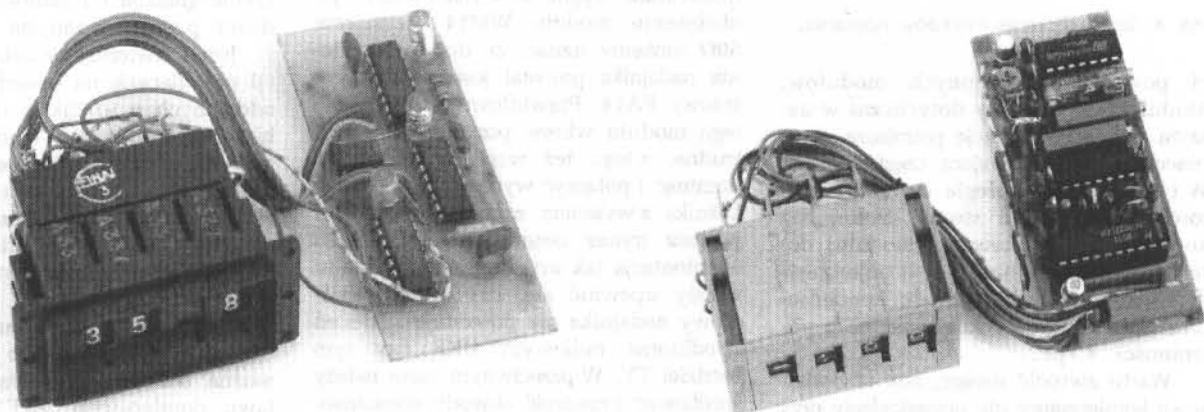


W układach elektronicznej użytkowej i przemysłowej często zachodzi potrzeba ręcznego nastawiania wartości analogowej - najczęściej napięcia. Eleganckim rozwiązaniem jest użycie cyfrowego nastawnika dziesiętnego.

Nastawnik dziesiętny

kit AVT-150



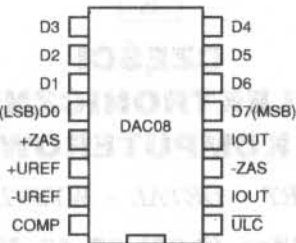
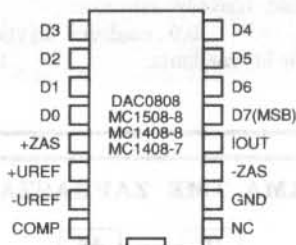
Przetworniki cyfrowo-analogowe pracują w kodzie binarnym, nastawnik dziesiętny natomiast w prostym lub zanegowanym kodzie BCD lub kodzie 1 z 10. W artykule przedstawiono dwa praktyczne rozwiązania tego zagadnienia.

Pierwsza fotografia w artykule przedstawia prosty układ zawierający podwójny i pojedynczy nastawnik, który w założeniu ma stanowić uzupełnienie uniwersalnego termometru-regulatora opisanego w poprzednich numerach EP. Jest on tak prosty, że traktujemy go jak szkolny przykład. Druga fotografia pokazuje układ o bardzo szerokich możliwościach, który pozwala nastawić napięcie w zakresie od -199 do +199 jednostek, czyli ma 399 możliwych stanów, a wszystko to na jednym ośmiobitowym przetworniku DAC0832. Dzięki podwójnemu buforowaniu wejściowych danych cyfrowych układ może także stanowić wartościowy moduł dziewięciobitowego przetwornika C/A w systemie mikroprocesorowym. Ceną właściwością jest także możliwość pracy jako prawdziwy potencjometr cyfrowy. Niski koszt podzespołów oraz mała płytka, mieszcząca się „na stojąco” w standardowej obudowie z tworzywa, pozwolą wykorzystać moduł w wielu różnorodnych konstrukcjach.

Układ pokazany na pierwszej fotografii zawiera trzy popularne przetworniki C/A typu DAC-08. W każdym z nich wykorzystane są tylko cztery najstarsze bity. Używając nastawnika dziesiętnego wykorzystuje się

więc 10 spośród 256 możliwych stanów. Jest to niewątpliwa rozrzutność, ale ponieważ sam układ jest bardzo prosty, pewnie zainteresuje niektórych Czytelników. Przypomnijmy więc zasadę działania układu DAC-08 i podobnych. Działanie tego ośmiobitowego przetwornika oparte jest na metodzie podziału prądu z wykorzystaniem kluczy cyfrowych i drabinki rezystorów R-2R. Uproszczony schemat wewnętrzny był podany w artykule „Karta dźwiękowa do PC” (EP 12/93 str. 63, rys. 2). Wyjściowy prąd $I_{out} = I_{ref} \times N/256$, gdzie N to liczba binarna podana na wejścia cyfrowe (logika dodatnia), a I_{ref} to prąd odniesienia płynący przez końcówkę +Vref. Prąd wyjściowy I_{out} może zmieniać się od 0 do $255/256 \times I_{ref}$. Podobnie zmienia się prąd drugiego wyjścia I_{out2} , ale jest on odwrotnie proporcjonalny do liczby N. Zauważmy jednak, że jeśli umówimy się, iż liczba N podana jest w logice ujemnej, to prąd wyjściowy I_{out2} będzie proporcjonalny do tej liczby. Ceną tę właściwość wykorzystamy w drugim układzie z kostką DAC0832. Podajmy jeszcze najważniejsze parametry układu scalonego DAC-08:

- napięcie zasilania $U_{zas}: \pm 4,5V \dots \pm 18V$;



Rys. 1. Obudowy i rozkłady wyprowadzeń popularnych przetworników C/A

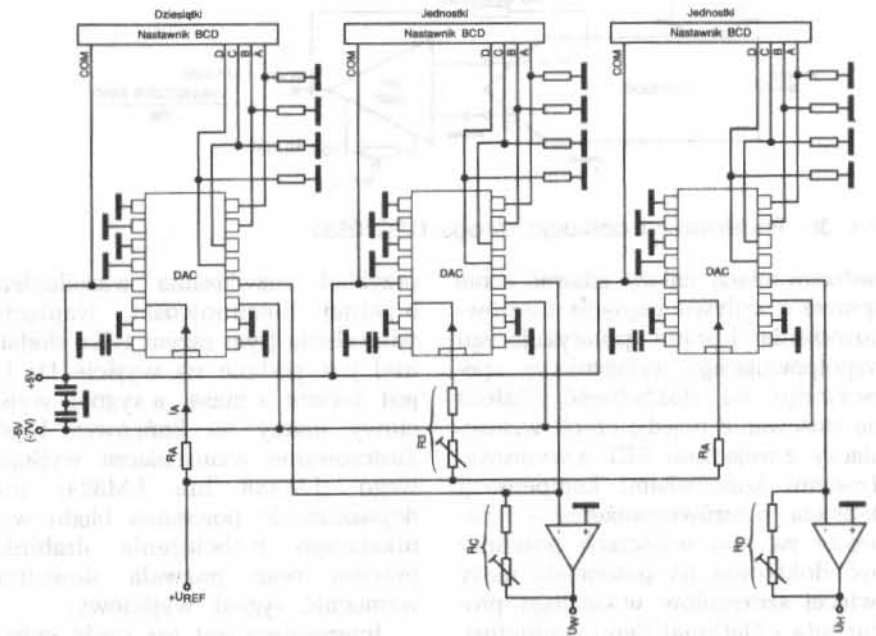
- prąd odniesienia (k.14) I: max. 5mA, typ. 2mA;
- prąd zasilania dodatni (k.13): max. 4mA;
- prąd zasilania ujemny (k.3): max. 8mA;
- czas ustalania odpowiedzi: typ. 70ns, max. 135ns.

Do końcówki 16 należy dołączyć kondensator kompensujący (typowa wartość 10nF). Można stosować źródło ujemnego napięcia odniesienia - rezystor Rref należy włączyć między końcówkę „+Vref” a masę, a napięcie odniesienia podać na końcówkę 15 „-Vref” - dodatkową zaletą jest tu obciążenie źródła tylko prądem polaryzacji wejścia -Vref (max. 3μA). Szczególnie wtedy należy pamiętać, że napięcia na wejściach analogowych 14 i 15 muszą być co najmniej o 3V wyższe niż ujemne napięcie zasilania. Tak samo, aby uniknąć nasycenia tranzystorów wyjściowych, napięcie wyjść (k.2, k.4) musi być odpowiednio wyższe od ujemnego napięcia zasilania o wartość zależną od prądu odniesienia - przy 2mA będzie to min. 4,5V. Zazwyczaj oba wyjścia są na potencjale masy.

Końcówka 1 służy do ustawiania napięcia progu logicznego. Zwarcie jej do masy daje poziomy standardowe TTL.

Wiekowy już DAC-08 jest układem szybkim (70ns). Zasłużenie cieszy się dobrą opinią, ale i sporo kosztuje. Istnieje kilka podobnych wolniejszych i tańszych przetworników, które w wielu wypadkach wprost mogą go zastąpić. Różnica polega na tym, że nie ma tam końcówki ustawiającej napięcie progu logicznego oraz wyjście Iout\ jest na stałe dołączone do masy. **Rysunek 1** pokazuje rozkłady wyprowadzeń wymienionych układów.

Rysunek 2 przedstawia schemat nastawnika. Układ ten (taki jak na pierwszej fotografii) został wykonany do ewentualnego zastosowania jako moduł, wchodzący w skład uniwersalnego termometru-regulatora, nastawiający temperaturę i histerzę. Ponieważ jednak we wszystkich dotychczasowych wykonaniach regulatorów zastosowany był wyświetlacz, zatem umieszczenie cyfrowego nastawnika przypominałoby noszenie do spodni zarówno paska, jak i szelk. Nastawnik cyfrowy zastosujemy niedługo, gdy wspólnie zbudujemy komorę klimatyczną do testowania układów elektronicznych.



Rys. 2. Schemat elektryczny nastawnika

Układ z rysunku 2 wykorzystuje zewnętrzne napięcie odniesienia. Rezystory RA ustalają prąd odniesienia 2mA, natomiast przez RB ma płynąć prąd dokładnie dziesięć razy mniejszy. RC określa zakres napięcia wyjściowego (podobnie RD). W zasadzie można w ten sposób zbudować nastawnik trzycyfrowy, ale układ nastawiający setki (prąd odniesienia 2mA) musi mieć dokładność 0,1%, np. Philipsa DAC-08 z literą H (litera C po oznaczeniu wskazuje na dokładność (liniowość) 0,39%, litera E - 0,19%).

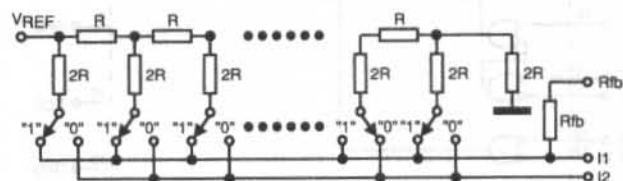
Wyjaśnijmy jeszcze, że wszystkie przetworniki pokazane na rysunku 1 można śmiało stosować do takiego układu.

Przejdźmy teraz do drugiego rozwiązania układowego (fotografia druga).

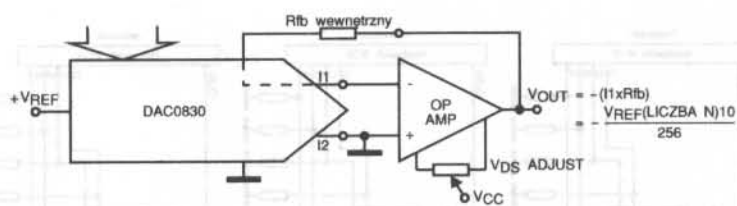
Najpierw omówmy sam przetwornik DAC 0832.

Jest to układ wykonany w technologii CMOS, wejścia cyfrowe są jednak kompatybilne z wejściami TTL. Zasilany jest - co ważne - pojedynczym napięciem dodatnim 5...15V. Jest przy tym istotne, że

niezależnie od napięcia zasilania napięcie odniesienia Uref może mieścić się w zakresie -10V...+10V. W praktyce oznacza to możliwość podania na wejście Uref także napięć zmiennych przy zasilaniu unipolarnym. Budowę części analogowej pokazuje **rysunek 3a**. Rezystory drabinki nie są rezystorami dyfuzyjnymi w krystalach półprzewodnika, tylko cienkowarstwowymi, chromowymi, a umieszczone są na powierzchni chipu. Podczas pracy w trybie prądowym wyjścia I1, I2 są na potencjale masy - przemienne napięcie odniesienia wywoła w nich przepływ prądu w obu kierunkach. Jest to lepsze rozwiązanie niż w układzie DAC-08 - tam prąd może tylko wpływać do wyjścia. Tu jasno widać dlaczego układ nazywany jest mnożycem - prąd wyjściowy jest wynikiem mnożenia analogowego sygnału odniesienia i liczby N podanej na wejścia cyfrowe (dokładniej jest to ułamek N/256). Tak więc już podstawowa aplikacja podana na **rysunku 3b** jest jednocześnie układem potencjometru sterowanego cyfrowo: W precyzyjnych



Rys. 3a. Budowa części analogowej przetwornika C/A



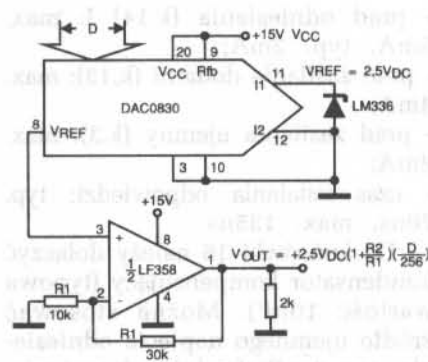
Rys. 3b. Podstawowa aplikacja układu DAC 0830

zastosowaniach należy zdawać sobie sprawę z wpływu napięcia niezrównoważenia i prądu polaryzującego współpracującego wzmacniacza operacyjnego na dokładność. Zaleca się stosowanie pojedynczych wzmacniaczy z wejściami końcówkami kompensacji napięcia niezrównoważenia - napięcia na obu wyjściach powinny być dokładnie na potencjale masy (więcej szczegółów w katalogu producenta - National Semiconductor). Zaleca się też używanie w pętli sprzężenia wzmacniacza rezystora R_{fb} z układu DAC. Rezystor ten, mając taki sam współczynnik temperaturowy jak rezystory drabinki, minimalizuje wpływ temperatury. Ma on również taką samą wartość ($15 \pm 5k\Omega$) jak drabinka z dokładnością 0,2%. Także taką samą rezystancję ma wejście U_{ref} widziane z zewnątrz. Zauważmy, że choć napięcie U_{ref} może być podczas pracy w trybie prądowym większe od unipolarnego napięcia zasilania przetwornika, wzmacniacz operacyjny musi być jednak zasilany napięciem bipolarnym i to na tyle dużym, aby jego wyjście nie weszło w nasycenie. Napięcie wyjściowe w takim układzie będzie wynosiło $U_{wy} = U_{ref} \times (N/256)$. Praktycznie nie wykorzystujemy wtedy zalet zasilania unipolarnego. Na rysunku 3c pokazany jest bardzo interesujący i pożyteczny

przykład rozwiązania z zasilaniem o jednej biegunowości. Napięcie odniesienia (tym razem tylko dodatnie) jest podane na wyjście I1; I2 jest zwarte z masą, a sygnał wyjściowy mamy na końcówce U_{ref} . Zastosowanie wzmacniacza wyjściowego (LM358 lub LM324) nie dopuszcza do powstania błędu wynikającego z obciążenia drabinki prądem oraz pozwala dowolnie wzmacnić sygnał wyjściowy.

Interesująca jest też część cyfrowa pokazana na rysunku 4. Wbudowanie dwóch rejestrów zatraskowych, lub - jak częściej mówimy - latchów, umożliwi np. wpisanie z mikroprocesora danych do pierwszego latchinga kolejno w kilku takich przetwornikach, a następnie, dzięki wspólnym liniom sterującym $WR2 \setminus$ lub $XFER \setminus$, dokonanie jednoczesnej zmiany danych we wszystkich przetwornikach. Przy pojedynczym buforowaniu wykorzystuje się zwykle wejście $WR1 \setminus$, drugi latching pozostaje „przezroczysty“ ($CS \setminus = WR2 \setminus = XFER \setminus = L, ILE = H$). Do pracy bez buforowania należy ustawić $ILE = H$, pozostałe L.

- A oto pozostałe istotne parametry:
- maksymalny błąd nieliniowości: 0,2%;
 - współczynnik temperaturowy skali: max. 0,0006% (przy użyciu R_{fb});
 - czas ustalania odpowiedzi: 1 μ s;



Rys. 3c. Przykład unipolarnego zasilania układu DAC0830

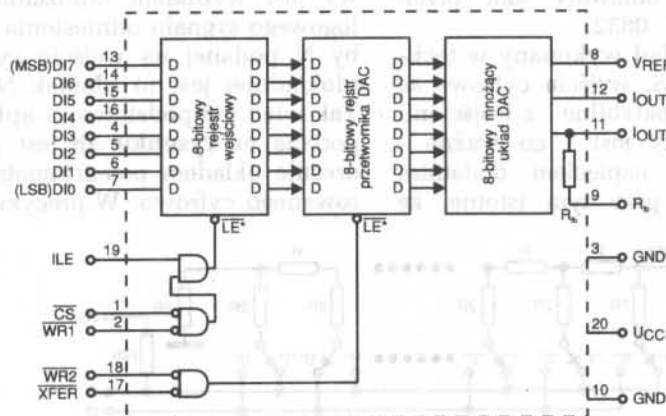
- prąd zasilania: max. 2mA.

Tak uniwersalny układ przyda się w pracowni każdego elektronika.

Popatrzmy teraz na schemat elektryczny naszego modułu nastawnika (rysunek 5). Podzielmy przede wszystkim osiem cyfrowych linii wejściowych na dwie, nazwijmy to, liczby - starszą przedstawiającą dziesiątki (D4-D7) i młodszą - jednostki (D0-D3). Po angielsku zwię się je nibbles - ogryzki. Dla ułatwienia, w tabeli 1 pokazaliśmy, jak stany na poszczególnych liniach wejściowych zmieniają napięcie wyjściowe w przetworniku binarnym, a jak powinny w dziesiętnym. Celowo przyjęliśmy takie dziwne przykładowe jednostki, aby bardziej przystępnie pokazać istotę sprawy. Używając nastawnika dziesiętnego wykorzystamy tylko kody 0...9 spośród możliwych szesnastu. Z liczbą starszą nie ma problemu, po prostu nie wszystko wykorzystujemy. Widzimy w tabeli, że wagi bitów młodszej liczby są mniejsze niż potrzeba. Należy więc „dodać znaczenia“ czterem młodszy bitom. To właśnie realizuje fragment układu ze wzmacniaczem II. Nie jest to jednak takie proste, jak się wydaje. Napięcie odniesienia przetwornika scalonego pochodzi z precyzyjnego źródła oznaczonego na schemacie REF, dodatkowy układ „dodający znaczenia“ młodszym bitom

Tab. 1.

	binarny	dziesiętny
D7	80	80
D6	40	40
D5	20	20
D4	10	10
D3	5	8
D2	2,5	4
D1	1,25	2
D0	0,625	1



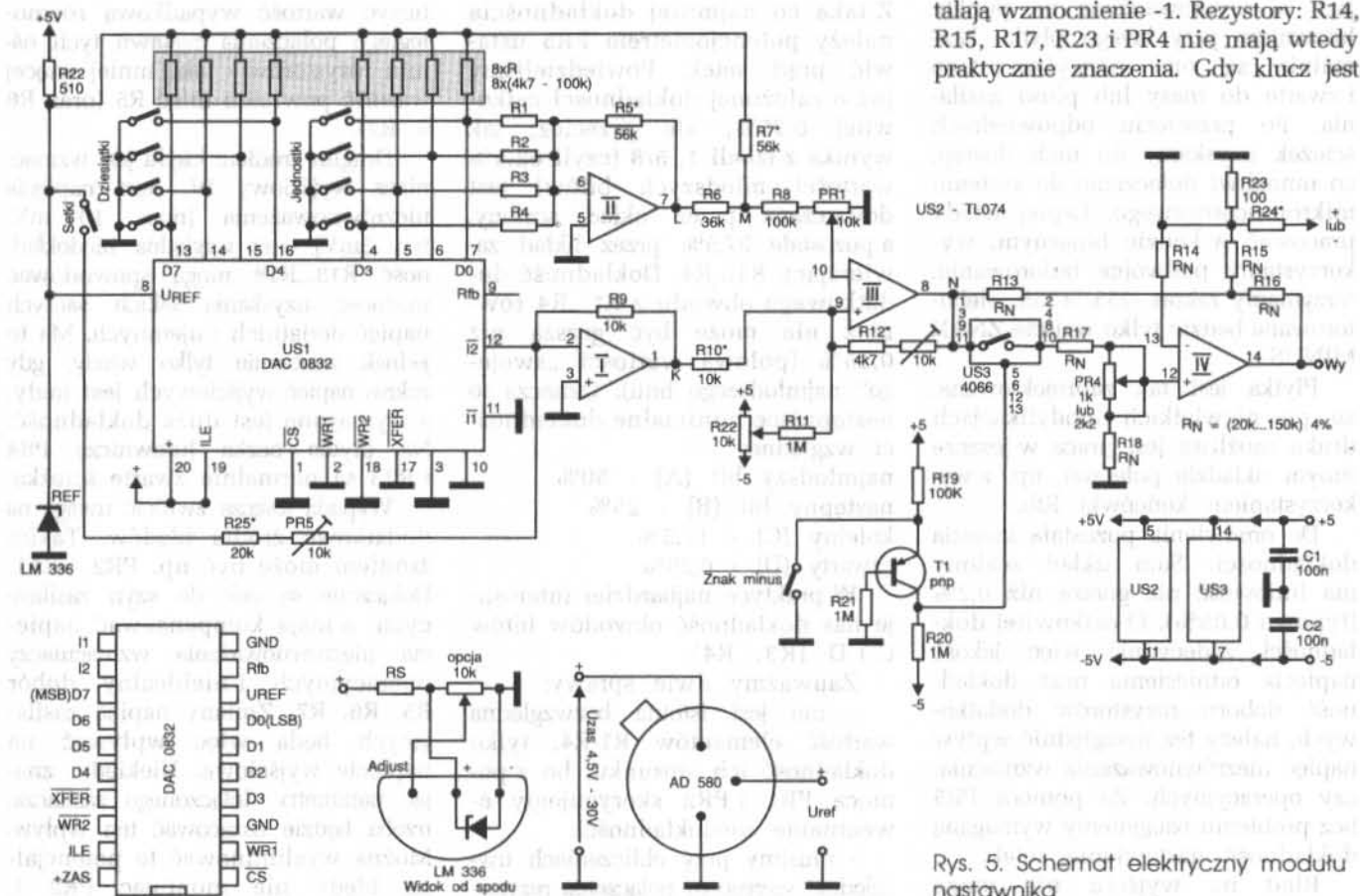
Rys. 4. Budowa części cyfrowej przetwornika C/A

też powinien z niego korzystać. A do dyspozycji mamy tylko styki nastawnika, na których mają być tylko poziomy logiczne H i L. Zastosowanie czterech dodatkowych kluczy analogowych (4066) stworzyłoby kłopoty ze sterowaniem i zmienną rezystancją przejścia. Pewien kłopot wynika też z „podciągnięcia” wejść cyfrowych; według katalogu, przy niskim poziomie logicznym, z wejścia może wypływać prąd do 200µA (mówiliśmy, że dostosowano je do standardu TTL). Przy logice dodatniej należałoby te wejścia „ściągać” do masy zewnętrznymi rezystorami - nie sposób zachęcać kogokolwiek do skalibrowania takiego układu. W ten sposób doszliśmy do istoty przedstawionej koncepcji. Po pierwsze, stosujemy logikę ujemną i korzystamy z wyjścia I2, gdzie otrzymamy prąd proporcjonalny do zadanej liczby. Po drugie -połączymy cyfrowe nastawianie młodszej liczby z analogowym „dodawaniem znaczenia”. Jest to możliwe, ponieważ - jak wspomnieliśmy - zgodnie ze standardem TTL napięcie powyżej 2V jest traktowane jako poziom wysoki. Należy tylko użyć źródła napięcia odniesienia

większego niż 2V. Może to być np. LM385 (2,5V) lub LM336. Autor zastosował posiadany AD580. W mniej dokładnych aplikacjach napięciem odniesienia może być dodatnie napięcie zasilania (należy wtedy odpowiednio zmniejszyć wartości kilku rezystorów, aby nie wejść w nasycenie wzmacniaczy).

W naszym układzie z wyjścia I2 wypływa prąd wprost proporcjonalny do nastawionych liczb. Dodatkowo nastawnik setek (tylko jeden styk) może też dostarczyć prądu ustawionego przez PR5. Napięcie na wyjściu wzmacniacza I (punkt K) przybiera więc wartości ujemne (począwszy od zera). Za wzmacniaczem III (punkt N) otrzymamy napięcie dodatnie proporcjonalne do nastawionych liczb. Współczynnik skali (czyli zakres) ustalimy za pomocą wieloobrotowego potencjometru montażowego PR3. W modelu wynosiło to 10mV na cyfrę, co daje w punkcie N zakres 0...1,99V. Gdy wszystkie styki nastawnika młodszej liczby są otwarte (nastawione zero jednostek), wtedy prądy płyną przez cztery rezystory drabinki 8xR i dalej przez R1...R4. R5 jest tak dobrany, że napięcie na wyjściu wzm. II (punkt L) wynosi około -Uref. Ponieważ

wartość R6 jest równa wartości R7, to w punkcie połączenia R6, R7, R8 (punkt M) napięcie jest bliskie zera. Gdy nastawiona zostanie liczba jednostek różna od zera, niektóre styki zostaną zwarte i zmniejszy się prąd przez R5. W konsekwencji spowoduje to wzrost napięcia w punkcie L w kierunku zera i pojawienie się napięcia dodatniego w punkcie M. Drobny ułamek tego napięcia, podany na wejście nieodwracające wzmacniacza III, „dodaje znaczenia” młodszym bitom przetwornika scalonego. Potencjometr PR2, służący do zerowania, pozwala uzyskać na wyjściu dokładnie 0V przy ustawieniu nastawnika na liczbę zero. Wzmacniacz IV z kluczem z czterech połączonych równolegle przełączników układu 4066 ma wzmocnienie +1 lub -1 sterowane sygnałem logicznym. Przewidziano równoległe połączenie R14 i R15 tylko dlatego, żeby użyć jednakowych rezystorów R13...R18 o wąskiej tolerancji. I tu nie ma znaczenia ich bezwzględna wartość (byłoby była ponad trzy rzędy wielkości większa niż rezystancja włączanego klucza US3), a tylko ich stosunek. Przy otwartym kluczu wejście nieodwracające wzmacniacza IV ma potencjał masy i R13 wraz z R16 ustalają wzmocnienie -1. Rezystory: R14, R15, R17, R23 i PR4 nie mają wtedy praktycznie znaczenia. Gdy klucz jest



Rys. 5. Schemat elektryczny modułu nastawnika

zamknięty, na suwaku PR4 występuje połowa napięcia z punktu N. Na wejściu odwracającym (nóżka 13) musi być tyle samo, nastąpi to gdy napięcia w punkcie N i na wyjściu WY będą równe - zauważmy dzielnik połączonych równolegle par rezystorów R14 i R15 oraz R13 i R16, a R23 o bardzo małej wartości (100Ω) nie ma tu większego znaczenia. R23 i R24 mogą być zastosowane, gdy wymagana jest duża dokładność - posłużą do kompensacji napięcia niezrównoważenia wzmacniacza IV, aby przy nastawionej liczbie zero, niezależnie od nastawionej biegunowości, na wyjściu było dokładnie 0V. Na płycie R23 jest przewidziany, ale oczka lutownicze są zwarte odcinkiem ścieżki. Transzystor steruje kluczem US3 - w spoczynku T1 przewodzi i wzmocnienie stopnia wynosi +1, po zwarciu jego emitera do masy zatyka się on i otwiera klucz US3 dając wzmocnienie -1.

W modelu na fotografii zakres napięć wyjściowych wynosi -199...+199. Gdy wystarczy węższy zakres, można zrezygnować z setek lub ze zmiany biegunowości. Niektórych elementów nie trzeba wtedy montować. Ponadto druk jest tak wykonany, że cyfrowe wejścia sterujące są wyprowadzone na punkty lutownicze przy brzegu płytki. Normalnie są one niewykorzystane i zwarte do masy lub plusa zasilania. Po przecięciu odpowiednich ścieżek uzyskamy do nich dostęp, co umożliwi dołączenie do systemu mikroprocesorowego. Lepiej wtedy pracować w kodzie binarnym: wykorzystamy podwójne buforowanie, otrzymamy zakres -255...+255, niebuforowane będzie tylko wejście ZNAK MINUS.

Płytkę jest tak zaprojektowana, że po niewielkich modyfikacjach druku możliwa jest praca w jeszcze innym układzie połączeń, np. z wykorzystaniem końcówki Rfb.

Do omówienia pozostała kwestia dokładności. Sam układ scalony ma liniowość nie gorszą niż 0,2% (typowo 0,05%). O całkowitej dokładności zadecydują więc jakość napięcia odniesienia oraz dokładność doboru rezystorów dodatkowych, należy też uwzględnić wpływ napięć niezrównoważenia wzmacniaczy operacyjnych. Za pomocą PR5 bez problemu osiągniemy wymaganą dokładność nastawienia setek.

Błąd na wyjściu nie może

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

PR1...PR3, PR5: 10kΩ, wielobrotowy, montażowy
 PR4: 2,2kΩ, montażowy cermet lub ew. węglowy
 8xR, R1, R2, R3, R4, R5: dobierane dowolnie, aby stosunek rezystancji w gałęziach A, B, C, D wynosił 8R:4R:2R:1R (R - 47...240kΩ); 8xR nie musi być gotową drabinką (8x10k...47k) - można dać pojedyncze rezystory MFR lub MŁT 0,125W (np. 8 szt 47kΩ + (78k=(2x39k), 200k, 470k, 1M) co daje w sumie 1047k, 517k, 247k, 125k).
 R6 = R7: 10...100kΩ, MFR lub MŁT
 R8, R19: 47...100kΩ, MŁT
 R9, R10: 10kΩ (9,09...12,7k), MFR lub MŁT
 R11, R20, R21: 1MΩ, MŁT

R12: 4,7kΩ, MFR, MŁT - nie węglowy RWW
 R13...R18: 47...100kΩ 1%, MFR
 R22: 510Ω, MŁT
 R23: 100Ω MŁT
 R24: dobierany samodzielnie po kalibracji. Nie występuje w zestawie AVT-150.
 R25: 20kΩ, MFR, MŁT

Kondensatory

C1, C2: 100nF, ceramiczne

Półprzewodniki

REF: LM336, LM385-2,5V, AD580 lub podobny
 US1: DAC0832
 US2: TL074
 US3: 4066
 T1: dowolny NPN np. BC238

Różne

nastawnik dziesiętny - 4 cyfry

przekroczyć połowy wagi najmłodszego bitu. Dla przetwornika 8-bitowego byłoby to 0,5 x (1/256) = 0,002 czyli 0,2 procent. Dla dwucyfrowego układu o 100 stanach będzie 0,5 x (1/100) = 0,005 = 0,5%. W naszym przetworniku o 200 stanach dokładność nie powinna być gorsza niż 0,25 procent. Z taką co najmniej dokładnością należy potencjometrem PR5 ustawić prąd setek. Powieździeliśmy już o założonej dokładności całkowitej 0,25%, ale przecież, jak wynika z tabeli 1, 5/8 (czyli 62,5% wartości młodszych bitów) jest dostarczana przez układ scalony, a pozostałe 37,5% przez układ zawierający R1...R4. Dokładność dodatkowego obwodu z R1...R4 również nie może być gorsza niż 0,25% (połowa wartości „swojego” najmłodszego bitu). Oznacza to następujące minimalne dokładności względne:

najmłodszy bit (A) - 50%
 następny bit (B) - 25%
 kolejny (C) - 12,5%
 czwarty (D) - 6,25%.

W praktyce najbardziej interesuje nas dokładność obwodów bitów C i D (R3, R4).

Zauważmy dwie sprawy:

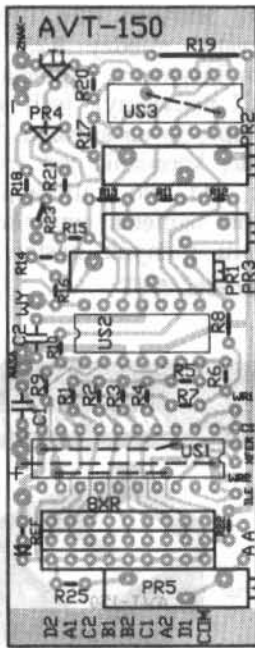
- nie jest istotna bezwzględna wartość elementów R1-R4, tylko dokładność ich stosunku, bo z pomocą PR1 i PR2 skorygujemy ewentualne niedokładności;

- musimy przy obliczeniach uwzględnić szeregowe połączenie rezysto-

rów R1...R4 z odpowiednimi rezystorami z drabinki 8xR. Jest jasne, że stosunek rezystancji dla poszczególnych bitów powinien wynosić RD = 2RC = 4RB = 8RA. Mając drabinkę 8xR o znanej wartości należy najpierw dobrać R1...R4, aby uzyskać co najmniej podane dokładności względne, następnie obliczyć wartość wypadkową równoległego połączenia zestawu tych ośmiu rezystorów - taką mniej więcej wartość powinien mieć R5 (oraz R6 = R7).

Drugim źródłem błędu jest wzmacniacz wyjściowy IV. Jego napięcie niezrównoważenia (max. 10 mV, typ. 3mV) oraz względna niedokładność R13...R18 mogą spowodować trudność uzyskania takich samych napięć dodatnich i ujemnych. Ma to jednak znaczenie tylko wtedy, gdy zakres napięć wyjściowych jest mały, a wymagana jest duża dokładność. Na płycie oczka lutownicze PR4 i R23 są normalnie zwarte ścieżką.

Wypada jeszcze zwrócić uwagę na dodatkowe źródła błędów. Takim źródłem może być np. PR2 i R11. Dołączone są one do szyn zasilających, a mają kompensować napięcia niezrównoważenia wzmacniaczy operacyjnych i nieidealny dobór R5, R6, R7. Zmiany napięć zasilających będą więc wpływać na napięcie wyjściowe. Niekiedy, znając parametry dołączonego zasilacza, trzeba będzie oszacować ten wpływ. Można wyeliminować te potencjalne błędy nie montując PR2 i,



Rys. 6. Rozmieszczenie elementów na płytce.

odpowiednio dobierając R11, umieścić go między punktem A („+” napięcia odniesienia) a jednym z wejść wzmacniacza III. Drugim sposobem jest odpowiednie dobranie stosunku R7/R6. Zawsze jednak będzie to miało związek z ustawieniem PR1.

Innym powodem błędu jest rezystancja dynamiczna źródła napięcia odniesienia. Zauważmy, że przy różnych nastawionych liczbach zmienia się prąd pobierany ze źródła napięcia odniesienia. Jeśli prąd pracy źródła REF będzie mały a zmiany prądu stosunkowo duże, to zmieniać się będzie U_{ref} i wystąpi pewna nieliniowość charakterystyki przetwarzania. Są to oczywiście szczegóły, bo np. rezystancja dynamiczna LM 336 przy prądzie 1mA w temperaturze pokojowej wynosi wg katalogu typ. $0,2\Omega$, max. 1Ω .

Jak wspomnieliśmy, w najdokładniejszych zastosowaniach producent układu DAC0832 zaleca, zamiast zewnętrznego (R9), użycie wewnętrznego rezystora, dostępnego przez końcówkę Rfb (k.9 US1).

Z uwagi na zastosowanie układu CMOS 4066 całkowite napięcie zasilające nie może przekroczyć 18V (kostki niektórych producentów pracują do 20V). Zazwyczaj napięcie zasilania będzie $\pm 5V$.

Autor, po dokładnym dobraniu R1-R4 i starannej kalibracji, osiągnął w modelu błąd maksymalny

w całym zakresie nie przekraczający 2mV przy skali 2V, co daje dokładność 0,1% pełnej skali - jest to wynik bardzo dobry.

Montaż i uruchomienie

Montaż należy wykonać zgodnie ze schematem montażowym pokazanym na rys. 6 (mozaikę ścieżek płytki drukowanej przedstawia rysunek na wkładce). Jak zwykle zacząć trzeba od trzech zwór pod układami scalonymi. Następnie wlutować należy podstawki i pozostałe elementy, dołączyć nastawnik dziesiętny, potem włożyć układy scalone i wyregulować układ. Ponieważ trudno znaleźć nastawniki ze znakami „+” i „-”, proponujemy usunięcie (np. ostrym nożem) oznaczeń kolejnych trzech cyfr i na środkowej, nieparzystej cyfrze namalowanie znaku „minus” - wykorzystamy wtedy styk A o wadze 1. W sekcji setek, dla uniknięcia pomyłek, należałoby usunąć wszystkie cyfry z wyjątkiem 0 i 1 - tutaj także wykorzystujemy styk A.

Płytką jest w wysokim stopniu uniwersalna, np. zamiast gotowej drabinki ośmiu jednakowych rezystorów 8xR można użyć elementów pojedynczych. Ponieważ układ może być zastosowany do różnych celów i nie jest przeznaczony dla zupełnych nowicjuszy, w zestawie AVT-150 oferujemy podstawowe elementy według wykazu na końcu artykułu. Pozostałe elementy (rezystory) Czytelnicy dobiorą sami według swoich potrzeb. W większości przypadków wystarczą rezystory MŁT lub nawet węglowe. W aplikacjach precyzyjnych należy zastosować stabilne rezystory metalizowane. Przede wszystkim trzeba w zależności od zastosowania określić wymaganą dokładność.

Potencjometry (z wyjątkiem PR4) to wieloobrotowe potencjometry montażowe o wartości 10k Ω .

Kalibracja wersji mniej precyzyjnej

Napięciem odniesienia będzie dodatnie napięcie zasilające +5V, R22 nie stosujemy. Nasza drabinka ma dla przykładu 4,7k Ω . Wartość R4 przyjmujemy 100k Ω , R3 - 200k Ω . Przy tolerancji rezystorów 5% powinniśmy zmieścić się w granicach założonego błędu. Bez obaw możemy przyjąć R2 - 390k Ω , R1 - 820k Ω . Wartość równolegle połączonych gałęzi A, B, C, D wynosi w idealnym

przypadku 54,999k Ω . Z uwagi na możliwość nasycenia wyjścia wzmacniacza korygujemy wartość R5. Zamiast najbliższej z szeregu (56k Ω) stosujemy wartość o połowę mniejszą - 27k Ω . Aby więc otrzymać w punkcie M około 0V, dajemy R7 = 2R6, np. 10k Ω i 20k Ω . Z tego samego powodu R9 zamiast rezystancji charakterystycznej układu scalonego równej 15k Ω będzie miał wartość mniejszą, np. 7,5k Ω . Uzyskamy więc w punkcie K napięcie przy nastawieniu liczby 99 (na wejściach US1 binarnie 10011001) około -1,5V; z prądu gałęzi setek (PR5) uzyskamy dalsze -1,5V, co razem daje najniższe napięcie w punkcie K (nastawione 199) około -3V. Prąd w gałęzi z R25, PR5 powinien jak widać wynosić tu ok. 0,2mA, możemy przyjąć R25 - 20k Ω . Ponieważ chcemy uzyskać współczynnik skali 10mV/cyfrę, a wzmacniacz IV ma wzmocnienie 1, więc w punkcie N powinniśmy otrzymać przy cyfrze 199 napięcie 1,99V. Z pewnością to osiągniemy, gdy R10 = 20k Ω , R12 = 10k Ω . Dla „zwiększenia znaczenia” bitów jednostek trzeba podać na wejście nieodwracające wzmacniacza III niewielkie napięcie z suwaka PR1. R8 może mieć przy tym 100k Ω . Jako R13-R18 stosujemy rezystory MFR o wartości kilkadziesiąt k Ω , 1%. Podczas kalibracji najpierw za pomocą PR2 uzyskujemy napięcie na wyjściu WY najbliższe zeru dla +000 i -000 na nastawniku. Następnie za pomocą PR3 uzyskujemy wartości najbliższe +900mV, -900mV dla nastaw +090 i -090. Teraz regulujemy PR1 aby uzyskać +90mV i -90mV dla nastaw +009 i -009. Wreszcie regulujemy PR5, żeby przy +100 i -100 było +1,000V, -1,000V.

Kalibracja wersji dokładnej

Stosujemy napięcie odniesienia 2,5V, np. LM 336, R22 = 510 Ω - prąd pracy 5mA. Zamiast drabinki 8xR lutujemy rezystory, np. 47k Ω . Rezystancja obciążenia źródła będzie się zmieniać (w zależności od ilości zwartych styków - maksymalnie 7) o około 6k Ω . Wywoła to zmiany prądu o ok. 0,42mA, oraz zmiany napięcia odniesienia maksymalnie $1\Omega \times 0,42mA = 0,42mV$, czyli pomijalnie mało ($0,42mV:2500mV = 0,017\%$.) Stosujemy R1...R4 dobrane, lub składane z dwóch o wartościach np. 1M, 470k, 200k, 78k, aby jak najdokładniej zachować

stosunek 8:4:2:1. Podobnie jak poprzednio obliczamy wartości R5...R7, R9, R10, R12. Przycinamy ścieżki pod R23 i PR4. Wartość R23 = 100Ω, PR4 cermetowy 1k lub 2,2k. R24 wstępnie 100k, ale dołączony do suwaka potencjometru, nazwijmy go PRX, włączonego chwilowo między skrajne szyny zasilające. Na początku metodą kolejnych przybliżeń, za pomocą PR2 i PRX ustawiamy napię-

cie wyjściowe równe zero dla nastaw +000, -000. Za pomocą PR3 ustawiamy -900mV dla liczby -090. Potencjometrem PR4 uzyskujemy +900mV dla liczby +090. Regulujemy PR1, aby przy ±009 było ±90mV. Dla liczby +100 lub -100 ustawiamy PR5 na dokładnie jeden wolt na wyjściu. Procedurę powtarzamy. Na zakończenie sprawdzamy znak i wartość napięcia na R24. Obliczamy

końcową wartość R24 i lutujemy ten rezystor między R23 a odpowiednim biegunem napięcia zasilania (PRX usuwamy). Jeśli się okaże, że napięcie na suwaku PR2 jest niewielkie, korzystnie jest zwiększyć wartość R11. Po kalibracji warto sprawdzić napięcia wyjściowe dla kilkunastu różnych nastaw.

Piotr Górecki, AVT