzystorów spełniają odpowiednie warunki, np. IRL6201 ma rezystancję $R_{DS(ON)} = 2,75$ m Ω przy $U_{GS} = 2,5$ V i maksymalnym prądzie drenu $I_D = 22$ A. Przy obciążeniu 10 A daje to spadek napięcia 27,5 mV, czyli założone wymagania są spełnione z dużym zapasem. Dla mniejszych obciążeń można zastosować tranzystor MOSFET typu IRLML2402G, z $R_{DS(ON)} = 0,35$ Ω przy $U_{GS} = 2,7$ V i $I_D = 0,45$ A (spadek napięcia 157 mV). Podane typy tranzystorów mogą być trudno dostępne u polskich dystrybutorów, ale technologia niskoprogowych tranzystorów MOSFET jest intensywnie rozwijana i w najbliższym czasie można spodziewać się poszerzenia oferty producentów.

Inną alternatywą jest zastosowanie specjalizowanego sterownika tranzystorów MOSFET z podwajaczem napięcia. Na rysunku 25 przedstawiono aplikację podwójnego sterownika LTC1157. Wbudowana pompa ładunkowa zapewnia napięcia sterujące bramek od 4 V do 10 V, przy zasilaniu odpowiednio 2,7...5,5 V. Na rysunku przedstawiona jest konfiguracja z tranzystorami N-MOS od strony plusa zasilania



Rysunek 25. Podwójny sterownik tranzystorów MOSFET



Rysunek 26. Budowa przekaźnika bistabilnego

(tzw. *high side switch*), wymagająca zastosowania tranzystorów o niskim napięciu progowym. Jeżeli tranzystory kluczujące będą dołączone do masy (*low side switch*), to można zastosować standardowe tranzystory MOSFET. Obwód RC na wyjściu G2 służy do wydłużenia czasu załączania tranzystora w przypadku dużych pojemności obciążenia. Sterownik LTC1157 pobiera prąd 3 μA w stanie spoczynkowym i 80 μA w stanie aktywnym.

Kluczowanie układów wykonawczych za pomocą stabilizatorów napięcia

W niektórych aplikacjach może być korzystniejsze podłączenie obciążenia do masy i kluczowanie od strony plusa zasilania. Można do tego wykorzystać scalone stabilizatory napięcia LDO, z wejściami sterującymi (ENABLE lub ON/OFF). Zaletą takiego rozwiązania jest stabilizacja napięcia na obciążeniu oraz wbudowane zabezpieczenie prądowe i termiczne.

Przykład 1. Mikrosilnik DC na napięcie 3 V jest zasilany z baterii 4,5 V. Dzięki stabilizacji, prędkość obrotowa silnika i pobór prądu nie będą zależne od stopnia rozładowania baterii. Bez tej stabilizacji, przy napięciu baterii 4,5 V silnik byłby przeciążony i pobierałby prąd wyższy od znamionowego. Z drugiej strony, gdyby zastosować silnik o napięciu znamionowym 4,5 V, to miałby on niższą prędkość i moment obrotowy przy częściowym rozładowaniu baterii. Można dobrać liniowy stabilizator LDO z minimalnym spadkiem napięcia rzędu 100...200 mV, jednak w opisanym przykładzie sprawność wyniesie ok. 60% przy napięciu wejściowym 4,5 V i będzie rosła w miarę spadku napięcia baterii. Sprawność układu będzie wyższa, jeżeli zastosujemy stabilizator impulsowy, na przykład MAX8625A. Jest to stabilizator obniżająco/podwyższający o napięciu wyjściowym 3,3 V (można je zmienić dołączając zewnętrzny dzielnik rezystorowy). Maksymalny prąd obciążenia wynosi 0,8 A dla napięć wejściowych z zakresu 2,7...5,5 V. Prąd spoczynkowy w stanie wyłączenia stabilizatora wynosi 0,1 μA .

Przykład 2. W urządzeniu zasilanym z baterii 3 V zastosowano siłownik elektromagnetyczny z dużym zapasem mocy. Do prawidłowej pracy wystarczyłoby zasilanie siłownika napięciem 2,5 V. Stosując stabilizator liniowy LDO z napięciem wyjściowym 2,5 V, można obniżyć pobór mocy przez elektromagnes o ponad 15%, bez ryzyka nieprawidłowego działania w warunkach częściowego rozładowania baterii. W przypadku zastosowania stabilizatora impulsowego MAX8625A, oszczędność będzie jeszcze większa – elektromagnes zużyje ok. 81% mocy znamionowej (uwzględniając 85% sprawność przetwarzania stabilizatora).

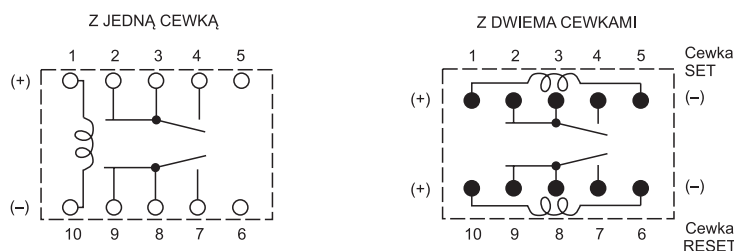
Przekaźniki bistabilne

Przekaźniki bistabilne (polaryzowane) z podtrzymaniem magnetycznym są stosowane od kilkudziesięciu lat, ale obecnie są rzadko używane przez konstruktorów. Zastosowanie tych przekaźników w układach energooszczędnych może być bardzo korzystne, ponieważ pobierają one prąd tylko w momencie przełączania. Budowę przekaźnika bistabilnego zilustrowano na **rysunku 26**. Dzięki zastosowaniu magnesu trwałego, ruchoma kotwica „przykleja się” do jednego z nabiegunków rdzenia, zamykając obwód magnetyczny A. Jeżeli przez cewkę popłynie prąd w takim kierunku, aby strumień magnetyczny cewki był skierowany przeciwnie i większy niż strumień magnesu, to kotwica zmieni położenie, zamykając strumień magnetyczny B. Każdy impuls prądowy o odpowiedniej polaryzacji spowoduje zmianę położenia kotwicy na przeciwnie. Przekaźniki bistabilne występują w dwóch wersjach: z jedną cewką, wymagającą impulsów o zmiennej polaryzacji, oraz z dwiema cewkami uni-

polarnymi (**rysunek 27**). Przedstawiony na rysunku miniaturowy przekaźnik AZ850 (prod. ZETTLER) jest oferowany w obu wersjach, cewki mogą mieć napięcia robocze od 3...24 V. Dla cewek 3 V parametry impulsu przełączającego są następujące: czas trwania minimum 10 ms, natężenie prądu 35 mA dla jednej cewki i 70 mA dla wersji dwucewkowej. Przekaźnik z dwiema cewkami pobiera większy prąd, ale do jego sterowania wystarczy dwa tranzystory małej mocy. W wersji jednocewkowej należy zastosować układ mostkowy, co jest kłopotliwe przy niskich napięciach zasilania: napięcie cewki jest mniejsze od napięcia zasilania o sumę napięć nasycenia dwóch tranzystorów. Styki miniaturowych przekaźników bistabilnych mogą przełączać prąd od 1 do kilku amperów, także przy napięciu sieciowym 230 V. Przekaźniki te są stosowane, między innymi, w niektórych typach dostępnych w handlu programowanych wyłączników czasowych. Zasilanie baterijne wyłącznika czasowego (lub układu zdalnego sterowania obciążeniem) pomimo dostępności napięcia sieci wcale nie jest złym pomysłem – rezygnacja z zasilacza sieciowego obniża koszt urządzenia i ułatwia spełnienie wymagań ochrony przeciwporażeniowej. Dzięki zastosowaniu przekaźnika polaryzowanego i mikrokontrolera o bardzo małym poborze prądu, dwie baterijki R03 wystarczają na kilka lat pracy urządzenia.

Niestety, przekaźniki bistabilne mają też wady. Najważniejszą jest ryzyko zmiany stanu przekaźnika pod wpływem silnego wstrząsu lub uderzenia. Urządzenia elektroniczne zasilane z baterii są zazwyczaj przenośne, a więc narażone na wstrząsy. Co prawda w najnowszych konstrukcjach przekaźników bistabilnych odporność na udary mechaniczne jest dość duża, jednak należałoby monitorować stan przekaźnika za pomocą dodatkowego zestyku lub pomiaru napięcia na obciążeniu. Podobnie jest w momencie włączenia urządzenia – stan przekaźnika jest nieokreślony. Kolejną wadą są wymiary i ciężar, szczególnie w porównaniu z kluczami elektronicznymi wykonanymi w technologii SMD. Mimo to, w wybranych zastosowaniach przekaźniki bistabilne mogą być korzystną alternatywą dla kluczy tranzystorowych.

Jacek Przepiórkowski



Rysunek 27. Przekaźnik bistabilny AZ850 w wersji jedno- i dwucewkowej