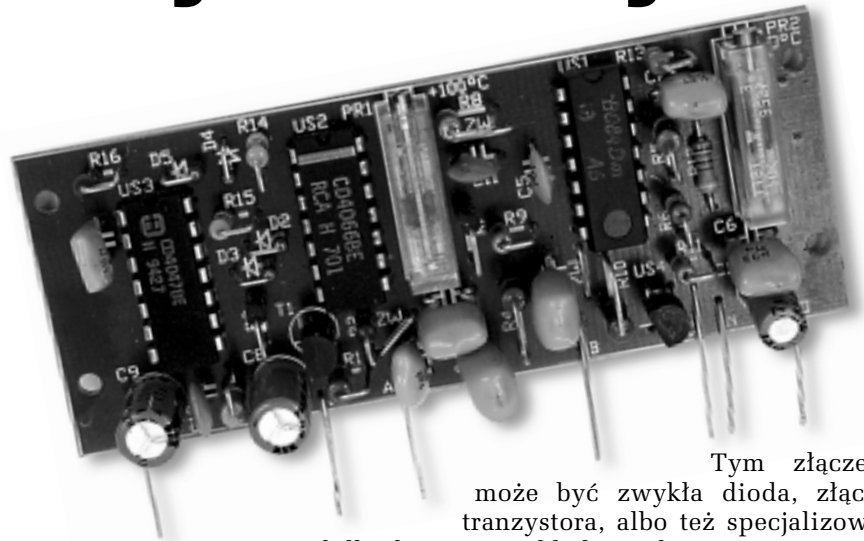


# Termometr dynamiczny

## kit AVT-246

W artykule opisano nieskomplikowany układ do pomiaru temperatury. Może on mierzyć temperatury w przedziale  $-30..+150^{\circ}\text{C}$ . Na wyjściu pojawia się napięcie odpowiadające temperaturze wyrażonej w stopniach Celsjusza ze współczynnikiem  $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ .

Bardzo cenną zaletą układu jest możliwość współpracy jednego przetwornika z kilkoma czujnikami, a także możliwość wymiany czujników bez potrzeby każdorazowej kalibracji termometru. Układ może być wykorzystany do współpracy z modułami rodziny AVT-104, albo z dowolnym woltmierzem napięcia stałego o zakresie 2V.



W ciągu kilku lat istnienia EP zaprezentowano na jej łamach szereg układów automatyki, regulacji i sterowania. Między innymi przedstawiono wiele sposobów pomiaru temperatury. Kity AVT-104/1, AVT-233, AVT-242 cieszą się ciągle niesłabnącym zainteresowaniem. Wymienione układy mają szereg zalet, ale też jedną wspólną wadę: przy wymianie uszkodzonego czujnika na inny egzemplarz wymagają ponownej kalibracji. O ile jednorazowa kalibracja po wykonaniu układu jest czymś samo przez się zrozumiałym, to dla urządzenia, które zostało zainstalowane do ciągłej pracy w jakimś systemie automatyki, ponowna kalibracja może wiązać się ze znacznymi niewygodami.

W niniejszym artykule, do którego pomysł zaczerpnięto z miesięcznika Elektor Elektronik, przedstawiono jeszcze jeden sposób pomiaru temperatury, który nie ma wspomnianej wady. Układ wymaga jednokrotnej kalibracji, natomiast po wymianie czujnika nie wymaga ani kalibracji, ani sprawdzania parametrów.

Wszystko to dzięki zastosowaniu oryginalnego sposobu pomiaru.

W większości układów pomiaru temperatury wykorzystuje się zależność od temperatury napięcia na złączu p-n. Jak wiadomo, przy stałym prądzie przewodzenia, napięcie na złączu p-n zmniejsza się o około  $2..2,3\text{mV}$  na każdy stopień przyrostu temperatury.

Tym złączem może być zwykła dioda, złącze tranzystora, albo też specjalizowany układ scalony, zawierający dodatkowe układy przetwarzania i kompensacji (LM335, LM35, itp.).

Ogólna zasada pracy czujników temperatury tego typu jest pokazana na rys. 1.

Rys. 1a pokazuje stosowaną najczęściej metodę z wykorzystaniem źródła prądowego. Przy bliższej analizie obwodu okazuje się, że napięcie na złączu (reprezentowanym na rysunku przez diodę) nie zmienia się idealnie liniowo wraz ze zmianami temperatury. Napięcie na złączu p-n wyraża się bowiem wzorem

$$U_{p-n} = \frac{W_g}{q} - \left( \frac{kT}{q} \right) \cdot \ln \left( A \frac{T^n}{I_F} \right)$$

gdzie:

$W_g$  - różnica energii między pasmem walencyjnym i przewodzenia;

$k$  - stała Boltzmana;

$q$  - ładunek elektronu;

$A$  - stała zależna od geometrii złącza;

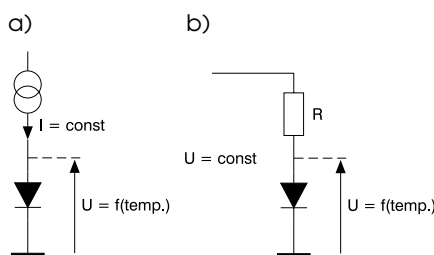
$T$  - temperatura bezwzględna (w Kelwinach);

$n$  - wykładnik potęgi (dla krzemu około 3);

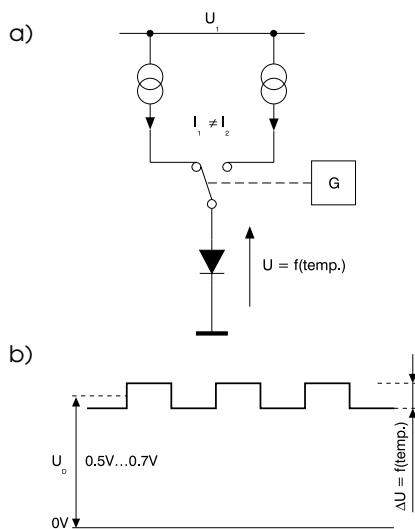
$I_F$  - prąd przewodzenia złącza.

Nie wglębiając się w szczegóły, należy zauważyć, że napięcie nie tylko liniowo zmniejsza się zgodnie z czynnikiem

$$\frac{kT}{q}$$



Rys. 1. Najprostsze przetworniki temperatura-napięcie.



Rys. 2. Zasada działania przetwornika wykorzystującego zmiany rezystancji dynamicznej.

ale także nieco zmienia się nieliniowo wskutek czynnika

$$\ln\left(A \frac{T^n}{I_F}\right)$$

Ten drugi czynnik powoduje, że w zakresie zmian temperatury o 150°C, nieliniowość wynosi mniej więcej 0,5°C. W praktyce nie jest to dużo, ale w najbardziej precyzyjnych układach pomiaru temperatury jest to błąd nie do pominięcia.

Wspomniany drugi szkodliwy czynnik można w dużym stopniu wyeliminować, zmieniając odpowiednio wartość  $I_F$  w funkcji temperatury. Chodzi o to, by

$$\ln\left(A \frac{T^n}{I_F}\right) = \text{const.}$$

Aby to osiągnąć należy zapewnić:

$$\frac{T^n}{I_F} = \text{const}$$

czyli prąd  $I_F$  powinien zwiększać się ze wzrostem temperatury tak samo, jak zwiększa się czynnik  $T^n$ .

Może to się wydać dziwne, ale nieco lepszą liniowość można uzyskać w układzie ze stałą wartością napięcia, a nie prądu.

Niedoskonałą, ale przybliżoną kompensację wspomnianego szkodliwego czynnika można uzyskać w układzie z rys. 1b, dobierając odpowiednio wartości napięcia i rezystancji. Należy zauważyć, że wraz ze wzrostem temperatury napięcie na diodzie się zmniejsza, czyli przy stałym napięciu zasilającym wzrasta na-

pięcie na rezystorze, a to oznacza wzrost prądu płynącego przez rezystor, czyli prądu  $I_F$ . Rozważania dotyczące optymalnego doboru napięcia zasilania i wartości rezystora z rys. 1b wykraczają poza ramy tego artykułu.

W każdym razie, obie metody z rys. 1 nie tylko nie gwarantują idealnej liniowości, ale też napięcie zależy od egzemplarza użytej diody lub tranzystora. Rozrzuty parametrów dla poszczególnych egzemplarzy, nawet pochodzących z tej samej serii produkcyjnej, sięgają kilku stopni. Każda wymiana czujnika musi się więc wiązać z ponowną kalibracją i to kalibracją dwupunktową (to znaczy dla dwóch różnych temperatur). Oczywiście, przy pomiarach kilku czujnikami, każdy czujnik musi współpracować z oddzielnym układem kalibracji, nie można więc zastosować wspólnego przetwornika.

Wymienionych niedostatków nie ma opisany dalej układ, opierający swe działanie na zmianie rezystancji dynamicznej złącza pod wpływem temperatury.

### Zasada działania

Nie wchodząc głęboko w teorię półprzewodników i pominąwszy zawiłe rozważania, wystarczy zapoznać się z końcowymi wnioskami analizy: **rezystancja dynamiczna (różniczkowa), czyli przyrost napięcia na diodzie przy przyroście prądu, liniowo zależy od temperatury.**

Zeby praktycznie wykorzystać ten wniosek, wystarczy zbudować ten układ, którego zasada działania jest pokazana na **rys. 2a**.

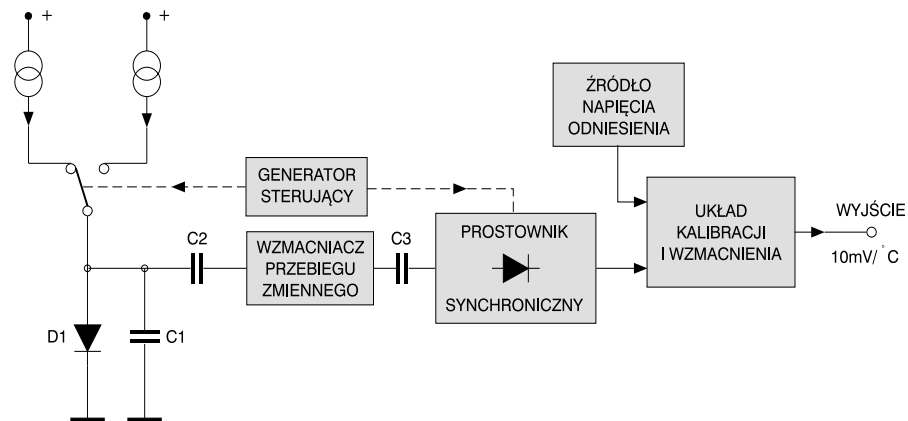
Chodzi o to, by przez diodę przepuszczać prąd o zmieniającym się natężeniu. Na diodzie wystąpi

spadek napięcia zależny od wartości tego prądu. W najprostszym przypadku zmiany napięcia mogą mieć charakter skokowy, czyli przebieg prądu może mieć kształt prostokątny. W układzie z rys. 2a zapewniają to dwa źródła prądowe i generator sterujący przełączaniem tych źródeł.

W efekcie na diodzie wystąpi napięcie o przebiegu pokazanym na **rys. 2b**. Średnie napięcie na diodzie, oznaczone na rysunku  $U_D$ , tym razem nas zupełnie nie interesuje. Oczywiście, to napięcie będzie zależęć od temperatury, ale nie tę zależność wykorzystamy. Interesować nas będzie wartość zmian napięcia  $\Delta U$ . Okazuje się, że wartość tych zmian jest wprost proporcjonalna do temperatury. Oczywiście, zależy też od wartości prądów  $I_1$  oraz  $I_2$ . Dla nas jest bardzo ważne, że jeśli oba prądy będą zmieniać się w tym samym stosunku, to ich bezwzględne wartości nie muszą być wcale stałe. Innymi słowami wystarczy utrzymać stałą wartość stosunku  $I_1/I_2$ , a to z technicznego punktu widzenia nie jest trudne.

Wracając do rys. 2b, możemy podsumować powyższy wywód, że jeśli utrzymamy stałą wartość stosunku  $I_1/I_2$ , to zmiany napięcia  $\Delta U$  będą ściśle proporcjonalne do temperatury. Ze wzrostem temperatury wielkość  $\Delta U$  będzie liniowo rosła.

Należy tu podkreślić, że jest to przeciwnie, niż w przypadku zmian napięcia przewodzenia - napięcie przewodzenia  $U_D$  maleje ze wzrostem temperatury. Napięcie przewodzenia, jak wiadomo, zmienia się ze stosunkowo dużym współczynnikiem -2...-2,3mV/°C. Natomiast zmiany napięcia  $\Delta U$



Rys. 3. Schemat blokowy modułu.

mają współczynnik zależny od stosunku  $I_1/I_2$ , i przy  $I_1/I_2 = 10$  wynosi on mniej więcej  $0,2\text{mV}/^\circ\text{C}$ .

Wprawdzie zmiany, które trzeba wykryć i zmierzyć są tu znacznie mniejsze, ale na szczęście w grę wchodzi przebieg zmienny, który można bez trudu i bez istotnych błędów wzmocnić we wzmacniaczu zmiennoprądowym.

Dlatego do wykonania praktycznego układu pomiarowego, pracującego na przedstawionej zasadzie, potrzebne są bloki pokazane na **rys. 3**.

Zmienny sygnał z diody pomiarowej (pokazany na **rys. 2b**) jest podawany na wzmacniacz przebiegu zmiennego. Wzmocniony sygnał prostokątny jest prostowany w specjalnym prostowniku synchronicznym. Zmianą prądu diody pomiarowej i pracą prostownika zarządza generator sterujący. Na wyjściu prostownika uzyskuje się napięcie stałe, równe międzyszczytowej wartości wzmoczonego przebiegu zmiennego. To napięcie stałe jest podawane na układ kalibracji, na którego wyjściu jest dostępne napięcie ściśle odpowiadające temperaturze wyrażonej w stopniach Celsjusza, o współczynniku  $+10\text{mV}/^\circ\text{C}$  (co daje na przykład  $0\text{V}$  przy  $0^\circ\text{C}$ ,  $-200\text{mV}$  przy  $-20^\circ\text{C}$  i  $+1,00\text{V}$  przy  $+100^\circ\text{C}$ ).

Dla uzyskania takiego sygnału wyjściowego układ musi też zawierać precyzyjne źródło napięcia wzorcowego.

Zasada pracy prostownika synchronicznego jest zilustrowana na **rys. 4**. **Rys. 4a** pokazuje uproszczony schemat ideowy, a **rys. 4b** - przebiegi w kluczowych punktach oznaczonych A, B, C.

Celem jest uzyskanie na wyjściu (punkt C) napięcia stałego, o wartości odpowiadającej wartości międzyszczytowej przebiegu prostokątnego z punktu A. Można to łatwo osiągnąć, gdy praca przełącznika XYZ jest zsynchronizowana z przebiegiem w punkcie A. Jak widać na **rys. 4b**, zawsze gdy przebieg z punktu A ma wartość bardziej dodatnią, zwarte są punkty Z-Y. Gdy prostowany przebieg ma wartość bardziej ujemną, zwarte są punkty Z-X.

Zasada pracy jest bardzo prosta. Przy zwarceniu punktów Z-X, kondensator umieszczony pomię-

dzy punktami A i B ładuje się do pewnego napięcia. Nie jest ważne, jaką wartość ma to napięcie. Ważne jest tylko, że napięcie na kondensatorze nie może nagle się zmienić i że w punkcie B napięcie ma wtedy dokładnie wartość zero - potencjał masy.

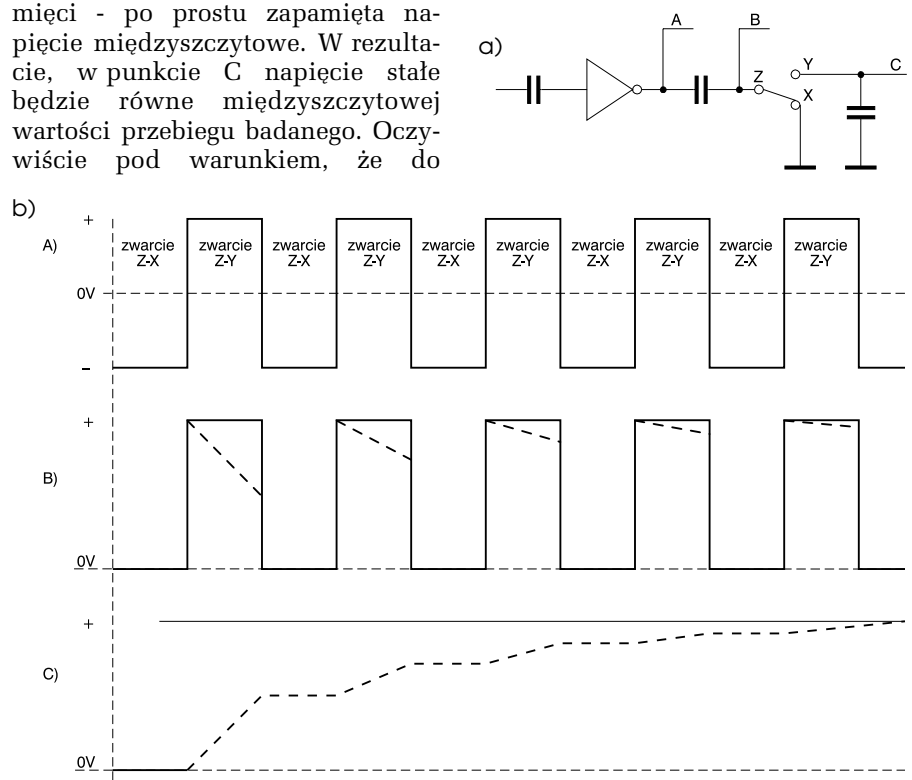
W momencie, gdy na wyjściu wzmacniacza pojawi się „górną półówką“ przebiegu zostaną zwarte punkty Z-Y. Napięcie w punkcie A wzrośnie od wartości „bardziej ujemnej“ do wartości „bardziej dodatniej“, czyli dokładnie o wartość międzyszczytową prostowanego przebiegu zmiennego. Napięcie na kondensatorze nie może się gwałtownie zmienić, bo w kondensatorze zmagazynowany jest pewien ładunek. A więc po wzroście napięcia w punkcie A, dokładnie o tyle samo wzrośnie napięcie w punkcie B. Tak więc w tej fazie napięcie w punkcie B będzie dokładnie równe napięciu międzyszczytowemu prostowanego przebiegu. Pokazuje to przebieg napięcia w punkcie B na **rys. 4b**.

Ponieważ punkty Z-Y są zwarte, napięcie na drugim kondensatorze, czyli napięcie w punkcie C będzie równe napięciu w punkcie B. W następnej fazie pracy, gdy znów zwarte będą punkty Z-X, ten drugi kondensator będzie pełnił rolę pamięci - po prostu zapamięta napięcie międzyszczytowe. W rezultacie, w punkcie C napięcie stałe będzie równe międzyszczytowej wartości przebiegu badanego. Oczywiście pod warunkiem, że do

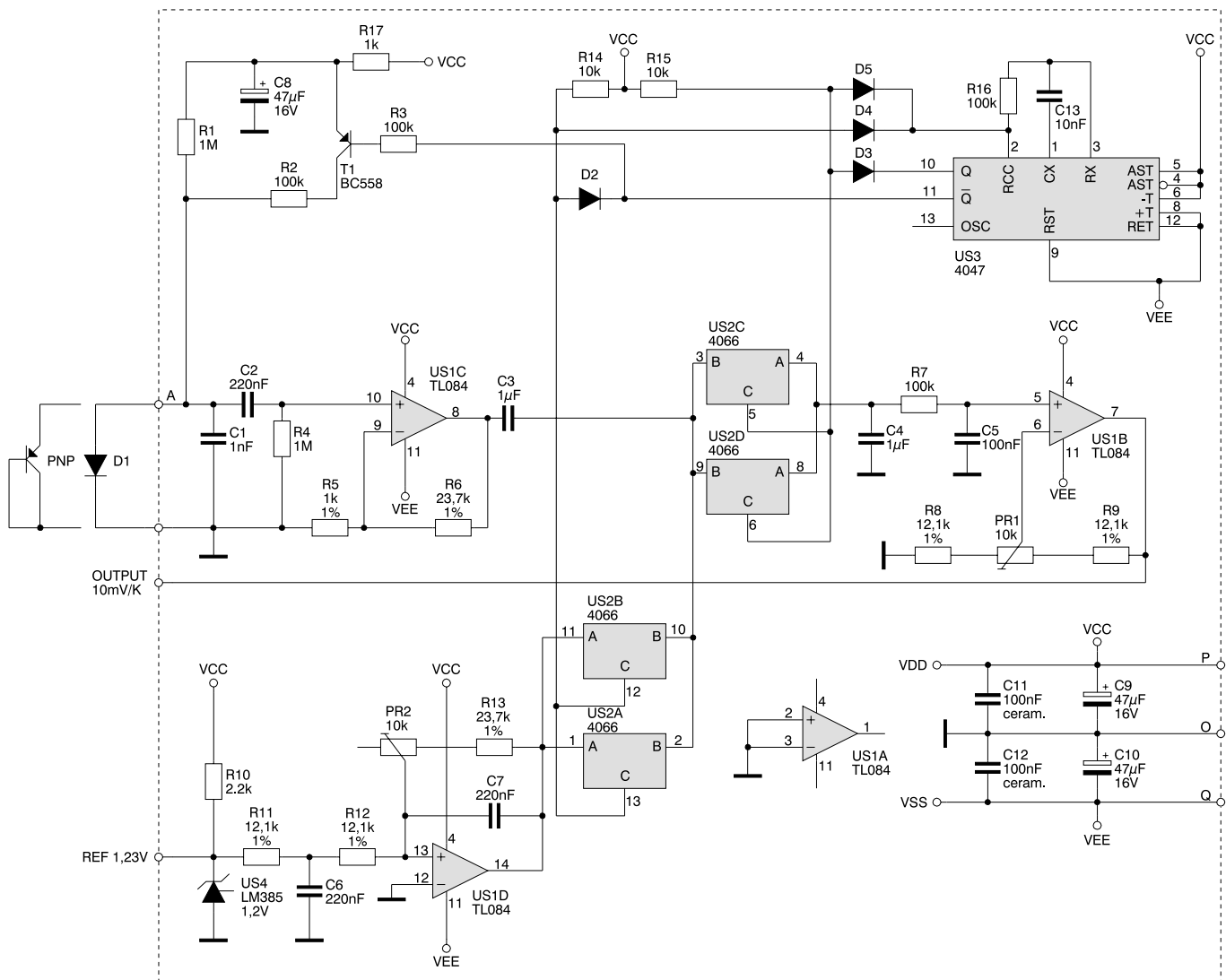
punktu C nie będzie dołączone obciążenie, zmieniające napięcie na tym drugim kondensatorze.

Bliższa analiza pokazuje, że na wyjściu prostownika może wystąpić nie tylko napięcie dodatnie, ale i ujemne. Wszystko to będzie zależęć od synchronizacji przebiegu przełączającego przełącznik XYZ z przebiegiem w punkcie A.

Wnikliwi Czytelnicy zaprotestowali może przy wyjaśnieniu, że napięcie na drugim kondensatorze pamiętającym w chwili zwarcia przełącznika Z-Y stanie się równe wartości napięcia międzyszczytowego. Rzeczywiście, w prostym wyjaśnieniu pominięto przepływ ładunku z jednego kondensatora do drugiego. Podany wniosek jest jednak słuszny! Sprawę przepływu ładunków między kondensatorami i związanych z tym zmian napięć należy brać pod uwagę tylko w momencie pierwszego włączenia i podczas gwałtownych zmian amplitudy przebiegu. Na **rys. 4b** linią przerywaną pokazano, jak będą się zmieniać napięcia po pierwszym włączeniu. Potem, gdy zmiany temperatury i odpowiadające im zmiany napięć będą bardzo powolne i niewielkie, można spokojnie przyjąć, że przebiegi są takie, jak pokazuje linia ciągła.



Rys. 4. Zasada działania przetwornika synchronicznego.



Rys. 5. Schemat elektryczny układu.

### Opis układu

Pełny schemat ideowy układu termometra jest pokazany na rys. 5. Porównanie rysunków 3 i 5 pozwoli szybko zidentyfikować poszczególne bloki i punkty połączeń.

Moduł jest przeznaczony do zasilania napięciem bipolarnym o sumarycznej wartości do 18V. Te 18V to granica wynikająca z zastosowania układów rodziny CMOS 4000.

Moduł może zastąpić układy AVT-104/1, AVT-233 i AVT-242 i jest przeznaczony do współpracy z wcześniej opisanymi modułami automatyki, na przykład AVT-104/2, -104/3, -104/5, -104/R.

Dwa źródła prądowe zostały uproszczone i ich rolę pełnią rezystory R1 i R3. Tranzystor T1 pełni rolę przełączającego wartość prądu w takt przebiegu sygnału generatora sterującego, zrealizowanego na układzie

CMOS 4047. Takie uproszczenie jest dopuszczalne, ponieważ dla działania układu kluczowe znaczenie mają nie tyle wartości bezwzględne prądów, a tylko stosunek tych prądów.

Przebieg zmienny, występujący na złączu pomiarowym D1, jest wzmacniany we wzmacniaczu US1C. Na schemacie ideowym w roli czujnika narysowano diodę. W praktyce, dla uzyskania dobrej liniowości i powtarzalności nie należy stosować typowych diod, tylko tranzystory w połączeniu diodowym.

W strukturze diody, podczas przepływu prądu, rozkład gęstości prądu przeważnie była niejednorodny. Może to powodować pewne błędy w przypadku wymiany egzemplarza czujnika.

Lepsze właściwości pomiarowe zapewnia tranzystor w połączeniu diodowym, czyli ze zwartą bazą

z kolektorem. Właśnie takie połączenie pozwala zminimalizować szkodliwy wpływ rezystancji rozproszonej bazy.

Na schemacie obok diody D1 narysowano tranzystor PNP. Może to być oczywiście także tranzystor NPN. W praktyce, w wielu przypadkach, tranzystory PNP okazują się wygodniejsze. W roli czujnika można wykorzystywać nie tylko popularne tranzystory w plastikowej obudowie TO-92. Szybszą reakcję na zmiany temperatury zapewnią tranzystory w metalowej obudowie, na przykład BC177 czy 2N2907. W wielu przypadkach, jeszcze lepszym rozwiązaniem będzie wykorzystanie w roli czujnika tranzystora mocy w obudowie TO-126 czy TO-220. Taki tranzystor może zostać przykręcony do obiektu, którego temperaturę mierzy, za pomocą jednej śrubki - nie trzeba dodawać, że zapewni to znakomity

kontakt termiczny i dużą szybkość reakcji czujnika. W takim przypadku zazwyczaj korzystne będzie, jeśli z masą modułu (punkt O) będzie połączona obudowa lub wkładka radiatorowa tranzystora, która jak wiadomo jest połączona z kolektorem - stąd tranzystor PNP.

Choć sygnał pomiarowy z czujnika ma małą wartość, nie trzeba tu stosować wzmacniacza o dużej stabilności i małym dryfcie wejściowego napięcia niezrównoważenia, ponieważ jest wzmacniany przebieg zmienny, a nie stały. Istotne jest tylko, aby współczynnik wzmocnienia był stały, dlatego tylko rezystory R5 i R6 wyznaczające wzmocnienie muszą mieć dobre parametry. Koniecznie trzeba tu zastosować rezystory metalizowane o tolerancji 1%. Chodzi o uzyskanie stałości wzmocnienia, a nie osiągnięcie idealnie dobrej wartości wzmocnienia.

Rezystor R4 polaryzuje wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego, a przy okazji stanowi też obciążenie dla przebiegu zmiennego. Powinien on mieć dużą wartość, aby nie obciążać diody D1 pracującej przeciw jako źródło sygnału zmiennego. Tym samym współpracujący wzmacniacz powinien mieć jak najmniejsze wejściowe prądy polaryzacji. W zupełności wystarczy tu popularna i tania kostka TL084 z tranzystorami J-FET na wejściu.

Kondensator C1 pełni rolę filtru dla impulsowych zakłóceń, jakie mogą się indukować w przewodach łączących diodę czujnikową z układem.

Układ prostownika synchronicznego, zawierający klucze analogowe CD4066 (US2) ma nieco inną budowę, niż pokazują to rysunek 4a. Klucze US2A i US2B, pełniące rolę zwory Z-X z rysunku 4, nie zawierają kondensatora C3 do masy, tylko do wyjścia wzmacniacza operacyjnego US1D.

Wzmacniacz ten pełni rolę źródła napięcia przesunięcia (offsetu). Chodzi o to, że napięcie międzyszczytowe na diodzie pomiarowej jest proporcjonalne do temperatury bezwzględnej, czyli temperatury wyrażonej w Kelwinach. Jeśli na wyjściu modułu chcemy otrzymać napięcie odpowiadające skali Celsjusza, to musimy wprowadzić przesunięcie (czyli offset) odpowiadające 273 stopniom. Właśnie na wyjściu wzmacniacza US1D występuje potrzebne napięcie. Napięcie to uzyskuje się ze źródła napięcia odniesienia LM385 1,2V (US4). Dokładną wartość napięcia przesunięcia ustala się podczas kalibracji modułu z pomocą potencjometru PR2. Jak się nietrudno domyślić, potencjometr PR2 służy do kalibracji układu w temperaturze zera stopni Celsjusza.

Dodatkowe wyjście napięcia wzorcowego z układu US4 na pewno przyda się przy wykorzystaniu modułu w bardziej złożonych urządzeniach, na przykład w termometrach z układem ICL7106 czy precyzyjnych regulatorach temperatury.

Układ US1B pełni rolę bufora. Znikomy prąd polaryzujący jego wejście nieodwracające nie obciąża kondensatora C4, pozwalając na bezbłędną pracę prostownika synchronicznego. Obwód R7C5 stanowi dodatkowy filtr. Obwód ten nie jest niezbędny do prawidłowej pracy układu.

Układ US1B wzmacnia, mniej więcej dwukrotnie, stały sygnał będący różnicą napięcia przesunięcia i wyprostowanego napięcia mierzonego. Potencjometr PR1 pozwala uzyskać współczynnik przetwarzania modułu (na wyjściu) dokładnie równy +10mV/°C.

W praktyce, po ustawieniu za pomocą PR2 w temperaturze 0°C napięcia wyjściowego równego 0,00V, należy przy temperaturze czujnika równej +100°C ustawić na wyjściu napięcie +1,00V.

Wyjaśnienia wymagają jeszcze sprawy związane z napięciem przesunięcia i z generatorem taktującym.

Na wyjściu układu US1D występuje napięcie ujemne

## WYKAZ ELEMENTÓW

### Rezystory

R1: 1M $\Omega$ /1% (825k $\Omega$ ..1,15M $\Omega$ /1%)  
 R2: 100k $\Omega$ /1%  
 R3, R7, R16: 100k $\Omega$   
 R4: 1M $\Omega$   
 R5: 1k $\Omega$ /1%  
 R6, R13: 23,7k $\Omega$ /1%  
 R8, R9, R11, R12: 12,1k $\Omega$ /1%  
 R10: 2,2k $\Omega$   
 R14, R15: 10k $\Omega$   
 R17: 1k $\Omega$   
 PR1, PR2: 10k $\Omega$  helitrim

### Kondensatory

C1: 1nF  
 C2, C6, C7: 220nF foliowy MKT lub MKSE  
 C3, C4: 1 $\mu$ F foliowy MKT lub MKSE  
 C5: 100nF foliowy  
 C8, C9, C10: 47 $\mu$ F/16V  
 C11, C12: 100nF ceramiczne  
 C13: 10nF

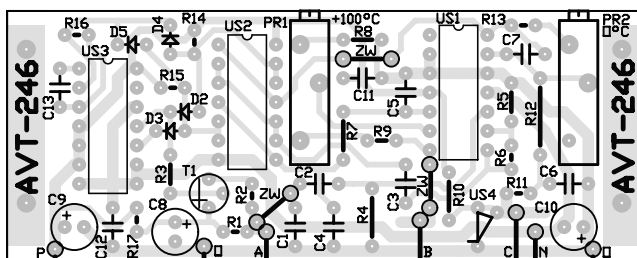
### Półprzewodniki

T1: BC558  
 US1: TL084  
 US2: CMOS 4066  
 US3: CMOS 4047  
 US4: LM385/1,2V  
 D1: w roli czujników stosować tranzystory, np. BC558  
 D2, D3, D4, D5: 1N4148

o wartości około 1,37V, a nie 2,73V, jak wynikałoby z wymaganego współczynnika przetwarzania równego +10mV/°C. Powód jest prosty: sygnał zostaje mniej więcej dwukrotnie wzmocniony we wzmacniaczu US1B.

Układ CMOS CD4047 pełni rolę generatora taktującego. Sygnał z wyjścia Q\ steruje prądem płynącym przez diodę pomiarową. Należy jednak zwrócić uwagę, że do sterowania pracą prostownika synchronicznego nie są wykorzystywane sygnały z wyjść Q i Q\ tego układu. Diody D2..D5 oraz rezystory R14 i R15 pełnią rolę bramek AND. Każdy z dwóch kluczy utworzonych z układu US2 (odpowiadający zwieraniu punktów X, Y, Z na rys. 4) jest więc otwierany tylko w czasie 1/4 pełnego cyklu pracy.

Tuż po otwarciu lub zamknięciu tranzystora T1 i wynikającej z tego zmianie prądu, oba klucze są zamknięte. Dopiero po ustaleniu się napięć włączany jest jeden z kluczy, według zasady pokazanej na rys. 4. Gdyby klucze były włączane jednocześnie ze zmianami stanu tranzystora T1, to wskutek nieuchronnego



Rys. 6. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej.

występowania opóźnień i stanów przejściowych (wywołanych choćby obecnością pojemności kabla połączeniowego lub kondensatora C1), praca prostownika synchronicznego mogłaby być niestabilna. Jak pokazuje schemat, wzmacniacz US1A jest nie wykorzystany i jego wejścia są zwarte do masy.

### Montaż i uruchomienie

Moduł pomiarowy można zmontować na płytce pokazanej na wkładce (rozmieszczenie elementów przedstawiono na rys. 6). Montaż jest klasyczny. W pierwszej kolejności należy wykonać zaznaczone zwory, a następnie wlutować elementy bierne. Na końcu należy wlutować układy scalone. W przypadku wykorzystania modułu do pracy w trudnych warunkach nie zaleca się stosowania tanich podstawek.

Po zmontowaniu wszystkich elementów należy do punktów A i O dołączyć czujnik pomiarowy. Jak wspomniano, powinien to być tranzystor w połączeniu diodowym. W zależności od zastosowania, należy odpowiednio zabezpieczyć czujnik. Zwłaszcza przy pracy w wilgotnym środowisku trzeba starannie izolować wyprowadzenia, ponieważ wszelkie upływności będą miały wpływ na wskazania. Jest to bardzo ważna sprawa, zwłaszcza że czujnik pracuje przy bardzo małych prądach (rezystor R1 o wartości  $1M\Omega$ ).

Wszelkie błędy w tym zakresie dadzą o sobie znać pogorszeniem dokładności wskazań.

Zmontowany układ należy skalibrować w temperaturze czujnika

$0^{\circ}\text{C}$  i  $+100^{\circ}\text{C}$ . Wypadnie do tego użyć mieszaniny wody z lodem i wrzącej wody. Należy jednak wziąć pod uwagę zmiany ciśnienia atmosferycznego. Podczas kalibracji czujnik musi być skutecznie zabezpieczony przed wilgocią. Po umieszczeniu czujnika w mieszaninie wody z lodem, należy potencjometrem PR2 ustawić na wyjściu (punkt B na płytce) napięcie równe  $0,00\text{V}$ . Potem, po umieszczeniu we wrzątku, potencjometrem PR1 ustawić napięcie wyjściowe równe  $+1,00\text{V}$ .

Próby wykazały, że po takiej jednorazowej kalibracji zmiana egzemplarzy czujników - tranzystorów pochodzących z jednej serii produkcyjnej - nie powodowała zmiany wskazań większej niż  $0,3^{\circ}\text{C}$ , co należy uznać za wynik bardzo dobry. Niestety, próby wymiany na tranzystor zupełnie innego typu dawały większe odchyłki, co wskazywałoby na konieczność ponownej kalibracji.

Dlatego już w momencie wykonania modułu należy zachować na zapas większą liczbę tranzystorów z jednego opakowania, a nie tylko jeden.

W przypadku, gdyby układ nie chciał pracować poprawnie, należy w pierwszej kolejności sprawdzić poprawność montażu, wartości napięć zasilających oraz oscyloskopem skontrolować pracę generatora US3. Częstotliwość nie jest krytyczna - układ powinien poprawnie pracować w przedziale częstotliwości od stu herców do kilku kiloherców. Następnie należy sprawdzić oscyloskopem, czy na wyjściu kostki US1C występuje

przebieg zbliżony do prostokątnego, o międzyszczytowej amplitudzie wynoszącej około  $1,5\text{V}$ . Napięcie na wyjściu wzmacniacza US1D powinno wynosić około  $-1,7\text{V}$  (w stosunku do masy). Przed kalibracją napięcie stałe na wyjściu modułu powinno zmieniać się o około  $8..12\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ . Szczegóły działania układu były opisane wcześniej.

Kłopoty mogą wynikać nie tylko z pomyłek i uszkodzenia elementów, ale czasem mogą mieć bardziej subtelne przyczyny. Układ pracuje poprawnie, jeśli przebieg z czujnika jest zbliżony do prostokątnego. Może się jednak zdarzyć, że na wejście układu będą się przedostawać zakłócenia impulsowe lub przydźwięki sieci. Wtedy albo napięcie wyjściowe nie będzie stabilne, albo pojawiają się okresowe błędy wskazań, zależne od poziomu zakłóceń. Takie zakłócenia można stosunkowo łatwo wykryć, obserwując czy przebieg na wyjściu wzmacniacza US1C nie zawiera jakichś „dodatków“.

W każdym razie, przy próbie zastosowania modułu w trudnych warunkach przemysłowych, należy wziąć pod uwagę wspomniane niebezpieczeństwa (zakłócenia oraz możliwość zawilgocenia) i zapobiegać im przez stosowanie skutecznej izolacji i ekranowania.

Układ modelowy został przetestowany jedynie w warunkach domowych, z kablem sondy o długości około  $1\text{m}$  i nie zaobserwowano żadnych negatywnych zjawisk.

**Piotr Górecki, AVT**