

PRAKTYCZNY

ISSN 1232-2628

ELEKTRONIK

cena 2,20 zł (22000 zł)

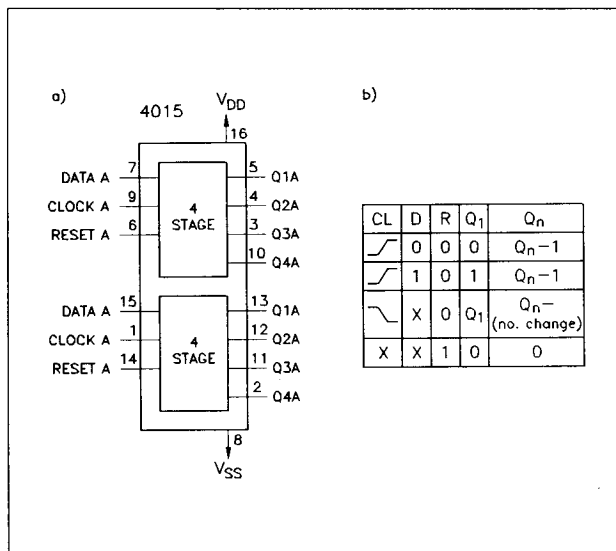
październik
nr 10 '95

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 26

Po układach таймерów przyszła kolej na rejestry. Rejestrami nazywa się układy przeznaczone do przechowywania informacji. Ze względu na sposób wprowadzania i wyprowadzania informacji rejestry można podzielić na:

- szeregowe, z wpisem i wyprowadzaniem szeregowym, tzn. bit po bicie;
- równoległe, z wpisem i wyprowadzaniem równoległym, tzn. z równoczesnym dla wszystkich bitów rejestru;
- szeregowo-równoległe, z wpisem szeregowym, a wyprowadzaniem równoległym;
- równoległo-szeregowe, z wpisem równoległym, a wyprowadzaniem szeregowym.

Rejestry szeregowe mogą przesuwac informacje w jednym kierunku (rejestry jednokierunkowe), lub też w dwóch kierunkach (rejestry rewersyjne). W pierwszej kolejności zostanie omówiony podwójny czterobitowy rejestr szeregowo-równoległy 4015, którego rozkład wyprowadzeń i tabelę stanów zamieszczono na rysunku 1.

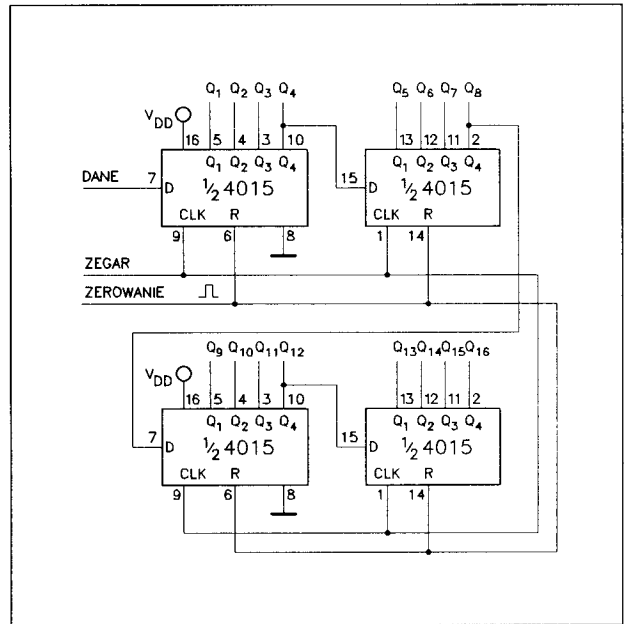


Rys. 1 Rejestr szeregowo-równoległy: a) rozkład wyprowadzeń, b) tabela stanów

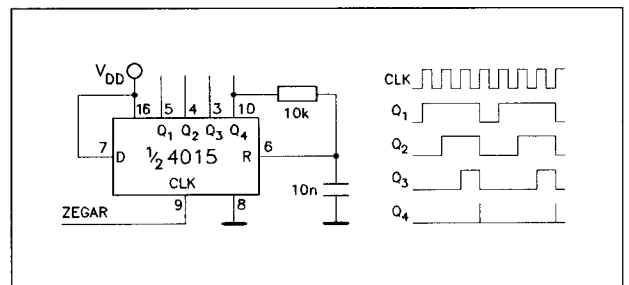
Każdy z rejestrów zawartych w układzie 4015 posiada niezależne wejście zerujące RESET, zegarowe CLOCK, i danych DATA. Przepisywanie informacji z wejścia DATA odbywa się przy narastającym zboczu przebiegu zegarowego. Zawartość każdego z rejestrów może być wyzerowana przez podanie jedynki logicznej na wejście zerujące. Maksymalna częstotliwość zegara dla rejestrów 4015 wynosi 6 MHz dla V_{DD} = 5 V, 12 MHz dla V_{DD} = 10 V, 17 MHz dla V_{DD} = 15 V.

Rejestry 4015 mogą być łączone szeregowo tworząc rejestr szeregowo równoległy o większej pojemności. Przykład rozwiązania rejestru szesnastobitowego

zamieszczono na rysunku 2. Dane z wyjścia Q4 pierwszego rejestru są wprowadzane na wejście kolejnego rejestru.



Rys. 2 Szeregowe łączenie rejestrów 4015



Rys. 3 Schemat idealowy układu sterowania girlandą świetlną

Rejestr 4015 może znaleźć zastosowanie w układach do wytwarzania efektów świetlnych (girlandy). Przykład jednego z wielu możliwych rozwiązań pokazano na rysunku 3. Do wejścia danych doprowadzona jest jedynka logiczna. Impulsy zegarowe wpisują jedynkę na kolejne wyjścia rejestru. Pojawienie się jedynki na ostatnim wyjściu Q4 powoduje wyzerowanie zawartości rejestru. W układzie zerowania wprowadzono niewielkie opóźnienie czasowe, gwarantujące pewne wyzerowanie się układu. Układ ten może zostać rozbudowany przez szeregowo połączenie kilku rejestrów, tak jak pokazano to na rysunku 2.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

PAŹDZIERNIK nr 10/95

SPIS TREŚCI

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 26.....	2
Uniwersalna ładowarka akumulatorów niklowo-kadmowych.....	4
Zakłócenia i ich redukcja cz. 7.....	12
Mikroprocesorowy miernik częstotliwości.....	15
Przystawka do efektu „TREMOLO”.....	21
Prosty koder stereofoniczny.....	24
Wyjaśnienia do zegara mikroprocesorowego.....	29
Regulator mocy lutownicy transformatorowej.....	30
Wykaz artykułów w których nie występują płytki drukowane.....	31

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 5,00 zł (50.000 zł) bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”: 3/92; 1/94; 11/94; 1-10/95. Cena jednego egzemplarza 2,20 zł (22.000 zł) plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 1,00 zł (10.000 zł) za pierwszą stronę, za każdą następną 0,20 zł (2.000 zł) plus koszty wysyłki.

Zamówienia na płytki drukowane prosimy przysyłać na kartach pocztowych, lub kartach zamówień zamieszczonych w PE 7/95 i PE 8/95.

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:
ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE
ul. Prosta 11 65-001 Zielona Góra
KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra
997283-102847-2541

Ceny:

- 1 cm² ogłoszenia ramkowego – 2,20 zł (22.000 zł) + 22% VAT
(najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)
- ogłoszenia drobne do 40 słów – 1,10 zł (11.000 zł) + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

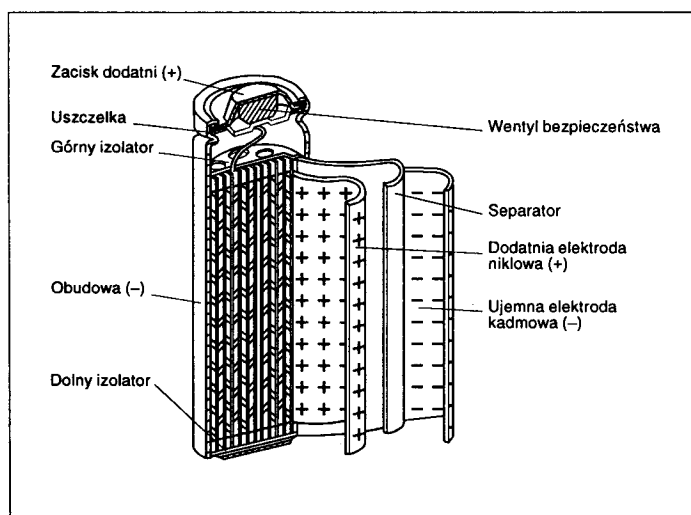
„Praktyczny Elektronik”
ul. Prosta 11
65-001 Zielona Góra
tel. 27-04-82 w godz. 10⁰⁰-13⁰⁰
Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku” mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika” możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Uniwersalna ładowarka akumulatorów niklo-kadmowych

Akumulatory niklo-kadmowe całkiem niestudnie bardzo wolno uzyskują popularność. Przy dzisiejszych relacjach cenowych akumulator o wymiarach baterii R6 i pojemności 700 mAh jest około dwanaście razy droższy od standardowej baterii dobrej firmy. Sprawia to, że po dwunastu cyklach ładowania zakup akumulatora zostanie całkowicie zamortyzowany. Dalsza eksploatacja akumulatora jest już "bezpłatna". Typowy akumulator NiCd wytrzymuje od 500 do 1000 cykli ładowania. Niestety do naładowania akumulatora niezbędny jest jeszcze zakup ładowarki. W poniższym artykule zawarto opis uniwersalnej ładowarki.



Rys. 1 Przekrój akumulatora cylindrycznego NiCd

Na rysunku 1 zamieszczono przekrój typowego akumulatora NiCd. W metalowej obudowie stanowiącej elektrodę ujemną umieszczone są zwinięte folie: niklowa – elektroda dodatnia i kadmowa – elektroda ujemna. Folie oddzielone są od siebie separatorami nasączonymi elektrolitem. Separator zapewnia także izolację elektryczną pomiędzy foliami. Do folii niklowej przymocowane jest wyprowadzenie bieguna dodatniego połączone z zaciskiem dodatnim, w którym umieszczono wentyl bezpieczeństwa. Wentyl umożliwia odprowadzenie nadmiaru gazów, które mogą powstać we wnętrzu akumulatora przy niewłaściwej eksploatacji (zwarcie, przeładowanie, wrzucenie do ognia). Żywotność współcześnie produkowanych akumulatorów NiCd wynosi 500÷1000 cykli ładowania, przy spadku pojemności użytkowej do 80% wartości nominalnej. Dodatkowo wiele akumulatorów posiada chemiczne zabezpieczenie przed uszkodzeniem przy zmianie polaryzacji. Najnowsze akumulatory nie wykazują efektu pamięciowego, czyli zmniejszania się efektywnej pojemności na skutek niepełnego rozładowania.

Z naszego punktu widzenia najistotniejsze jednak są parametry charakteryzujące elektryczne właściwości akumulatorów NiCd. Pierwszym parametrem jest napięcie i pojemność znamionowa.

Napięcie znamionowe pojedynczego ogniwa NiCd wynosi 1,2 V. Dlatego też akumulatory składające się z kilku szere-

gowo połączonych ogniw mogą posiadać napięcia 2,4; 3,6; 4,8; 6; 7,2; 8,4; 10,6 V itd. Dla ogniwa naładowanego w 100% napięcie na zaciskach przyjmuje wartość ok. 1,35÷1,4 V, a dla ogniwa wyładowanego ok. 1,1÷0,9 V.

Pojemność C podawana w mAh, lub Ah zdefiniowana jest przez prąd I i czas t rozładowywania akumulatora.

$$C = I \cdot t,$$

gdzie

t – czas od początku rozładowywania,

aż do osiągnięcia końcowego napięcia rozładowania, podawany w godzinach.

I – wartość stałego prądu rozładowującego, podawana w mA lub A.

Pojemność znamionowa definiowana jest podobnie jak pojemność C , przy czym wartość prądu rozładowującego jest dobrana w taki sposób, aby po 5 godzinach rozładowywania akumulatora w temperaturze $20 \pm 5^\circ\text{C}$ osiągnąć napięcie rozładowania wynoszące 1,0 V.

Wartości prądów ładowania i rozładowywania podawane są jako iloczyn nominalnej pojemności (C) i prądu (A), i oznaczane symbolem CA.

Przykład:

Nominalna pojemność akumulatora $C = 1 \text{ Ah}$

0,1 CA = 100 mA

1 CA = 1 A

3 CA = 3 A

Nominalna pojemność akumulatora $C = 750 \text{ mAh}$

0,1 CA = 75 mA

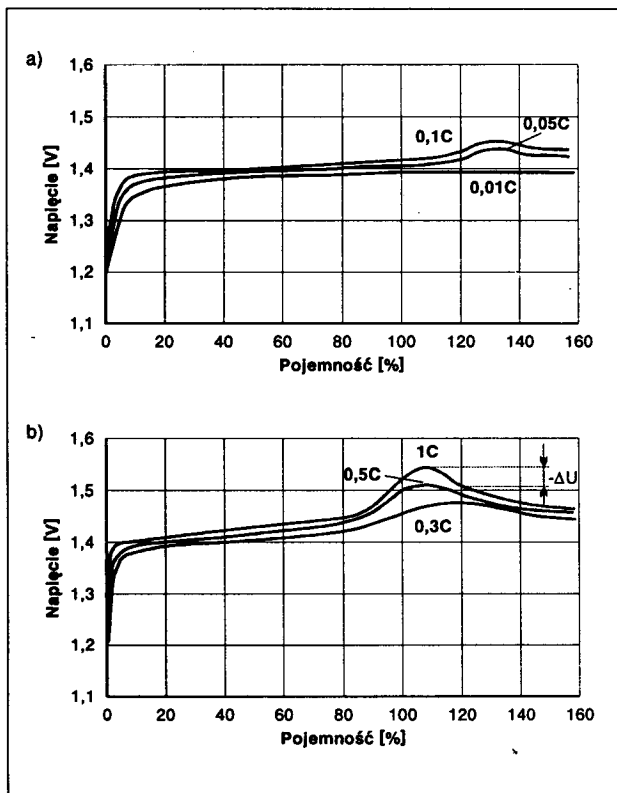
1 CA = 750 mA

3 CA = 2,25 A

Prąd 0,1 CA nazywany jest prądem dziesięciogodzinnym, co oznacza, że akumulator z którego pobiera się prąd 0,1 CA zostanie rozładowany po czasie 10 godzin.

Ładowanie akumulatorów NiCd można przeprowadzać kilkoma sposobami, różniącymi się głównie czasem ładowania. Na rysunku 2a i 2b zamieszczono charakterystyki napięcia na zaciskach ogniwa w funkcji naładowania akumulatora podanego w %. Parametrem jest prąd ładowania.

Ładowanie standardowe jest najczęściej stosowanym sposobem. Polega ono na ładowaniu akumulatora prądem stałym, lub impulsowym o wartości 0,1 CA (prąd dziesięciogodziny). Czas ładowania jest ograniczony i powinien wynosić 14÷16 godzin, co gwarantuje pełne naładowanie do wartości 150÷160% pojemności. Ładowanie dłuższe niż 100 godzin przy prądzie 0,1 CA może doprowadzić do wzrostu temperatury i uszkodzenia akumulatora.



Rys. 2 Napięcie na zaciskach akumulatora podczas ładowania: a) standardowego, b) przyspieszonego i szybkiego

Ładowanie przyspieszone odbywa się prądem 0,3 CA, przy czym czas ładowania jest ograniczony do 5 godzin gwarantując naładowanie do wartości 150% pojemności. Przy stosowaniu ładowania przyspieszonego wskazane jest stosowanie układu wyłącznika termicznego TCO (ang. Temperature Cut Off) przerywającego proces ładowania przy wzroście temperatury akumulatora do wartości $+55 \div 60^\circ\text{C}$.

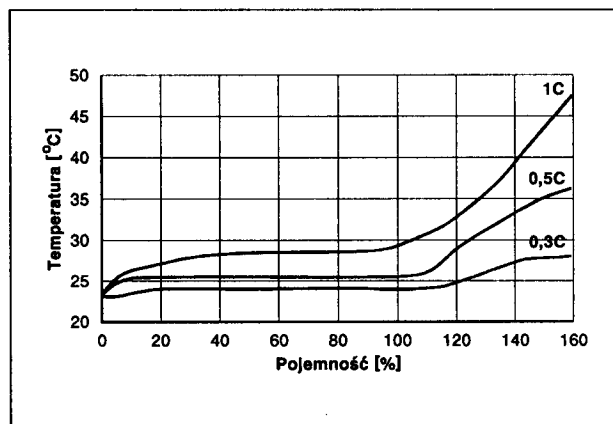
Ładowanie szybkie przeprowadza się prądem o wartości $0,5 \div 1$ CA. Zastosowanie w tym przypadku wyłącznika czasowego i termicznego jest niewystarczające. Producenci zalecają stosowanie wyłącznika reagującego na przyrost temperatury akumulatorów w czasie dT/dt . Wyłącznik ten powinien przerwać proces ładowania jeżeli temperatura akumulatora zacznie wzrastać szybciej niż $1^\circ\text{C}/1$ min, lub przekroczy wartość 60°C . W tym przypadku wykorzystano zależność temperatury akumulatora od stanu jego naładowania (rys. 3).

Drugą możliwością zakończenia procesu szybkiego ładowania ogniwa jest "wykrycie" spadku napięcia $-\Delta V$. Na rysunku 2b wyraźnie widać, że przy wartościach prądu ładowania 0,5 CA i 1 CA po przekroczeniu wartości ok. 110% naładowania napięcie na zaciskach akumulatora nieznacznie spada, co jest związane z ujemnym temperaturowym współczynnikiem napięcia akumulatora. Ta metoda zakończenia ładowania zalecana jest dla akumulatorów składających się z trzech lub więcej ogniw. Wartość $-\Delta V$ przyjmuje się na poziomie $10 \div 15$ mV na jedno ogniwo. Oprócz układu

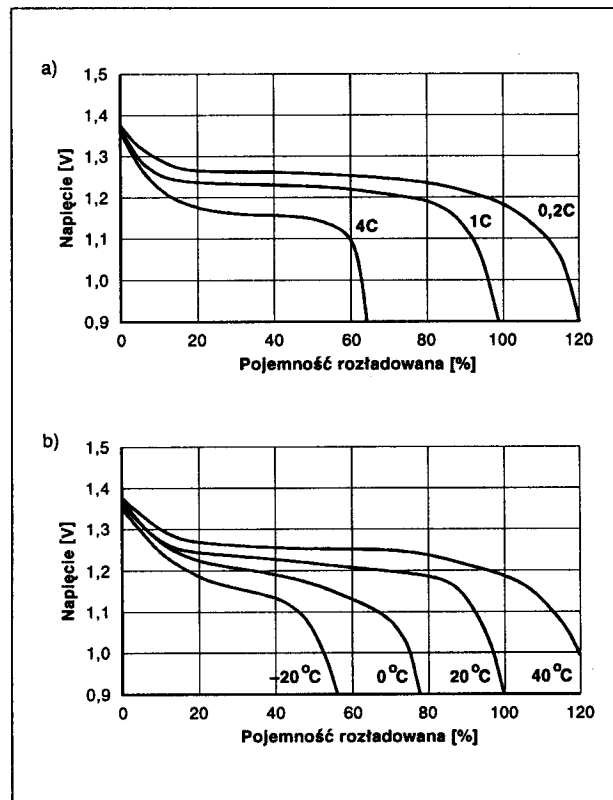
$-\Delta V$ powinno się także stosować wyłącznik termiczny $+60^\circ\text{C}$.

Po zakończeniu szybkiego ładowania wskazane jest doładowywanie akumulatora prądem $0,03 \div 0,05$ CA.

Doładowywanie stosuje się w przypadku akumulatorów pracujących w układach podtrzymywania napięcia. Akumulatory te są przez cały czas w pełni naładowane. W celu kompensowania strat pojemności powstających na wskutek samorozładowania zaleca się doładowywanie prądem $0,03 \div 0,05$ CA. Doładowywanie można prowadzić także po zakończeniu dowolnego z wyżej wymienionych cykli ładowania.



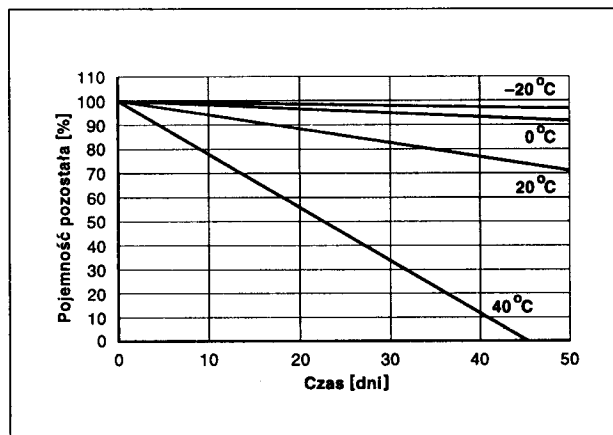
Rys. 3 Temperatura akumulatora w funkcji naładowania akumulatora, dla różnych wartości prądu ładowania



Rys. 4 Napięcie na zaciskach akumulatora podczas rozładowywania a) dla różnych wartości prądu rozładowującego, b) dla różnych wartości temperatury otoczenia przy prądzie rozładowującym 1 CA

Na rysunku 4 zamieszczono przebiegi napięć na zaciskach akumulatorów w funkcji pojemności rozładowanej. Parametrem jest prąd rozładowania (rys. 4a), lub temperatura otoczenia (rys. 4b). Jak widać z wykresów pojemność użytkowa i napięcie na zaciskach ogniwa zależą od kilku parametrów. Ogólnie rzecz biorąc im większy jest prąd rozładowania tym niższe jest napięcie rozładowania i niższa pojemność użytkowa. Zjawisko to jest wyraźnie widoczne dla prądu 4 AC, przy którym pojemność spada do ok. 60% wartości pojemności znamionowej. Podobnie wraz ze spadkiem temperatury maleje wartość pojemności użytkowej.

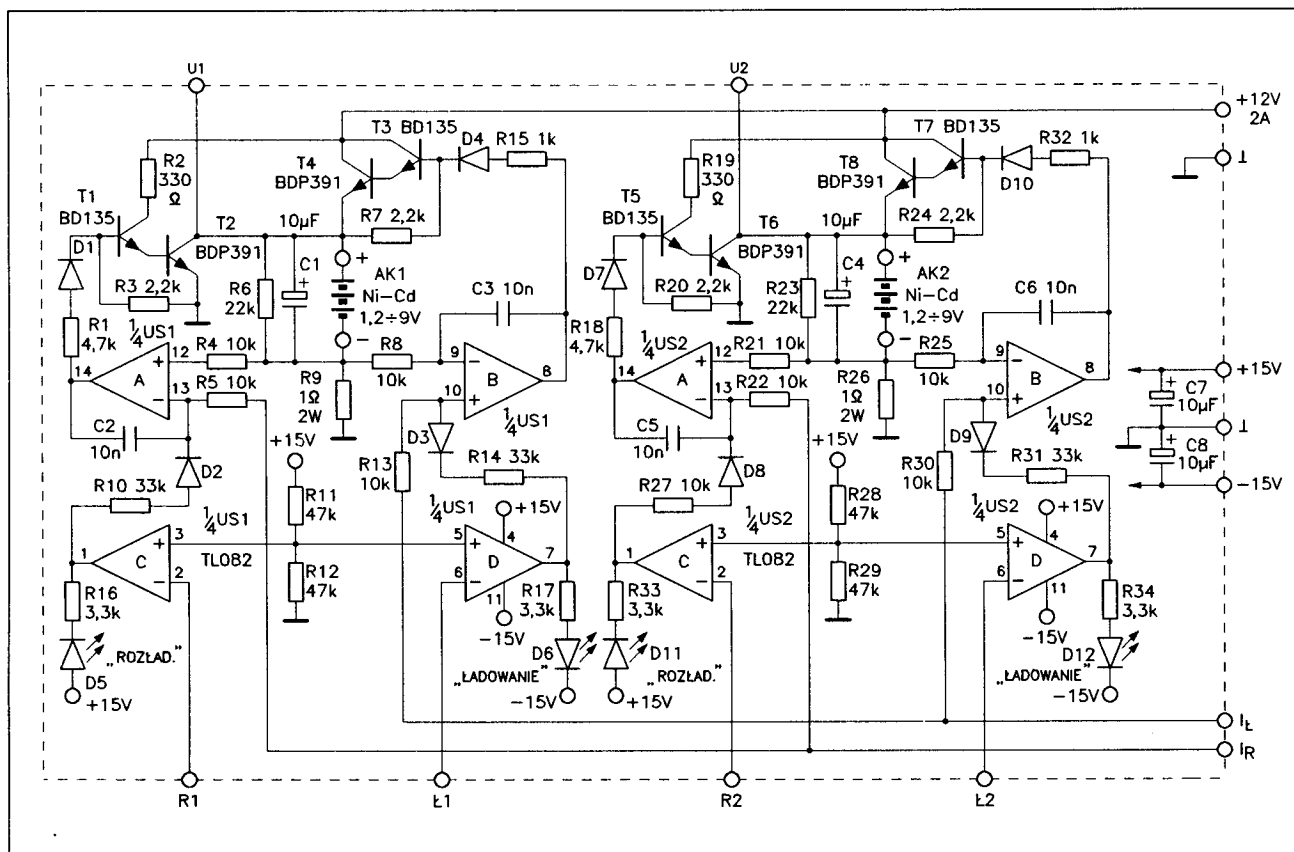
Naładowany akumulator ulega samorozładowaniu, którego wielkość zależy od czasu przechowywania i temperatury. Przedstawia to rysunek 5. Szybkość samorozładowania rośnie wraz ze wzrostem temperatury otoczenia. Samorozładowanie akumulatora nie jest groźne i jest w pełni odwracalne, tzn. wystarczy naładować akumulator ponownie. Po bardzo długim okresie przechowywania (ponad 1 rok), konieczne może okazać się wykonanie kilku pełnych cykli ładowania i rozładowania, aby akumulator "odzyskał" pojemność znamionową. Żywotność akumulatorów NiCd wynosi ok. 500÷1000 cykli ładowania. W tym czasie pojemność znamionowa ulega niewielkiemu zmniejszeniu do 90% wartości pierwotnej po ok. 200 cyklach i wartości 80% powyżej 300 cykli.



Rys. 5 Samorozładowanie akumulatora dla różnych temperatur przechowywania

Opis układu

Ładowarka do akumulatorów została zaprojektowana w taki sposób, aby w przyszłości była możliwa jej dalsza rozbudowa. Z tego też względu układ podzielono na dwie części. Pierwsza z nich zawiera sterowane źródła prądowe umożliwiające niezależne ładowanie i rozładowywanie dwóch akumulatorów. Natomiast druga część zawiera elementy regulacji prądu i napięcia ładowania, oraz rozładowywania.



Rys. 6 Schemat ideowy układu źródeł prądowych ładowarki akumulatorów NiCd

Na rysunku 6 zamieszczono schemat ideowy źródeł prądowych. Układ składa się z dwóch identycznych bloków pozwalających na równoczesne ładowanie dwóch akumulatorów. Układ Darlingtona składający się z tranzystorów T1, T2 i wzmacniacz operacyjny US1A tworzą źródło prądowe umożliwiające rozładowywanie akumulatora AK1. Prąd rozładowujący akumulator przepływa w obwodzie: masa układu, rezystor R9, akumulator AK1, tranzystor T2. Przepływ prądu powoduje powstanie proporcjonalnego spadku napięcia na rezystorze R9 (potencjał górnego końca rezystora jest ujemny). Ujemne napięcie z rezystora R9 doprowadzone jest do wejścia nieodwracającego wzmacniacza US1A. W ten sposób zamknięta zostaje pętla sprzężenia zwrotnego. Wzmacniacz operacyjny US1Aysterowuje tranzystory T1 i T2 w takim stopniu, aby przepływ prądu powodował spadek napięcia na rezystorze R9 równy wartości napięcia doprowadzonego do wejścia nieodwracającego wzmacniacza. Tak więc układ umożliwia regulację prądu rozładowania akumulatora za pośrednictwem ujemnego napięcia stałego doprowadzanego do wejścia I_R płytki drukowanej.

Prąd rozładowania nie zależy od napięcia nominalnego podłączonego akumulatora. W układzie można rozładowywać akumulatory o napięciach $1,2 \text{ V} \div 9 \text{ V}$. W opisywanej ładowarce zastosowano impulsowe rozładowywanie akumulatorów. Z tego też względu do wejścia I_R doprowadzono przebieg prostokątny o częstotliwości ok. 100 Hz i współczynniku wypełnienia 3/4. Amplituda przebiegu prostokątnego może być regulowana w zakresie $-1,33 \div 0,06 \text{ V}$, co odpowiada regulacji prądu od 1 A do 50 mA (przebiegowi prostokątnemu o wypełnieniu 3/4 i amplitudzie $-1,33 \text{ V}$ odpowiada średnia wartość prądu 1 A). Dla akumulatorów o napięciu nominalnym 1,2 V może okazać się, że w końcowej fazie rozładowywania nie uda się uzyskać rozładowania prądem 1 A mimo właściwegoysterowania wzmacniacza operacyjnego. Przyczyna tkwi w spadku napięcia na rezystorze R9 i napięciu nasycenia tranzystora T2. Nie stanowi to jednak większego problemu, gdyż rozładowywanie nieco mniejszym prądem będzie przebiegało dalej.

Chcąc rozładować akumulator prądem stałym wystarczy do wejścia doprowadzić stałe napięcie ujemne. Układ umożliwia uzyskanie większych prądów rozładowania nawet rzędu 3 A, przy doprowadzeniu do wejścia I_R napięcia -3 V . Konieczne jest wtedy zwiększenie mocy rezystora R9 do 5 W.

Proces rozładowywania akumulatora może zostać w każdej chwili przerwany przez doprowadzenie do wejścia R1 układu źródeł napięcia 0 V. Doprowadzenie napięcia $+15 \text{ V}$ powoduje rozpoczęcie rozładowywania akumulatora, co jest sygnalizowane świeceniem się diody D5.

Regulacja prądu rozładowania jest wspólna dla obu akumulatorów AK1 i AK2. Natomiast włączanie i wyłączanie rozładowywania jest niezależne (wejścia R1 i R2).

Podobnie zbudowany jest układ źródła prądowego ładującego akumulator. Pracują w nim tranzystory T3,

T4 i wzmacniacz operacyjny US1B. Prąd ładowania akumulatora przepływa od źródła zasilania $+12 \text{ V}$ przez tranzystor T4, akumulator AK1 i rezystor R9. Spadek napięcia z rezystora R9 doprowadzany jest do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego US1B. Wielkość prądu ładującego jest proporcjonalna do napięcia doprowadzonego do wejścia nieodwracającego wzmacniacza US1B. Akumulator ładowany jest prądem impulsowym, dlatego też do wejścia I_L układu źródeł doprowadzono przebieg prostokątny o częstotliwości ok. 100 Hz i wypełnieniu 3/4. Amplituda przebiegu może być regulowana w zakresie $0,06 \div 1,33 \text{ V}$, co odpowiada średniemu prądowi ładowania $50 \text{ mA} \div 1 \text{ A}$.

Układ umożliwia ładowanie akumulatorów o napięciach $1,2 \div 9 \text{ V}$. Jeżeli ładowarka będzie przeznaczona tylko do ładowania akumulatorów jednego typu (o jednakowym napięciu nominalnym) możliwe jest zmniejszenie napięcia zasilającego układ źródeł ($+12 \text{ V}$). Wartość tego napięcia powinna być wyższa o ok. $3 \div 4 \text{ V}$ od napięcia naładowanych w 100% akumulatorów.

Tak samo jak w przypadku rozładowywania, akumulatory mogą być ładowane prądem stałym. W takim przypadku do wejścia I_L doprowadza się dodatnie napięcie stałe. Układ umożliwia ładowanie prądem do 3 A, co wymaga doprowadzenia do wejścia I_L napięcia stałego 3 V. Moc rezystora R9 powinna wtedy wynosić 5 W.

Ładowanie akumulatorów przebiega w czasie, gdy do wejścia I_1 doprowadzone jest napięcie 0 V, sygnalizowane świeceniem się diody D6. Doprowadzenie napięcia $+15 \text{ V}$ do wejścia I_1 powoduje przerwanie ładowania.

Prąd ładowania regulowany jest wspólnie dla obu akumulatorów AK1 i AK2, natomiast włączenie lub wyłączenie ładowania może przebiegać niezależnie.

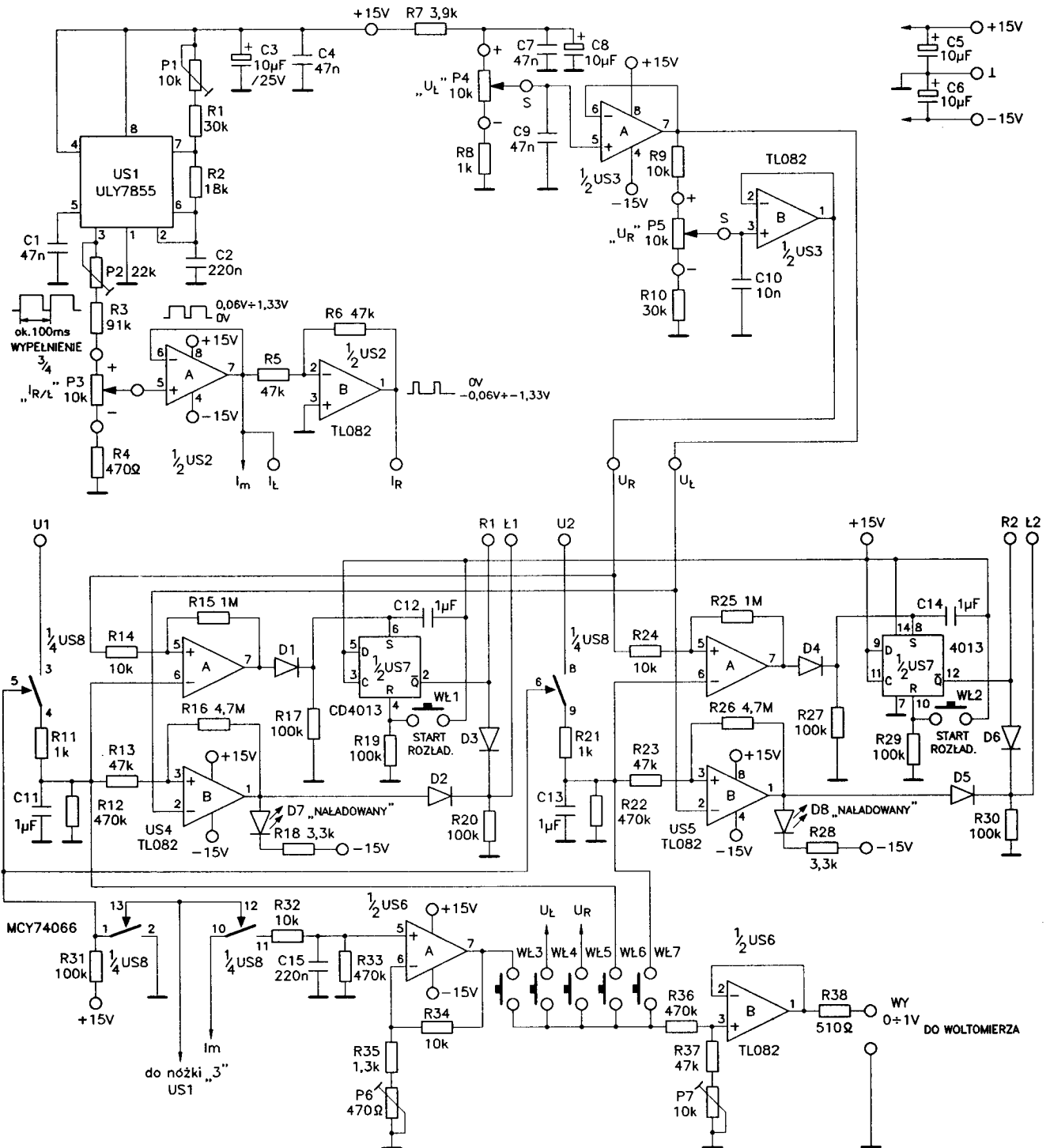
W drugiej części ładowarki (rys. 7) znajdują się układy regulacji prądu i napięcia ładowania i rozładowywania. Jak już wcześniej wspomniano ładowarka pozwala na impulsowe ładowanie i rozładowywanie akumulatorów. Generator przebiegu prostokątnego o częstotliwości ok. 100 Hz i wypełnieniu 3/4 zbudowano na układzie tajmera US1. Potencjometr P1 umożliwia dokładne wyregulowanie współczynnika wypełnienia generowanego przebiegu. Amplituda przebiegu wyjściowego z generatora US1 może być regulowana potencjometrem P3. Ograniczenie zakresu regulacji amplitudy przebiegu prostokątnego do wartości $+1,33 \text{ V}$ umożliwia potencjometr P2. Taka wartość napięcia doprowadzona do wejścia I_L wymusza średni prąd ładowania akumulatora równy 1 A.

Napięcie z suwaka potencjometru podawane jest na wtórnik napięciowy zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym US2A. Z wyjścia wtórnika sygnał doprowadzany jest do wejścia I_L modułu źródeł, oraz do wejścia wzmacniacza odwracającego US2B o wzmocnieniu -1 V/V . Z wyjścia tego wzmacniacza sygnał doprowadzany jest do wejścia I_R modułu źródeł. Tak więc potencjometr P3 pozwala równocześnie na regulację prądu ładowania i rozładowywania akumulatorów. Dla poda-

nych wartości elementów prądu ładowania i rozładowania są sobie równe. Możliwe jest jednak zwiększenie prądu rozładowywania akumulatora przez zmianę wartości rezystora R6. W celu dobrania wartości R6 można posłużyć się wzorem:

$$R6 [k\Omega] = \frac{I_R [mA]}{I_L [mA]} \cdot R7 [k\Omega],$$

gdzie I_R – prąd rozładowywania akumulatora
 I_L – prąd ładowania akumulatora



Rys. 7 Schemat ideowy układów sterujących pracą ładowarki

Jeżeli prąd rozładowywania ma być dwukrotnie większy od prądu ładowania wartość R_6 wynosi 100 k Ω . Zmiana wartości prądu ładowania przy pomocy potencjometru P3 pociąga za sobą proporcjonalną zmianę prądu rozładowywania.

W ładowarce przewidziano możliwość regulacji wartości napięcia do której ma zostać naładowany akumulator (potencjometr P4), oraz regulację wartości napięcia do której ma zostać rozładowany akumulator (potencjometr P5) wspólną dla obu akumulatorów AK1 i AK2. Chcąc wyeliminować sytuację, w której pomyłkowo ustawi się napięcie rozładowania większe od napięcia ładowania potencjometr napięcia do potencjometru P5 doprowadzono z wyjścia wzmacniacza US3A. Wymaga to ustawiania w pierwszej kolejności napięcia ładowania, a dopiero potem napięcia rozładowania. Zakres regulacji napięć ładowania wynosi $1 \div 11$ V, zakres regulacji napięć rozładowania wynosi 60÷80% wartości napięcia ładowania. Z suwaków potencjometrów P4 i P5 napięcia doprowadzono do wtórników US3A i US3B.

Z wyjść wzmacniaczy operacyjnych US3A i US3B napięcia doprowadzono do układu komparatorów US4A i US4B, oraz US5A i US5B. Pierwsze dwa komparatory porównują napięcia rozładowania i ładowania z napięciem na akumulatorze AK1, a drugie z napięciem na akumulatorze AK2. Napięcia z dodatnich zacisków akumulatorów są doprowadzone do wejść U1 i U2. W czasie impulsu ładującego, lub rozładowującego akumulator napięcia w punktach U1 i U2 są "zafalszowane" przez prąd płynący przez rezystor R_9 dla AK1 i R_{26} dla AK2. Dlatego też pomiar napięcia na akumulatorze jest przeprowadzany tylko w czasie kiedy przez akumulatory nie płynie prąd. W tym celu przed wejściami komparatorów umieszczono klucze analogowe US8 włączane zanegowanymi impulsami z wyjścia generatora US1. W czasie kiedy klucze są rozwarte wartość napięcia na akumulatorze jest zapamiętana na kondensatorach C11 i C13.

Napięcie z akumulatora AK1 doprowadzone jest do komparatora US4B. Do drugiego wejścia doprowadzono napięcie U_L (napięcie do którego ma zostać naładowany akumulator. W chwili gdy napięcie akumulatora przekroczy zadaną wartość wyjście komparatora zmieni swój stan na wysoki, co wywoła zaświecenie się diody "NAŁADOWANY" i zablokowanie źródła prądowego (sygnał Ł1). Stan taki będzie się utrzymywał tak długo, jak do układu będzie podłączony akumulator. Jeżeli w tym czasie napięcie na akumulatorze nieznacznie spadnie na wskutek samorozładowania, ładowarka włączy się ponownie i doładuje akumulator.

Po wyjściu akumulatora AK1 układ w dalszym ciągu kontroluje napięcie na zaciskach do których podłączany jest akumulator. Funkcję "mini" akumulatora przejmuje teraz kondensator C1, który dość szybko rozładowuje się przez rezystor R_6 . Powoduje to chwilowe włączenie ładowania, a w konsekwencji miganie diod D6 "ŁADOWANIE" (w układzie źródeł) i D7 "NAŁADOWANY". Podłączenie nowego akumulatora włącza cały cykl ładowania ponownie.

Ze względu na efekt pamięciowy występujący w niektórych typach akumulatorów, przed ładowaniem wskazane jest pełne rozładowanie akumulatora do napięcia ok. 1 V na ogniwo. Rozładowanie inicjuje się wciśnięciem włącznika WŁ1 dla AK1, lub WŁ2 dla AK2. Po wciśnięciu odpowiedniego włącznika wyjście \bar{Q} przerzutnika D zmienia swój stan na wysoki, włączając rozładowywanie akumulatora (stan wysoki na wyjściu R1), które jest sygnalizowane świeceniem się diody D5 "ROZŁADOWYWANIE". Jednocześnie za pośrednictwem diody D3 zostaje zablokowany układ ładowania akumulatora. W chwili kiedy napięcie na akumulatorze spadnie do zadanej wartości komparator US4A zmieni stan wyjścia na wysoki, zmieniając stan wyjścia przerzutnika \bar{Q} na niski. W ten sposób zostaje zakończony cykl rozładowywania i automatycznie rozpoczyna się cykl ładowania.

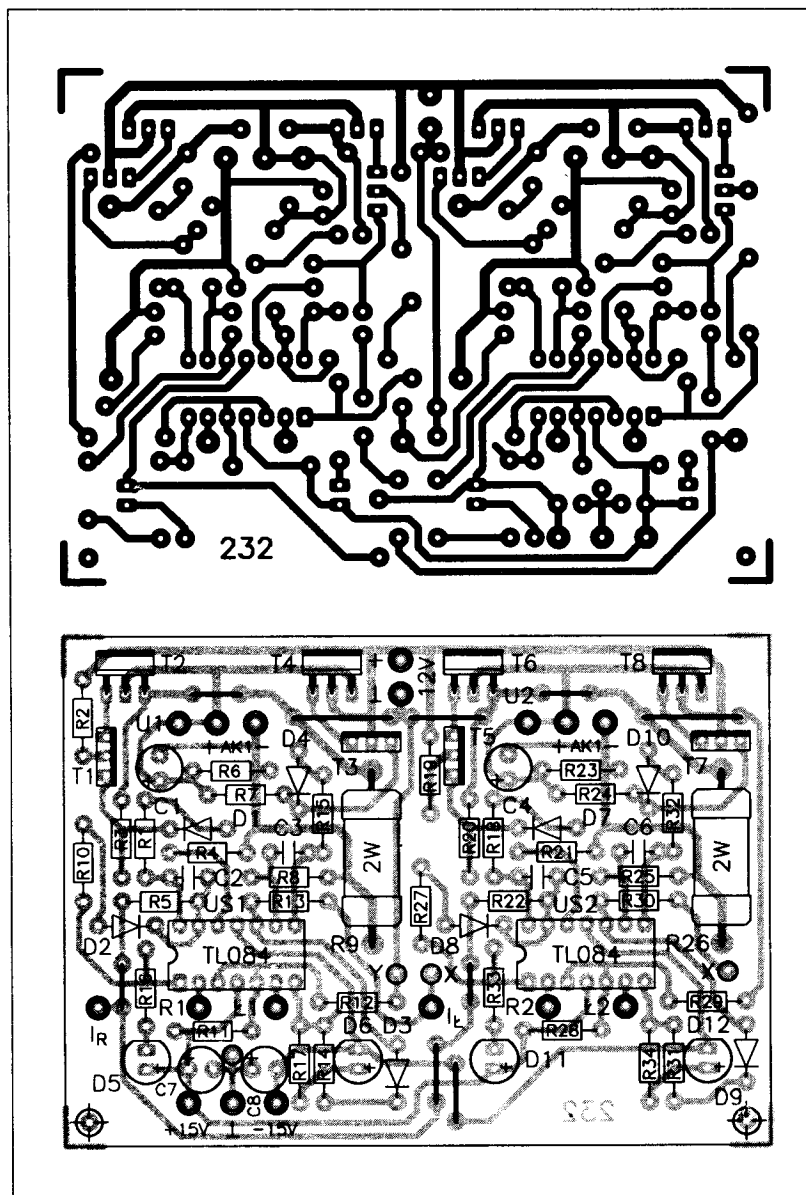
Ładowarkę wyposażono w układ umożliwiający przy pomocy zewnętrznego woltomierza pomiar prądu ładowania (WŁ3), napięcia do którego ma zostać naładowany akumulator (WŁ4), napięcia do którego ma zostać rozładowany akumulator (WŁ5), aktualnego napięcia na akumulatorze AK1 (WŁ6) i AK2 (WŁ7). Napięcie wyjściowe układu pomiarowego wynosi 1 V dla prądu ładowania 1 A i 1 V dla napięcia akumulatora 10 V.

Montaż i uruchomienie

W układzie źródeł prądowych tranzystory T2, T4 i T6, T8 umieszczono na radiatorze jednostronnie żebrowanym o wysokości ok 8 cm. Tranzystory T2 i T6 należy odizolować elektrycznie od radiatora stosując odpowiednie podkładki mikowe. Miejsca styku tranzystorów z radiatorem smaruje się smarem silikonowym poprawiającym przewodność cieplną. Radiator znajduje się na potencjale zasilania +12 V i nie może łączyć się z masą.

Na płycie wykonano dwa połączenia odcinkiem przewodu izolowanego łącząc ze sobą punkty X i Y.

Przed przystąpieniem do uruchomienia układu źródeł wejścia R1, Ł1 i R2, Ł2 łączy się z masą, a do wejścia I_L doprowadza się napięcie stałe regulowane potencjometrem w zakresie $0 \div 1$ V. Po włączeniu zasilania powinny zapalić się diody D6 i D12. Do zacisków akumulatora "+" i "-" podłącza się amperomierz. Regulując napięciem na wejściu I_L sprawdzamy czy prąd wskazywany przez amperomierz zmienia się. Dla napięcia 1 V na wejściu I_L prąd powinien wynosić 1 A. Następnie wejścia R1, Ł1 i R2, Ł2 łączy się z napięciem zasilania +15 V. Powinny wtedy zapalić się diody D5 i D11. do wejścia I_R doprowadza się napięcie stałe regulowane potencjometrem w zakresie $-1 \div 0$ V. Do zacisków "+" i "-" podłącza się naładowany akumulator połączony szeregowo z amperomierzem. Regulując napięciem na wejściu I_R sprawdzamy, czy prąd rozładowywania zmienia się. Dla napięcia -1 V prąd rozładowania powinien wynosić 1 A (dla akumulatorów o napięciu 1,2 V prąd ten może być nieco mniejszy).



Rys. 8 Schemat płytki drukowanej źródeł i rozmieszczenie elementów

Układy sterujące zmontowano na oddzielnej płytce drukowanej. W obrębie płytki połączono ze sobą, przy pomocy odcinków przewodu izolowanego, punkty Q i P. Potencjometry P3, P4, P5 połączono z płytką przy pomocy przewodów, litera S oznacza połączenie z suwakiem potencjometru. Mikrowłączniki WŁ1÷WŁ7 zamontowano na odrębnej płytce, i połączono przewodami. Po zakończeniu montażu można przystąpić do uruchamiania płytki. Potencjometrem P1 ustawia się wypełnienie przebiegu na wyjściu generatora (nóżka 3 US1). Wypełnienie powinno wynosić 3/4, mierzone oscyloskopem na wyjściu I_L. Następnie potencjometr P3 ustawia się na maksimum i regulując potencjometrem P2 ustawia się maksymalną amplitudę przebiegu na 1,33 V mierzoną oscyloskopem na wyjściu I_L. Na wyjściu I_R amplituda przebiegu powinna mieć wartość ujemną -1,33 V.

W następnej kolejności do wyjścia pomiarowego "WY" podłącza się woltomierz. Natomiast do punktu X na płytce mikrowłączników doprowadza się napięcie +10,0 V. Regulując potencjometrem P7 ustawia

się wskazania woltomierza na 1,00 V. Po odłączeniu pomocniczego napięcia +10 V potencjometr P3 ustawia się na maksimum po wciśnięciu włącznika WŁ1 regulując potencjometrem P6 ustawia się wskazania woltomierza na 1,00 V.

Po wykonaniu wszystkich czynności regulacyjnych obie płytki ładowarki można ze sobą połączyć. Zasilanie ±15 V prowadzi się z zasilacza stabilizowanego najpierw do płytki sterowania, a następnie dalej do płytki źródeł. Natomiast napięcie zasilania +12 V i jego masę podłącza się bezpośrednio do płytki źródeł. Wydajność prądowa zasilacza powinna wynosić 2 A. Oprócz tego pomiędzy płytkami wykonuje się połączenia I_R, I_L, R1, R2, Ł1, Ł2, U1, U2. Teraz można wypróbować działanie całego zestawu.

Wykaz elementów – źródła prądowe

US1, US2	- TL 084 (TL 074)
T1, T3,	
T5, T7	- BD 135 (BD 137, 139)
T2, T4,	
T6, T8	- BDP 391 (BDP 393, 395)
D1÷D4,	
D7÷D10	- BAVP 17÷21 (1N4148)
D5, D11	- LED kolor czerwony
D6, D12	- LED kolor zielony
R9, R26	- 0,75 Ω/2 W
R2, R19	- 330 kΩ/0,25 W
R15, R32	- 1 kΩ/0,125 W
R3, R7,	
R20, R24	- 2,2 kΩ/0,125 W
R16, R17,	
R33, R34	- 3,3 kΩ/0,25 W
R1, R18	- 4,7 kΩ/0,125 W
R4, R5,	
R8, R13,	
R21, R22,	
R25, R30	- 10 kΩ/0,125 W
R6, R23	- 22 kΩ/0,125 W
R10, R14,	
R27, R31	- 33 kΩ/0,125 W
R11, R12,	
R28, R29	- 47 kΩ/0,125 W
C2, C3,	
C5, C6	- 10 nF/32 V KFPf
C1, C4,	
C7, C8	- 10 μF/16 V 04/U

płytką drukowaną numer 232

Wykaz elementów – układy sterowania

US1	- ULY 7855 (NE 555)
US2÷US6	- TL 082 (TL 072)
US7	- MCY 74013 (CD 4013)
US8	- MCY 74066 (CD 4066)
D1÷D6	- BAVP 17÷21 (1N4148)
D7, D8	- LED kolor świecenia żółty
R4	- 470 Ω /0,125 W
R38	- 510 Ω /0,125 W
R8, R11, R21	- 1 k Ω /0,125 W
R35	- 1,3 k Ω /0,125 W
R18, R28	- 3,3 k Ω /0,25 W
R7	- 3,9 k Ω /0,125 W
R9, R14,	
R24, R32, R34	- 10 k Ω /0,125 W
R2	- 18 k Ω /0,125 W
R1, R10	- 30 k Ω /0,125 W
R5, R6, R13, R 23, R37	- 47 k Ω /0,125 W
R3	- 91 k Ω /0,125 W
R17, R19, R20,	
R27, R31	- 100 k Ω /0,125 W
R12, R22, R29,	
R30, R33, R36	- 470 k Ω /0,125 W

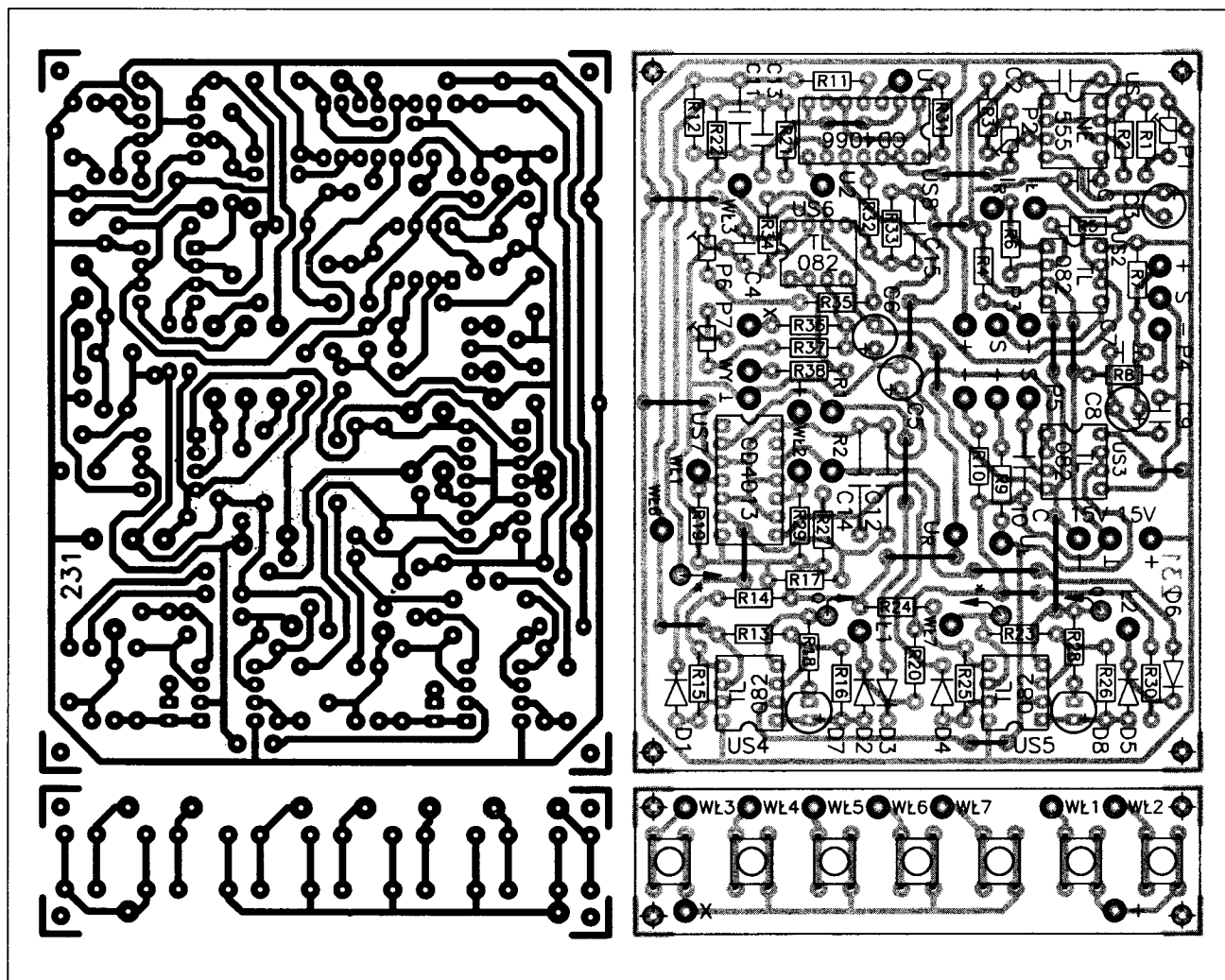
R15, R25	- 1 M Ω /0,125 W
R16, R26	- 4,7 M Ω /0,125 W
P6	- 470 Ω TVP 1232
P1, P7	- 10 k Ω TVP 1232
P3, P4	- 10 k Ω DM 106, DM 107
P5	- 10 k Ω -A PR 167, PR 185, PR 186
P2	- 22 k Ω TVP 1232
C10	- 10 nF/16 V KFPf
C1, C4, C7, C9	- 47 nF/16 V KFP
C2, C15,	
C11, C13,	- 220 nF/100 V MKSE-018-02
C12, C14	- 1 μ F/63 V MKSE-020
C3, C5, C6, C8	- 1 μ F/100 V MKSE-018-02
C3, C5, C6, C8	- 10 μ F/16V 04/U
WŁ1÷WŁ7	- mikrołączniki

płytki drukowane **numer 231**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: płytki 231 - 3,65 zł (36.500 zł)
 płytki 232 - 2,39 zł (23.900 zł)
 + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO - patrz IV strona okładki.



Rys. 9 Schemat płytki drukowanej układów sterujących i rozmieszczenie elementów

Zakłócenia i ich redukcja cz. 6

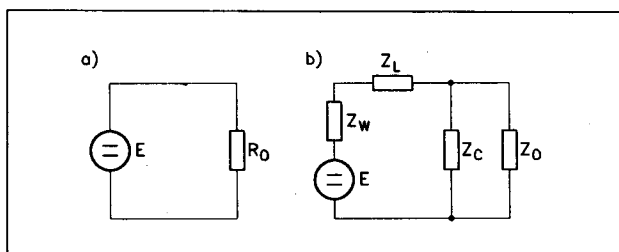
Odsprężanie i filtracja

Zagadnienia odsprężania i filtracji dotyczą obwodów zasilania. Zadaniem tych zabiegów jest redukcja przenoszenia sygnałów zakłócających za pośrednictwem obwodów zasilania.

Odsprężanie

Obwody doprowadzające napięcie zasilające w urządzeniu elektronicznym są zazwyczaj wspólne dla jego części składowych (poszczególnych układów). Zadaniem obwodu zasilania jest zasilanie wszystkich podłączonych do niego układów prawie stałym napięciem w warunkach zmieniających się prądów stałych pobieranych przez poszczególne układy. W idealnym przypadku także pobierane przez układy prądy zmienne nie powinny wytwarzać napięcia zmiennego w obwodzie zasilania. Jest to jednak sytuacja wręcz nierealna wymagająca idealnego źródła napięcia o zerowej impedancji wewnętrznej i idealnych przewodów doprowadzających.

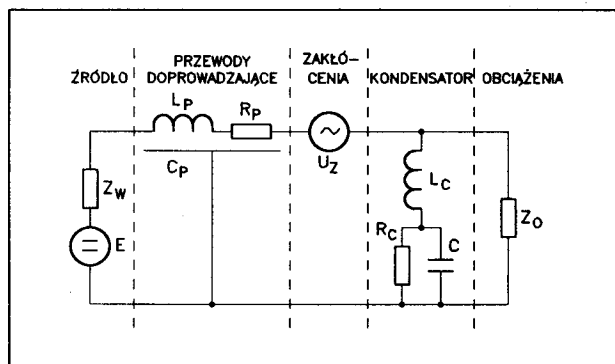
W rzeczywistych warunkach impedancja wewnętrzna zasilacza jest różna od zera, a i przewody połączeniowe posiadają pewną impedancję. Pisząc o impedancji chcę podkreślić że jest ona zależna od częstotliwości pobieranego prądu. Rozpatrując obwody zasilania tylko dla składowej stałej wystarczyłoby posługiwać się pojęciem rezystancji. Uproszczone schematy obwodu zasilania z pojedynczym obciążeniem przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1 Schemat obwodu zasilania: a) idealny, b) rzeczywisty

Obwód idealny zawiera idealne źródło napięciowe i obciążenie jako rezystancję. W obwodzie rzeczywistym występują: impedancja wewnętrzna źródła zasilającego Z_w , impedancja przewodów doprowadzających Z_L , impedancja obciążenia Z_0 i impedancja Z_C reprezentująca kondensator zastosowany do odsprężenia składowej zmiennej w obwodzie zasilania. Kondensator podłączony do obwodu zasilania w pobliżu obciążenia zmniejsza impedancję wypadkową obwodu zasilania widzianą od strony obciążenia. Zabieg ten pozwala na zamknięcie obwodu składowej zmiennej prądu pobieranego przez obciążenie bezpośrednio w pobliżu obciążenia i nosi nazwę odsprężania.

Obwód zasilania bardziej szczegółowo jest przedstawiony na rys. 2.



Rys. 2 Szczegółowy schemat obwodu zasilania

Na schemacie szczegółowym wydzielono linią przerywaną poszczególne fragmenty obwodu i wprowadzono źródło napięciowe U_z reprezentujące zakłócenia indukowane w obwodzie zasilania. Dokładnie została rozrysowana impedancja przewodów doprowadzających i impedancja kondensatora odsprężającego. W specyficzny sposób narysowano pojemność przewodów C_p jako tzw. pojemność rozłożoną co jest najbardziej zbliżone do jej rzeczywistej postaci. Indukowanie zakłóceń w przewodach doprowadzających pochodzących od obwodów zewnętrznych może być redukowane przy pomocy podanych wcześniej metod. Pamiętać należy o małej powierzchni pętli obwodu zasilania a nawet w ostateczności należy uciec się do ekranowania przewodów zasilających.

Wpływ obwodu zasilania na składową stałą objawia się spadkiem napięcia stałego i nie powoduje efektów zakłócających. Istotniejsze jest zachowanie się tego obwodu przy składowej zmiennej. Decydującym fragmentem obwodu zasilania są przewody doprowadzające. Jak łatwo zauważyć przewody te powinny posiadać jak najmniejszą indukcyjność L_p i jak największą pojemność C_p . Indukcyjność można zmniejszyć przez zastosowanie przewodu o przekroju prostokątnym. Pojemność wzrośnie po zbliżeniu przewodów zasilania i ewentualnie przez wprowadzenie między nimi dielektryka o dużej przenikalności elektrycznej. Najkorzystniejszym rozwiązaniem byłoby zastosowanie linii zasilającej z równoległymi, płaskimi przewodami umieszczonymi jak najbliżej siebie.

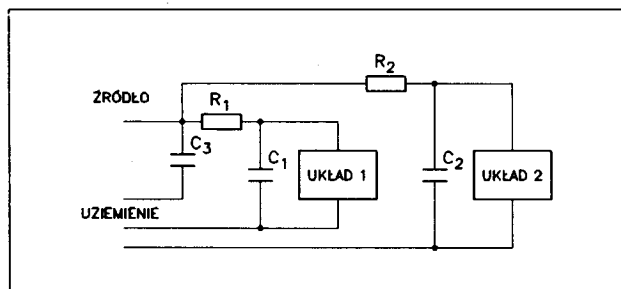
Trudności techniczne z wykonaniem takich linii zasilających sprawiają potrzebę stosowania kondensatorów odsprężających w pobliżu obciążenia. Przy stosowaniu kondensatora odsprężającego musimy pamiętać o jego indukcyjności własnej. Chcąc uzyskać szerokopasmowy układ odsprężający należy łączyć równolegle kondensatory o różnych pojemnościach i tym samym o różnych częstotliwościach rezonansu własnego.

Filtracja

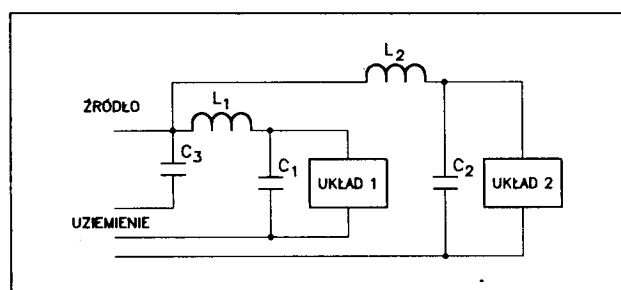
Stosowanie kondensatorów odsprężających nie zawsze spełnia w dostatecznym stopniu swą rolę. W celu

oddzielenia obwodów od zasilania, eliminacji sprzężeń między obwodami, niedopuszczenia do przedostawania się zakłóceń z zasilacza na wejście układu i odwrotnie z układu do obwodu zasilania stosuje się czworniki odsprężające nazywane popularnie filtrami. Odsprężanie zakłóceń z wykorzystaniem filtrów nazywane jest filtracją. Jako, że filtry w obwodzie zasilania powinny wprowadzać jak najmniejsze tłumienie składowej stałej stosowane są tzw. filtry dolnoprzepustowe. Największą popularność znalazły dwa rodzaje: filtry RC (składające się z rezystancji i pojemności) i filtry LC (zbudowane z indukcyjności i pojemności). Filtry dwuelementowe nazywane są filtrami typu L, a filtry trójelementowe to tzw. filtry typu II. W filtrach tych pojemności pełnią taką samą rolę jak kondensatory odsprężające, natomiast rezystancje, lub indukcyjności pełnią rolę elementu oddzielającego.

Przykład separacji obwodów zasilania dwóch układów za pomocą filtrów RC przedstawiono na rys. 3, a na rys. 4 przedstawiono zastosowanie filtrów LC.



Rys. 3 Odsprężanie obwodów zasilania za pomocą filtrów RC



Rys. 4 Odsprężanie obwodów zasilania za pomocą filtrów LC

Stosując filtr RC należy mieć na uwadze obniżanie napięcia zasilającego wskutek spadku napięcia na rezystorze filtru. Spadek napięcia wiąże się z wydzielaniem mocy szczególnie niepożądanym w układach bateryjnych. Chęć uzyskania jak najmniejszego spadku napięcia ogranicza stopień filtracji.

Filtr LC umożliwia uzyskanie lepszej filtracji przy minimalnym spadku napięcia i mocy. Stosowanie jego przy niskich częstotliwościach jest ograniczone z uwagi na potrzebę stosowania dużych indukcyjności – o dużych rozmiarach. Filtry LC najczęściej stosowane są przy wielkich częstotliwościach. Indukcyjności używane w filtrach nazywane są popularnie dławikami i powinny

charakteryzować się jak najmniejszą pojemnością własną. Występowanie pojemności własnej dławika zmniejsza separację obwodów.

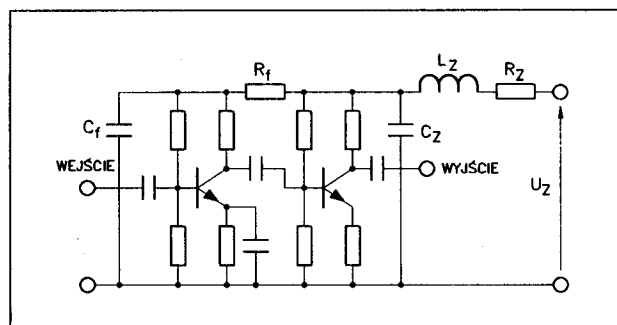
Biorąc pod uwagę tłumienie zakłóceń obwodów filtru RC będzie jednak lepszy niż filtr LC. W filtrze RC nazywanym często stratnym energia zakłóceń jest zamieniana na ciepło w rezystancji i eliminowana. W filtrze reaktancyjnym (LC) następuje wymiana energii zakłóceń między pojemnościami i cewką co może stać się powodem wypromieniowania zakłóceń. Po rozważaniach ogólnych dotyczących istoty odsprężania i filtracji przejdziemy do przykładów praktycznych.

Odsprężanie wzmacniacza

Przy analizie układów elektronicznych zakłada się zwarcie dla prądu zmiennego między doprowadzeniem zasilania i masą. Na podstawie dotychczasowych rozważań wiemy, że praktycznie będzie to jednak impedancja zależna od rzeczywistej realizacji układu. Zbocznikowanie impedancji przewodów doprowadzających uzyska się po zastosowaniu kondensatora odsprężającego w pobliżu wzmacniacza. Kondensator ten powinien posiadać jak najmniejszą impedancję w zakresie częstotliwości, przy których wzmocnienie wzmacniacza jest większe od jedności. Ten zakres częstotliwości jest we wzmacniaczach akustycznych tranzystorowych zwykle znacznie szerszy od pasma akustycznego.

W przypadku wzmacniacza dwustopniowego może wystąpić przekazywanie sygnału z wyjścia na wejście za pośrednictwem obwodów zasilania i rezystorów polaryzujących bazę tranzystora wejściowego. Warunek fazy wymagany do wzbudzenia drgań jest spełniony, ponieważ wzmacniacz dwustopniowy w układzie ze wspólnym kolektorem daje przesunięcie fazy sygnału wyjściowego względem wejściowego wynoszące 360° . Przy odpowiednio dużym wzmocnieniu wzmacniacza zostanie spełniony warunek amplitudy i nastąpi wzbudzenie drgań powodujące zakłócenie normalnej pracy wzmacniacza.

Zapobiec tej sytuacji można przez zastosowanie filtru RC w obwodzie zasilania między stopniami wzmacniacza co przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5 Eliminacja sprzężenia zwrotnego w obwodzie zasilania wzmacniacza

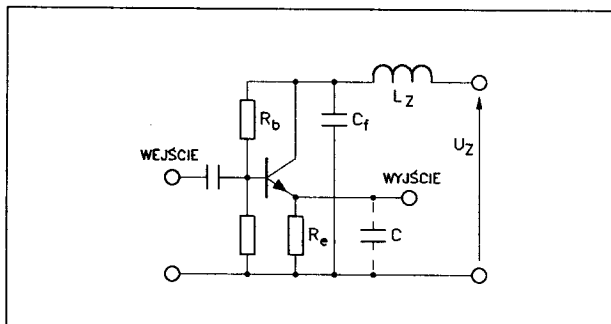
Elementy filtru R_f i C_f zmniejszają sygnał sprzężenia zwrotnego przedostający się drogą zasilania i elimi-

nują możliwość wzbudzenia się wzmacniacza. Dodatkowo filtr ten eliminuje zakłócenia przedostające się z zasilania np. przydzźwięk sieci.

Skutecznym sposobem zmniejszania zakłóceń, czy możliwości wzbudzenia się wzmacniacza jest ograniczenie pasma układu do pasma wymaganego przez sygnał. Zastosowanie większej szerokości pasma układu niż wymagana zwiększa jego podatność na zakłócenia zewnętrzne.

Odsprężanie wtórnika emiterowego

Wtórnik emiterowy pracujący z obciążeniem pojemnościowym (pojemność przewodu ekranowanego, linii transmisyjnej) jest szczególnie wrażliwy na niewłaściwe lub brak odsprężenia zasilania. Impedancja kolektora zawierająca szkodliwą indukcyjność doprowadzeń wzrasta ze wzrostem częstotliwości. Impedancja obwodu emitera obciążonego pojemnościowo maleje ze wzrostem częstotliwości. Dla wysokich częstotliwości wtórnik staje się wzmacniaczem o coraz większym wzmocnieniu co w efekcie może spowodować wzbudzenie drgań. Wzbudzenie się wtórnika emiterowego może zależeć od podłączenia kabla wyjściowego. Układ ze wzmocnieniem mniejszym od jedności staje się generatorem co trudno sobie wyobrazić. Sposobem na wyeliminowanie wzbudzenia jest zastosowanie kondensatora odsprężającego w bezpośredniej bliskości tranzystora co przedstawiono na rys. 6.



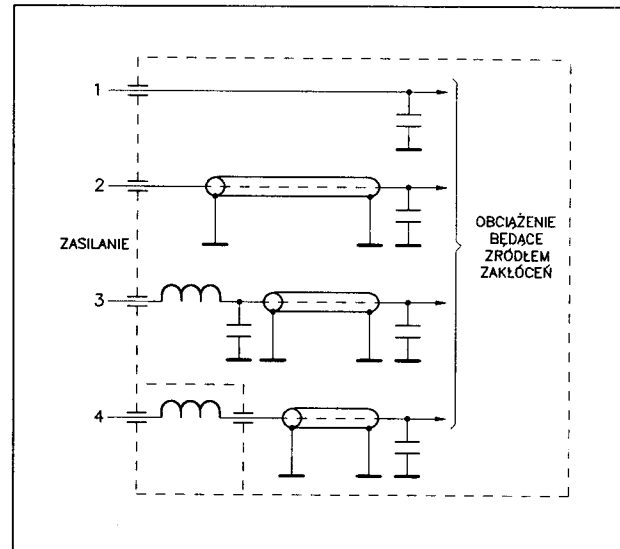
Rys. 6 Odsprężenie wtórnika emiterowego

Pojemność kondensatora C_f powinna być większa od maksymalnej pojemności C w obwodzie emitera co gwarantuje, że wzmocnienie tranzystora dla wielkich częstotliwości będzie mniejsze od jedności.

Filtracja przy wielkich częstotliwościach

Obwody wielkiej częstotliwości często ekranuje się dla zapobieżenia wypromieniowaniu zakłóceń lub dla zabezpieczenia przed zakłóceniami zewnętrznymi. Zakłócenia jednak mogą dostać się do obwodu lub wydostać z niego za pośrednictwem przewodów zasilających. Przy niskich częstotliwościach w zupełności wystarczą podane wcześniej filtry nawet RC bez dodatkowych kombinacji. Przy wielkich częstotliwościach każdy odcinek przewodu może być anteną i to zarówno odbiorczą jak i nadawczą. Kondensator staje się indukcyjnością a i szczelina przez którą wprowadzone jest zasilanie

do wnętrza ekranu może promieniować zakłócenia. Na rys. 7 przedstawiono różne sposoby filtracji stosowane przy w.cz.



Rys. 7 Różne sposoby filtracji stosowane przy w.cz.

Układy oznaczone większym numerem posiadają większą skuteczność filtracji. Układ 1 zawiera kondensator odsprężający w pobliżu obwodu zakłócającego i kondensator przepustowy na wyjściu z ekranu. Kondensator przepustowy z uwagi na jego zalety przy w.cz. zawiera każdy z podanych układów. Układ 2 posiada takie same kondensatory jak układ 1 a dodatkowo przewód zasilający wewnątrz ekranu jest przewodem ekranowanym. Zmniejsza to możliwość indukowania zakłóceń w przewodzie zasilającym. Układ 3 zawiera dodatkowo filtr LC umieszczony w bezpośredniej bliskości kondensatora przepustowego. Filtr ten zmniejsza sygnał w.cz. przedostający się na zewnątrz ekranu za pomocą przewodów zasilających. W układzie 4 filtr dodatkowo umieszczono w ekranie. Zapobiega to indukowaniu napięcia w.cz. bezpośrednio w cewce filtru jak i zmniejsza możliwość promieniowania filtru.

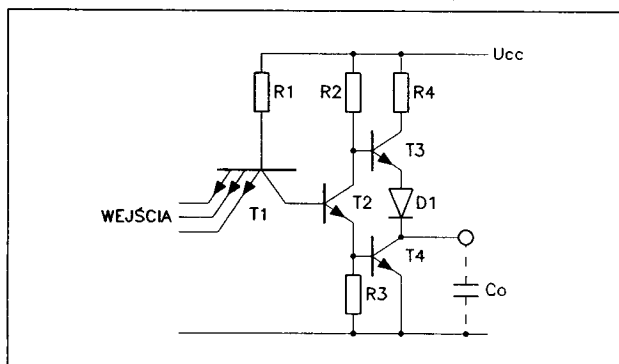
Układy cyfrowe

Omawiane poprzednio metody redukcji zakłóceń odnoszą się także do układów cyfrowych, ale wskazane jest uzmysłowić sobie pewne osobliwości związane z układami cyfrowymi. Układy scalone zawierające bramki logiczne pobierają niewielki prąd i na pierwszy rzut oka nie powinny być źródłem zakłóceń. Typowa bramka TTL pobiera z zasilacza prąd 5 mA w stanie "1" i 1 mA w stanie "0". Ta zmiana prądu zachodzi jednak w czasie 5 ns i przy indukcyjności doprowadzeń 0,5 μ H spowoduje powstanie impulsu zakłócającego o wysokości 0,4 V. Przy dużej ilości bramek, pamiętając, że napięcie zasilające wynosi jedynie 5 V może to już stanowić problem.

Zakłócenia impulsowe charakteryzują się bardzo szerokim widmem częstotliwości składowych. Najwyższa częstotliwość widma związana jest z czasem na-

rastania. Przykładowo podany czas przełączania 5 ns odpowiada częstotliwości maksymalnej 32 MHz. Dla niepowtarzających się impulsów widmo zawiera wszystkie częstotliwości od 0 do f_{max} (widmo ciągłe). Dla impulsów powtarzających się widmo ma charakter prąkowy o odstępach poszczególnych częstotliwości składowych związanym z częstotliwością powtarzania i częstotliwości maksymalnej określonej czasem narastania impulsów.

W obwodzie wyjściowym większości bramek TTL stosowany jest układ przeciwobny. Układ ten jest widoczny na rys. 8 przedstawiającym schemat typowej bramki TTL.



Rys. 8 Podstawowy schemat bramki TTL

Układ wyjściowy bramki zawiera stopień przeciwobny zrealizowany na dwóch tranzystorach npn połączonych diodą. W stanach ustalonych przewodzi jeden z tranzystorów T3, T4 a drugi jest zatkany. Problem pojawia się przy przełączaniu z jednego stanu do drugiego. W krótkim odcinku czasu włączone są oba tranzystory i wtedy następuje zwarcie obwodu zasilania. Zależnie od wydajności prądowej zasilacza nastąpi przepływ krótkotrwałych impulsów prądowych rzędu 10÷100 mA. Wymaga to umieszczenia w bezpośredniej bliskości układu scalonego kondensatora stanowiącego źródło prądu dla tych stanów przejściowych. Impulsowy pobór prądu spowoduje też pojemność obciążenia

bramki. Ogólnie można stwierdzić, że układy TTL nie należące do najszybszych wytwarzają najwięcej zakłóceń spośród wielu rodzin układów cyfrowych. Nie wiele im ustępują układy CMOS.

Konieczne jest stosowanie przy każdym układzie scalonym TTL kondensatorów (najlepiej ceramicznych) o pojemności 10÷20 nF bocznikujących zasilanie tych układów. Minimum jest zastosowanie jednego kondensatora na pięć układów scalonych jeśli znajdują się blisko siebie. Dodatkowy kondensator o pojemności 10÷100 μ F powinien być podłączony w miejscu doprowadzenia zasilania do płytki drukowanej. Ścieżki zasilania powinny mieć jak najmniejszą impedancję, czyli dużą szerokość.

Bardzo szybkie układy cyfrowe potrafią wytwarzać składowe wielkiej częstotliwości do około 1 GHz. Współczesne mikrokomputery pracują z zegarem o częstotliwości 120 MHz. Monitory o dużej rozdzielczości wymagają pasma wizji od 0 do ponad 100 MHz. Układy te muszą być traktowane zgodnie z zasadami obowiązującymi dla układów wielkiej częstotliwości. Najważniejsze dla nich jest dobre uziemienie i dopasowanie w celu uniknięcia odbić sygnałów mogących spowodować przekłamanie informacji. Na uziemienie często poświęca się jedną z warstw płytki drukowanej.

Inną cechą układów cyfrowych jest ich wrażliwość na zakłócenia. Ważny jest tutaj margines zakłóceń przewidziany dla danej rodziny układów cyfrowych. Pod tym względem najbardziej odporne są układy CMOS. W gorszej sytuacji są coraz powszechniej stosowane układy zasilane napięciem 3,3 V. Urządzenia wykorzystujące tego rodzaju układy muszą być zaprojektowane szczególnie starannie. Linie sygnałowe muszą posiadać dopasowanie w postaci rezystorów obciążających. Przy braku dopasowania sygnały odbite mogą spowodować przekłamanie informacji. Nieużywane wyprowadzenia układów cyfrowych powinny być podłączone przez rezystor do dodatniego bieguna zasilania lub do masy.

◇ R. K.

Mikroprocesorowy miernik częstotliwości

Pomiar częstotliwości w warsztacie elektronika zawsze budził wiele emocji. Posiadanie dobrego częstotliwościomierza było z pewnością obiektem marzeń niejednego amatora. Proponowany w tym artykule miernik częstotliwości, dzięki wykorzystaniu mikroprocesora, zasadniczo łączy w sobie trzy cechy: prostotę konstrukcji, łatwość obsługi oraz bogactwo realizowanych funkcji. Lektura tego trzydzięciowego artykułu, pomoże Wam, szanowni Czytelnicy ocenić walory tego urządzenia.

Miernik posiada następujące możliwości:

Sprzęt:

- dwa wejścia pomiarowe: 20 MHz i 200 MHz (opcjonalnie 1,2 GHz)
- możliwość współpracy z dowolnym preskalerem (rekonfigurowalny współczynnik podziału);
- izolowany galwanicznie interfejs RS-232 zapewniający komunikację z komputerem (zdalną obsługę oraz akwizycję danych);

- wyjście generatora sygnałów akustycznych;
- wejście 20 MHz posiada możliwość programowego ustalenia wzmocnienia oraz oddzielenia składowej stałej badanego przebiegu;
- budowa modułowa zapewnia zwartą konstrukcję i ułatwia rozbudowę urządzenia;
- ciekłokrystaliczny wyświetlacz alfanumeryczny zapewnia wygodną komunikację otoczeniem;
- sygnalizacja dźwiękowa wspomaga obsługę, oraz odczyt wyników;

Program:

- automatyczna zmiana zakresu pomiarowego;
- pomiar czasu trwania impulsów;
- praca w trybach: czasomierz lub częstotściomierz;
- monitorowanie zadanej częstotliwości sygnałem akustycznym;
- zliczanie impulsów w trybach: do góry, w dół + sygnał dźwiękowy;
- pomiar współczynnika wypełnienia impulsów;
- uśrednianie wyników większej ilości pomiarów;
- generację częstotliwości akustycznych;
- możliwość wskazywania wartości chwilowej lub średniej z zadanej ilości pomiarów;
- możliwość ustalenia częstotliwości wyświetlania wyników;
- programowa synchronizacja z mierzonym sygnałem;

Dokładne informacje dotyczące realizowanych funkcji oraz szczegółowe parametry techniczne zamieszczone zostaną w ostatniej części artykułu.

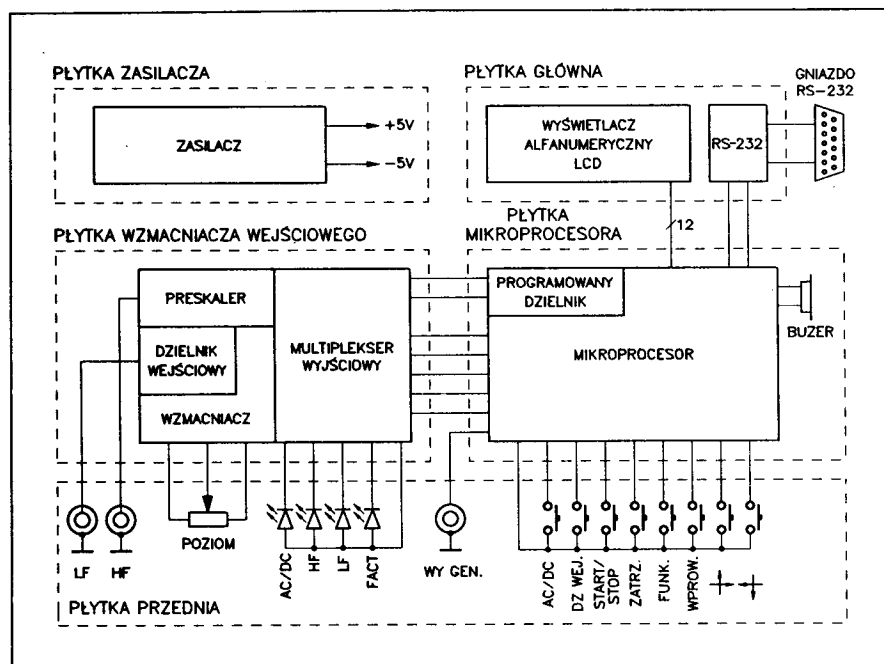
Częstotściomierz został skonstruowany z łatwo dostępnych elementów. Przy projektowaniu opisywanego urządzenia brano pod uwagę dostępność podzespołów oraz ich koszt. Pozwoliło to na zoptymalizowanie współczynnika jakość/cena, nie wpłynęło natomiast na zmniejszenie liczby funkcji realizowanych przez częstotściomierz.

W mierniku częstotliwości wykorzystano bogate możliwości mikroprocesora 80C32. Posiada on w swym wnętrzu trzy 16 bitowe liczniki/czasomierze, 256 bajtów RAM-u, rozbudowany układ przerwań oraz port komunikacji szeregowej. Odpowiednie wykorzystanie zasobów mikrokontrolera pozwoliło na uproszczenie układów towarzyszących oraz wyposażenie częstotściomierza w takie funkcje, jak chociażby pomiar współczynnika wypełnienia sygnałów m.cz. (o częstotliwości do ok. 100 kHz).

Walory użytkowe podnosi również możliwość sprzężenia z dowolnym komputerem wyposażonym w interfejs szeregowy RS-232. Umożliwi to zdalne kontrolowanie pracy częstotściomierza oraz gromadzenie wniosków pomiarów. Opis sposobu komunikacji z komputerem oraz zestaw komend umożliwiający zdalną obsługę częstotściomierza przedstawiony zostanie w trzeciej części artykułu.

Na samym wstępie, należy jednakże zaznaczyć, iż mikroprocesorowy miernik częstotliwości, opisywany w tym artykule, jest urządzeniem dość zaawansowanym konstrukcyjnie. Dlatego z uwagi na stopień skomplikowania płytek drukowanych, montaż przedstawianego urządzenia jest godny polecenia osobom, które mają doświadczenie w uruchamianiu układów elektronicznych oraz postępowaniu się lutownicą.

Miernik wyposażony został w szereg użytecznych funkcji. Część z nich stanowi praktyczny – teoretyczny dorobek autora artykułu. Przykładem funkcji, którą trudno spotkać w profesjonalnym nawet mierniku częstotliwości, jest możliwość monitorowania określonej częstotliwości. Dzięki tej opcji, po ustawieniu częstotliwości środkowej oraz dewiacji, mamy możliwość kontrolowania, czy nasze źródło osiągnęło, czy też utraciło zadaną częstotliwość.

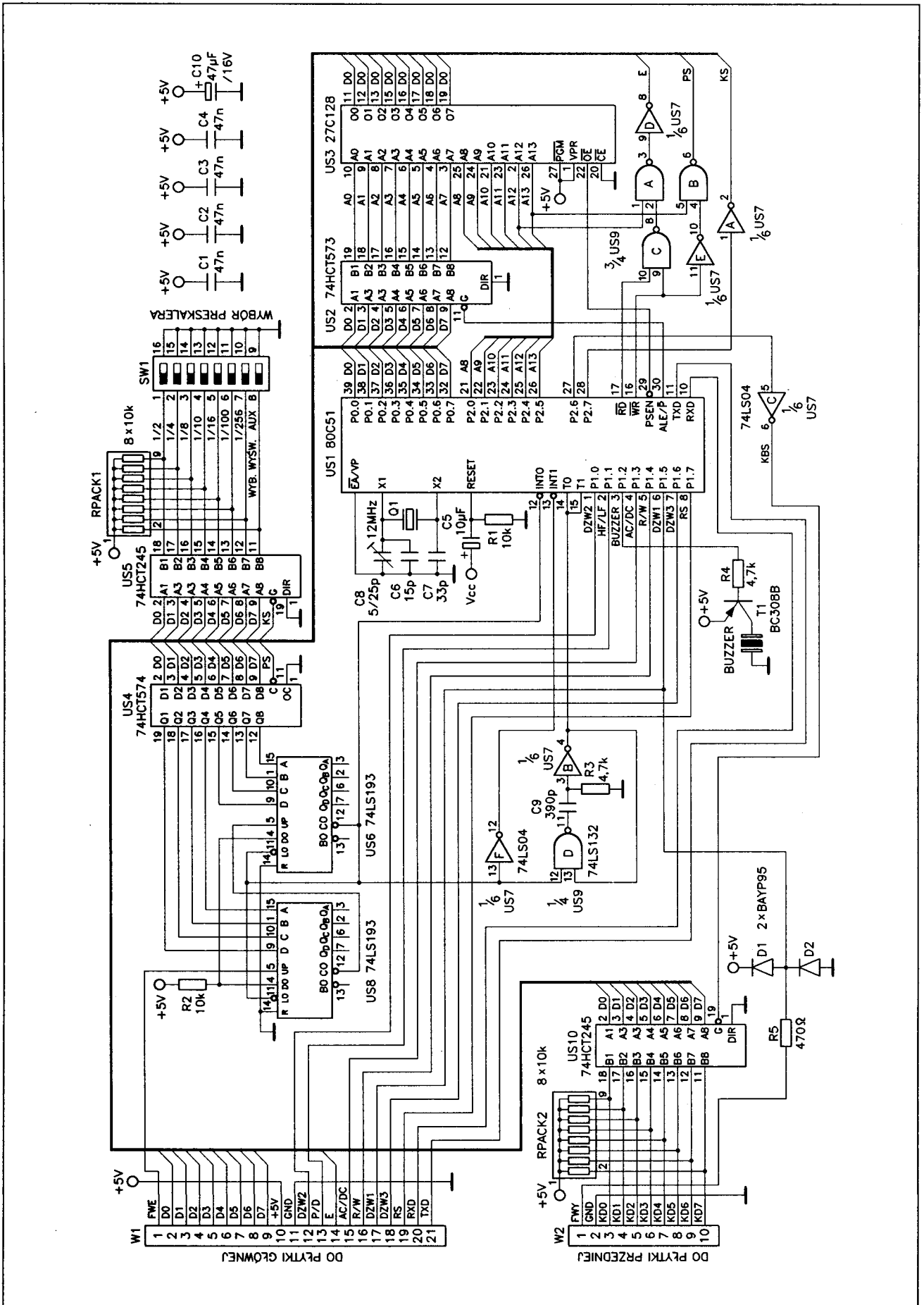


Rys. 1 Schemat blokowy częstotściomierza mikroprocesorowego

Wyobraźmy sobie hipotetyczny przypadek, w którym musimy zestroić heterodynę na odpowiednią częstotliwość. Ustawiamy odpowiednie parametry konfiguracyjne częstotściomierza i przystępujemy do strojenia. Nie musimy nawet spoglądać na wyświetlacz miernika, gdyż ten sam poinformuje nas sygnałem dźwiękowym o osiągnięciu żądanej częstotliwości.

Opis konstrukcji

Miernik częstotliwości składa się z kilku części. Sposób podziału podyktowany został rozdzieleniem poszczególnych modułów na odpowiednie płytki. W skład zestawu wchodzi następujące moduły: płytka mikroprocesora, płytka główna, płytka przednia, płytka wzmacniacza wejściowego oraz płytka zasilacza.



Rys. 2 Schemat ideowy modułu mikroprocesora

Całość łączy się przy pomocy złącz krawędziowych i po umocnieniu wspornikami w kilku miejscach, stanowi zwartą konstrukcję.

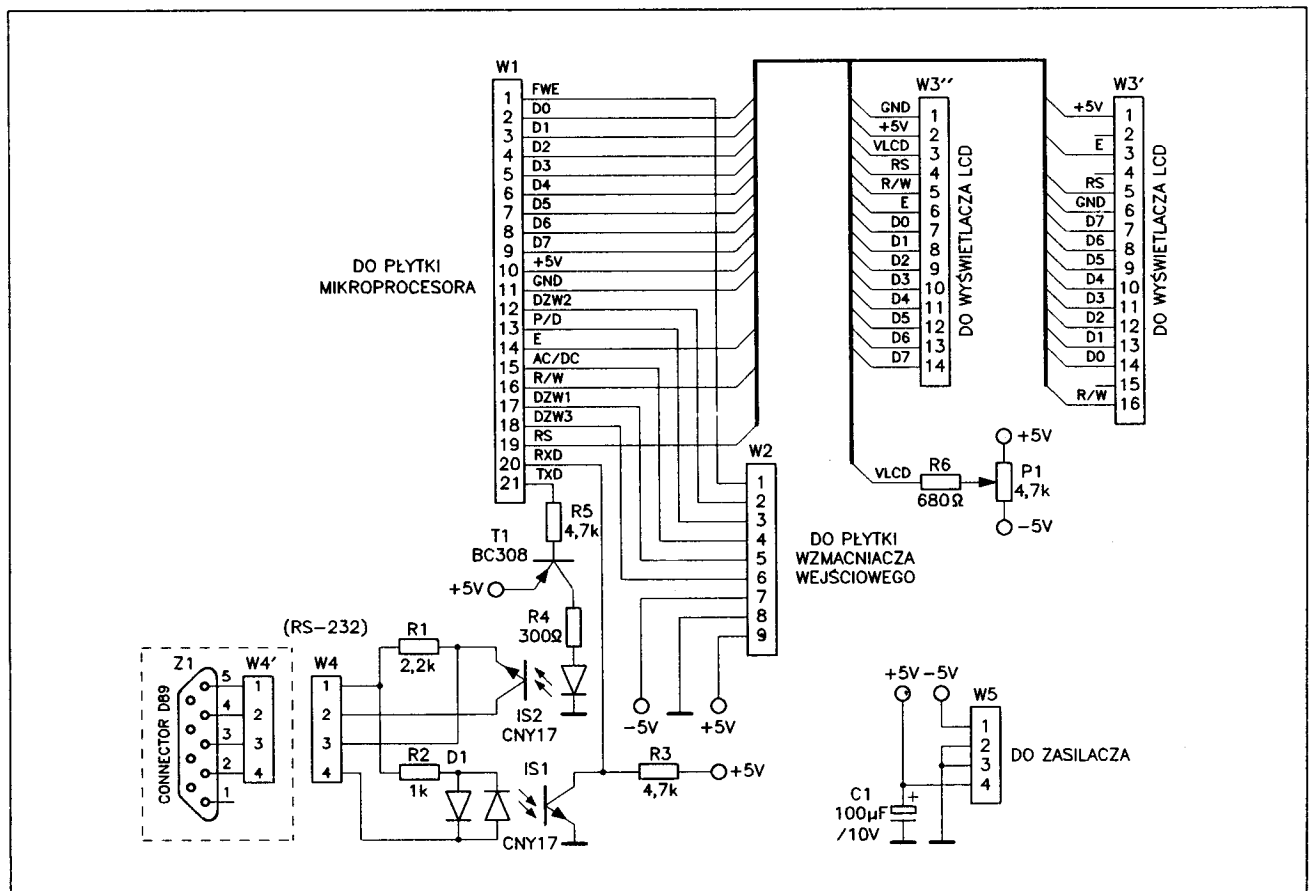
Schemat blokowy częstotliwościomierza przedstawiony został na rys. 1. Jak widać sygnał, po wzmacnieniu we wzmacniaczu wejściowym, albo wzmacnieniu i wstępnym podzieleniu w preskalerze dostaje się na wejście multipleksera. Tutaj następuje selekcja źródła sygnału. Wyselekcjonowany sygnał dostaje się na wejście programowanego dzielnika wchodzącego w skład modułu mikroprocesora. Po podziale i uformowaniu sygnał dochodzi do mikrokontrolera, sterując jego układem przerwań i licznikami. Moduł mikroprocesora odpowiedzialny jest również za odczyt klawiatury oraz sterowanie wyświetlaczem alfanumerycznym LCD.

Pierwszą część artykułu poświęcimy opisowi płytki mikroprocesorowej oraz płytki głównej.

Schemat części mikroprocesorowej przedstawiony został na rys. 2. Płytkę mikroprocesora zawiera wszystkie elementy niezbędne do poprawnej pracy mikrokontrolera. Posiada również następujące części: układ dzielnika programowanego (US4, US6, US8), układ kształtowania impulsów wejściowych (US9D, US7B), bramę do odczytu klawiatury (US10), bramę do odczytu konfiguracji (US5), oraz dekodery adresów urządzeń dołączonych do magistrali danych:

- US7A – brama odczytu konfiguracji – adres XDATA = 0x8000;
- US7C – brama odczytu klawiatury – adres XDATA = 0x4000;
- US7E, US9B – pamięć dzielnika programowego – adres XDATA = 0x2000;
- US7D, US9A, US9C – wybór modułu LCD – adres XDATA = 0x1000.

Mikroprocesor potrafi zliczać impulsy zewnętrzne o częstotliwości nie przekraczającej 500 kHz; ażeby więc możliwy był pomiar częstotliwości większych konieczne było zastosowanie wstępnego dzielnika. Wykorzystano do tego celu dwa liczniki synchroniczne 74LS193 (US6, US8). Posiadają one wejścia ustawiania wstępnego, które wykorzystano do automatycznego przeładowania ich zawartości. W połączeniu układem 74LS574 (US4) liczniki US6, US8 tworzą programowany dzielnik częstotliwości. Bramki US9D i US7B tworzą multiwibrator monostabilny, formujący przebieg, gdyż impuls przeładujący liczniki US6, US8 ma kształt bardzo ostrej szpilki i nie mógłby poprawnie sterować licznikiem zawartym w mikrokontrolerze. Aby wewnętrzny licznik mógł poprawnie zliczać częstotliwość, wymaga impulsów o szerokości minimum 1 μ s.



Rys. 3 Schemat ideowy płytki głównej

Tabela 1

Rozkład wyprowadzeń złącz wyświetlaczy LCD

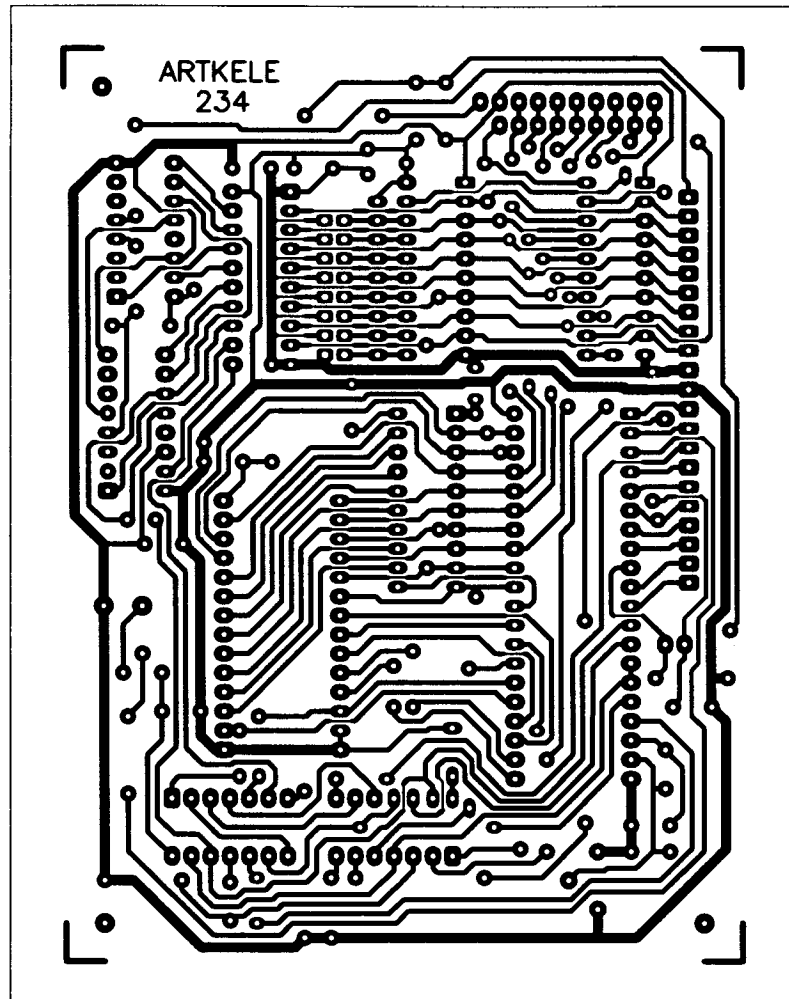
Numer Wyprowadzenia	Złącza 1×14 lub 2×7 pinów	Złącze 2×8 pinów
1	GND	V _{CC}
2	V _{CC}	nie podłączone
3	V _{LCD}	E
4	RS	nie podłączone
5	R/W	RS
6	E	GND
7	D0	D7
8	D1	D6
9	D2	D5
10	D3	D4
11	D4	D3
12	D5	D2
13	D6	D1
14	D7	D0
15	brak	nie podłączone
16	brak	R/W

Płytką główną pełni bardzo ważną rolę konstrukcyjną jak i elektroniczną. Łączy mianowicie ze sobą

plytkę mikroprocesora i płytkę wzmacniacza wejściowego, zapewniając zwartość konstrukcji. Na tej właśnie płytce umieszczone zostało gniazdo komunikacji szeregowej RS-232 oraz dwa gniazda do podłączenia wyświetlacza LCD. Do niej dochodzi również napięcie zasilające z płytki stabilizatora.

Schemat elektryczny tej części urządzenia uwidocznił na rys. 3. Dziwne może się wydać umieszczenie dwóch gniazd wyświetlacza LCD, lecz podyktowane to zostało względami praktycznymi. Otóż w sprzedaży dostępne są wyświetlacze o trzech rodzajach złącz. Wszystkie zawierają te same sygnały, inna jest tylko konfiguracja połączeń. Ze względu na wygodę potencjalnego wykonawcy, zdecydowano się na umieszczenie dwóch najczęściej spotykanych rodzajów złącz na płytce głównej. Posiadacze wyświetlaczy z innym rozkładem wyprowadzeń, będą zmuszeni do wykonania odpowiedniej przejściówki, lub do przelutowania przewodów bezpośrednio na module wyświetlacza.

Do poprawnej pracy wyświetlacz wymaga regulowanego potencjometrem napięcia polaryzującego V_{LCD}, odpowiedzialnego za kontrast. Większość modułów wyświetlaczy została fabrycznie wyposażona w taki potencjometr. Niektóre niestety go nie posiadają.

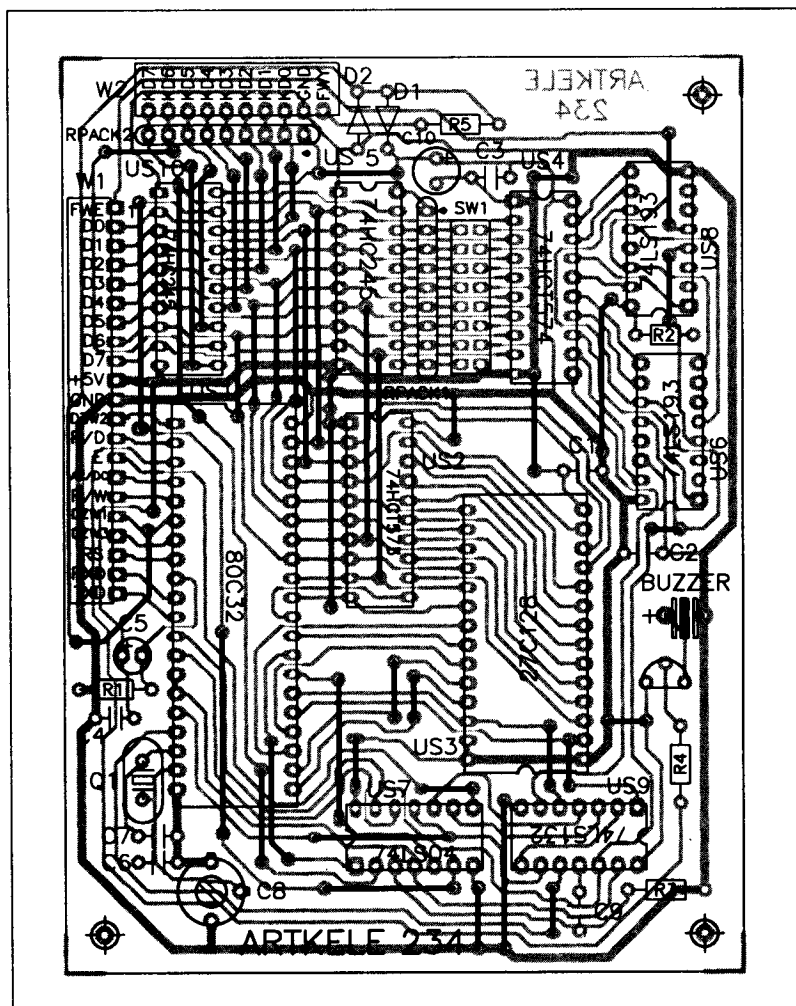


Rys. 4 Płytką drukowaną mikroprocesora

Dlatego też na płytce głównej umieszczono opcjonalny potencjometr P1 do regulacji w/w kontrastu. Napięcie regulujące może zawierać się w zakresie od 0 do 5 V lub od -5 V do 0. Zakres regulacji potencjometru P1 obejmuje napięcia od -5 V do 5 V. Osobom posiadającym moduł wyświetlacza bez opisu, pomocne mogą się okazać informacje zawarte w tabeli 1. Przedstawiono w niej rozkład wyprowadzeń trzech wersji modułów LCD.

Jak już wcześniej wspomniano w handlu dostępnych jest wiele rodzajów wyświetlaczy LCD. Wybór odpowiedniego, również ze względów ekonomicznych, może stanowić nie lada problem. Dlatego zdecydowano się pozostawić możliwość wyboru typu wyświetlacza potencjalnemu wykonawcy. Zastosowano dwuwariantowe rozwiązanie konfigurowane na płycie mikroprocesora przy pomocy zworki AUX.

Przy zwartej zworce procesor będzie wyświetlał informacje na wyświetlaczu posiadającym jedną, szesnasto-znakową linię (1×16). Informacje będą ograniczone do niezbędnego minimum. Przy rozwartej zworce AUX możemy zainstalować moduł LCD o dwóch, szesnasto-znakowych liniach (2×16). W tej konfiguracji moduł wyświetlał będzie dodatkowe informacje na linii statusu. Można oczywiście zastosować inny moduł np. 1×20 lub



Rys. 5 Rozmieszczenie elementów na płytce mikroprocesora

Wykaz elementów – płytka mikroprocesora

US1	– 80C52, 80C32
US2	– 74HCT573, 74LS573, 74ALS573, 74F573
US3	– pamięć EPROM z programem
US4	– 74HCT574, 74LS574, 74ALS574
US5, US10	– 74HCT245, 74LS245, 74ALS245, 74F245
US6, US8	– 74LS193, 74F193, 74S193, 74ACT193
US7	– 74LS04, 74S04, 74ACT04
US9	– 74LS132, 74S132, 74ACT132
T1	– BC 308 lub dowolny pnp
D1, D2	– BAYP 95
R5	– 470 Ω/0,125 W
R3, R4	– 4,7 kΩ/0,125 W
R1, R2	– 10 kΩ/0,125 W
RPACK1, RPACK2	– 8×10 kΩ (drabinka rezystorowa jednorzędowa)
C6	– 15 pF KCP
C7	– 33 pF KCP
C9	– 390 pF/160 V KSF-020-ZM
C1, C2,	
C3, C4	– 47 nF/16 V KFP
C5	– 10 μF/16 V 04/U

C8	– trymer φ7 mm 5/20 pF, lub 7/30pF
C10	– 47 μF/16 V 04/U
Q1	– rezonator kwarcowy 12,000 MHz
BZ1	– miniaturowy sygnalizator akustyczny (buzzer)
SW1	– 8×JUMPER (ośmiokrotny miniaturowy przełącznik suwakowy)
W1	– złącze krawędziowe 1/10' 21 pin
W2	– złącze krawędziowe 1/10' 10 pin

płytką drukowaną numer 234

Wykaz elementów – płyta główna

ISO1, ISO2	– CNY17 transoptor
T1	– BC 308 lub dowolny pnp
D1	– BAYP 95
R4	– 300 Ω/0,125 W
R6	– 680 Ω/0,125 W
R2	– 1 kΩ/0,125 W
R1	– 2,2 kΩ/0,125 W
R3, R5	– 4,7 kΩ/0,125 W
P1	– 4,7 kΩ PR167, PR 185
C1	– 100 μF/10 V 04/U
W1	– gniazdo 1/10' 21 pin

2×24 znaków lecz wykorzystywane będzie zawsze tylko 16 znaków.

Montaż i uruchomienie

W pierwszej kolejności należy połączyć wszystkie mostki (zwory). Ponieważ odstęp między niektórymi sąsiednimi zworkami nie przekraczają 2,5 mm wskazane jest wykonanie połączeń kynarem (drut srebrny, lub srebrzony w izolacji teflonowej) lub w ostateczności cienkim przewodem w izolacji. Wszelkie lutowania najlepiej wykonać specjalną lutownicą do precyzyjnych połączeń (ze stabilizacją temperatury grota). Nie nadają się do tego celu popularne lutownice transformatorowe. Pod pamięć EPROM U3 tradycyjnie montujemy podstawkę. Sygnalizator dźwiękowy BZ1 można przylutować bezpośrednio do płytki. Należy zauważyć, że trymer C8 oprócz normalnej funkcji pełni również rolę mostka. Dlatego osoby, które zastosują innego rodzaju kondensator zmienny powinny połączyć mostkiem dwa naprzeciwległe wyprowadzenia trymera C8.

Ponieważ płytki opisane w tej części artykułu nie stanowią kompletnej całości, więc uruchamianie ich jest niecelowe. Sposób uruchomienia poszczególnych modułów przedstawiony zostanie w następnym artykule.

W2 – gniazdo 1/10' 9 pin
 W3' – złącze modułu LCD 2x8 pin
 W3'' – złącze modułu LCD 1x14 pin
 W4, W4', W5 – złącze 1/10' 4 pin
 Z1 – złącze DB9 męskie
 płytki drukowane numer 233

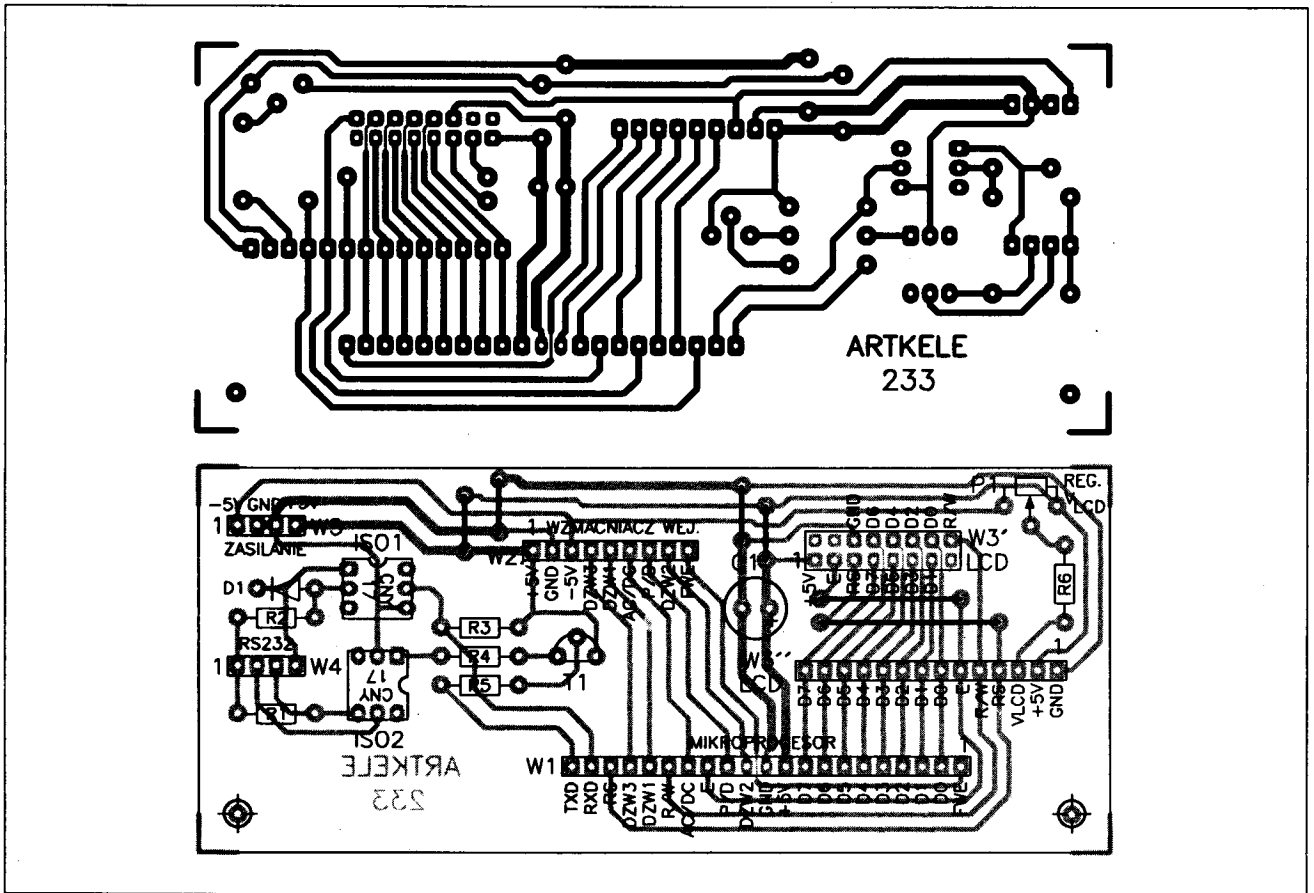
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: płytka 233 – 2,38 zł (23.800 zł)
 płytka 234 – 4,04 zł (40.400 zł)
 + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ Tomasz Kwiatkowski

Ciąg dalszy w następnym numerze.



Rys. 6 Główna płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Przystawka do efektu "TREMOŁO"

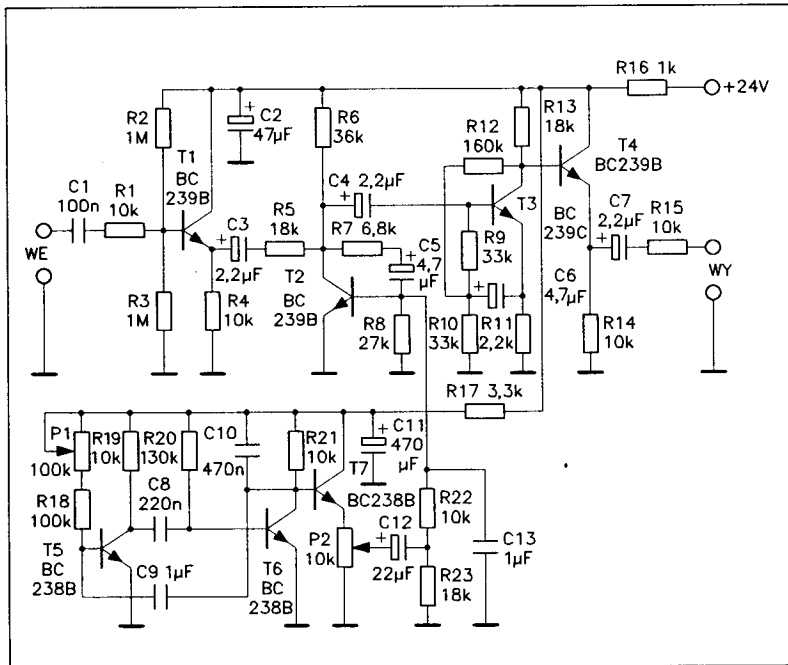
Jest to prosty układ do zainstalowania w torze wzmacniacza instrumentu elektronicznego umożliwiający uzyskanie efektu "tremolo".

Schemat ideowy i działanie

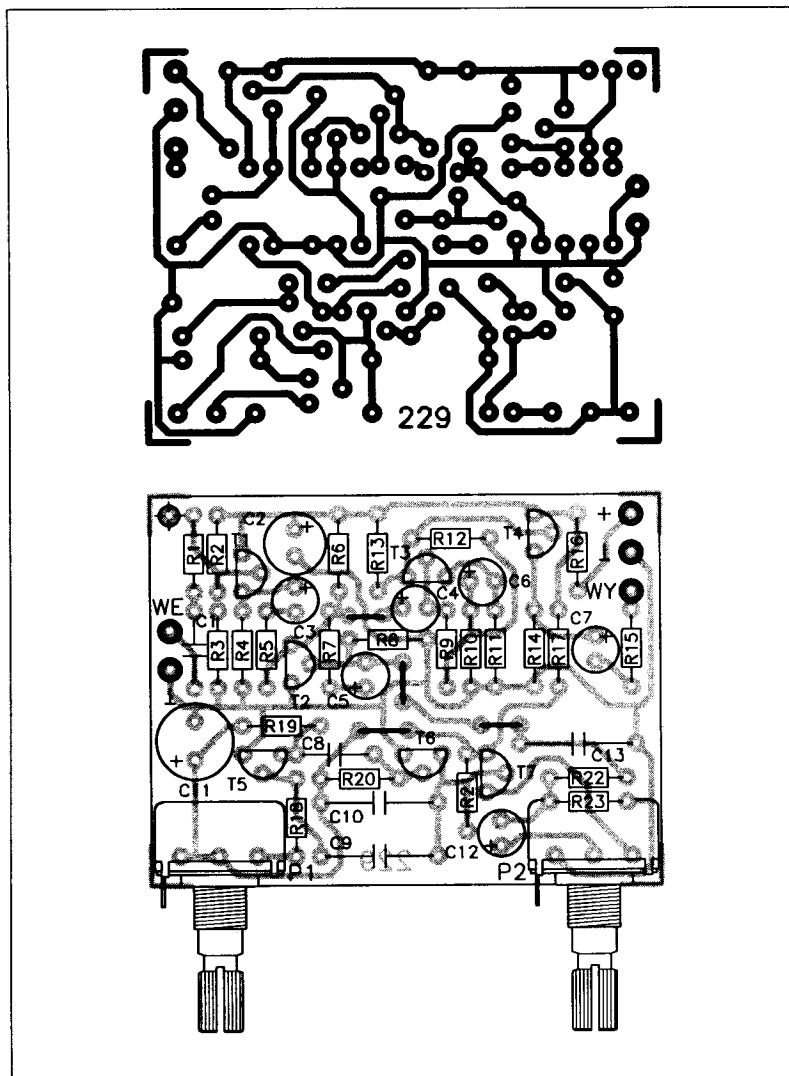
Efekt tremolo realizowany przez proponowaną do budowy przystawkę, polega na krótkotrwałym wyciszeniu sygnału akustycznego powodując jego modulację amplitudową. Uzyskiwany efekt przypomina muzykę mandolinową przy małej częstotliwości modulacji lub zbliżoną do organów Hammonda przy większej czę-

stotliwości modulującej. Efektu tego nie realizują proste instrumenty elektroniczne. Zastosowanie przystawki pozwoli na wzbogacenie ich brzmienia.

Układ przystawki składa się właściwie z dwóch członów: generatora sygnału modulującego i wzmacniacza, którego wzmocnienie zmienia się w takt sygnału modulującego. Podawany na wejście wzmacniacza sygnał akustyczny uzyskany z instrumentu elektronicznego lub gitary elektrycznej podlega w nim modulacji. Częstotliwość i głębokość modulacji można regulować w celu uzyskania najkorzystniejszych efektów.



Rys. 1. Schemat ideowy przystawki "Tremolo"



Rys. 2 Płytki drukowana i rozmieszczenie elementów

Schemat ideowy przystawki przedstawiono na rys. 1.

Opis schematu i działania układu zaczynają od generatora sygnału modulującego. Generator zrealizowano na tranzystorach T5 i T6. Jest to klasyczny układ multiwibratora astabilnego, niesymetrycznego. Częstotliwość sygnału wyjściowego generatora ustalona jest przez odpowiedni dobór wielkości elementów, a szczególnie pojemności i rezystorów w obwodach baz obu tranzystorów. Do regulacji częstotliwości generatora przewidziany jest potencjometr P1. W przedstawionym układzie zapewnia on zmianę częstotliwości w przedziale 10÷30 Hz. Włączenie równoległe do rezystora kolektorowego tranzystora T7 kondensatora C10 powoduje, że kształt impulsów wyjściowych jest zbliżony do piły.

Sygnał wyjściowy generatora w formie narastających dodatnich impulsów z kolektora tranzystora T6, jest za pośrednictwem wtórnika emiterowego na tranzystorze T7 podawany do potencjometru P2.

Potencjometrem P2 można regulować amplitudę impulsów piłokształtnych podawanych dalej przez rezystor R22 do bazy tranzystora regulacyjnego T2 we wzmacniaczu. Rezystor R23 i obwód składający się z rezystora R22 i kondensatora C13 ma za zadanie zmniejszenie stromości zboczy (zwłaszcza zbocza opadającego) impulsów piłokształtnych.

Sygnał wejściowy jest przekazywany do członu regulacyjnego za pośrednictwem wtórnika emiterowego na tranzystorze T1. Rezystor R5 wraz z tranzystorem T2 stanowi dzielnik napięcia. Podawane na bazę T2 impulsy piłokształtne powodują zmianę rezystancji wypadkowej widzianej między kolektorem tranzystora i masą. W efekcie zmiennego stopnia podziału dzielniką uzyskuje się zmiany wielkości sygnału. Podobny układ regulacji wzmocnienia jest stosowany w magnetofonach z automatyczną regulacją poziomu zapisywanego sygnału.

Regulując poziom sygnału modulacyjnego (z generatora) podawanego na bazę tranzystora T2 uzyskuje się zmianę maksymalnego tłumienia dzielnika. Można uzyskać chwilowe, całkowite wytłumienie sygnału. Przekroczenie dopuszczalnej wartości napięcia modulującego objawia się powstaniem "stuków" o częstotliwości sygnału modulującego w sygnale wyjściowym przystawki.

Z kolektora tranzystora T2 sygnał podawany jest do wzmacniacza na tranzystorze T3. Zadaniem tego stopnia jest skompensowanie spadku poziomu sygnału wywołanego działaniem dzielnika napięcia. Zastosowano specjalne rozwiązanie obwodu polaryzacji bazy tranzystora T3 – tzw. bootstrap. Rozwiązanie to eliminuje bocznikowanie obwodu wejściowego tranzystora rezystorami polaryzującymi. Dzięki temu można uzyskać znacznie większą rezystancję wejściową tego wzmacniacza. Do kolektora T3 dołączony jest bezpośrednio wtórnik emiterowy na tranzystorze T4. Wtórnik ten separuje obwód wyjściowy wzmacniacza od zmian obciążenia zapewniając eliminację wpływu obciążenia na wzmocnienie wzmacniacza i małą rezystancję wyjściową przystawki.

Przystawka z uwagi na potrzebę zapewnienia dużego zakresu liniowości pracy (bez zniekształceń nieliniowych sygnału) zasilana jest dość wysokim napięciem 24 V. Po zmniejszeniu wartości rezystancji rezystora R16 można napięcie zasilające obniżyć do około 18 V. W torze wzmacniającym zastosowano tranzystory niskoszumowe dla zmniejszenia szumów wprowadzanych przez przystawkę stosowaną na wejściu wzmacniacza.

Montaż i uruchomienie

Po skompletowaniu elementów należy przystąpić do dopasowania otworów płytki drukowanej do wyprowadzeń elementów o większej średnicy. Dotyczy to szczególnie kołków lutowniczych i wyprowadzeń potencjometrów. Montaż przeprowadzić zgodnie z rysunkiem montażowym (rys. 2).

W pierwszej kolejności zamontować kołki lutownicze i mostki, następnie elementy RC i na zakończenie potencjometry i półprzewodniki (tranzystory). Po dokładnym sprawdzeniu poprawności montażu i braku ewentualnych zwarcí można przystąpić do uruchamiania przystawki.

Przydatnym przy uruchamianiu może okazać się oscyloskop. Prawdłowo zmontowana przystawka nie wymaga regulacji i w zasadzie jej działanie można sprawdzić po zamontowaniu na wejściu wzmacniacza, z którym ma współpracować. Do zasilania przystawki można wykorzystać zasilacz wzmacniacza. Pobór prądu jest niewielki wynosi około 5 mA. Podając sygnał wejściowy sprawdzić działanie przystawki przysłuchując się sygnałowi wyjściowemu. Jeśli działanie nie będzie zadowalające wtedy należy posłużyć się oscyloskopem do wykrycia nieprawidłowości.

Zwracam uwagę, że praca z dużą głębokością modulacji może objawić się powstaniem stuków w sygnale wyjściowym. Eliminacja ich jest kłopotliwa i wymaga zastosowania filtra górnoprzepustowego tłumiącego zdecydowanie niskie częstotliwości w zakresie do

około 50 Hz. Filtr należy włączyć w tor sygnału na wyjściu przystawki. W takie filtry są wyposażone lepsze wzmacniacze m.cz. i przy budowie filtru można skorzystać ze schematu filtru takiego wzmacniacza.

Przystawkę najłatwiej będzie zamontować za pomocą potencjometrów P1 i P2 do płyty czołowej wzmacniacza po wywierceniu w płycie dwóch otworów o średnicy i rozstawie odpowiadającym zmontowanej płytce. Sygnały wejściowy i wyjściowy należy prowadzić z wykorzystaniem przewodów ekranowanych. Płytką nie powinna znajdować się w bezpośrednim oddziaływaniu transformatora sieciowego. Może to spowodować indukcję się przydźwięku sieci kłopotliwego do usunięcia.

Wykaz elementów:

T1, T2, T4	– BC 239 B
T3	– BC 239 C
T5, T6, T7	– BC 238 B
R16	– 1 k Ω /0,125 W
R11	– 2,2 k Ω /0,125 W
R17	– 3,3 k Ω /0,125 W
R7	– 6,8 k Ω /0,125 W
R1, R4, R14, R15,	
R19, R21, R22	– 10 k Ω /0,125 W
R5, R13, R23	– 18 k Ω /0,125 W
R8	– 27 k Ω /0,125 W
R9, R10	– 33 k Ω /0,125 W
R6	– 36 k Ω /0,125 W
R18	– 100 k Ω /0,125 W
R20	– 130 k Ω /0,125 W
R12	– 160 k Ω /0,125 W
R2, R3	– 1 M Ω /0,125 W
P2	– 10 k Ω -A PR 185 (liniowy)
P1	– 100 k Ω -A PR 185 (liniowy)
C1	– 100 nF/63 V MKSE-20
C8	– 220 nF/63 V MKSE-20
C10	– 470 nF/63 V MKSE-20
C9, C13	– 1 μ F/63 V MKSE-20
C3, C4, C7	– 2,2 μ F/63 V 04/U
C5, C6	– 4,7 μ F/25 V 04/U
C12	– 22 μ F/16 V 04/U
C2	– 47 μ F/25 V 04/U
C11	– 470 μ F/16 V 04/U
płytką drukowaną nr 229	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 1,36 zł (13.600 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ R. K.

Prosty koder stereofoniczny

Koder stereofoniczny jest urządzeniem wytwarzającym złożony sygnał stereofoniczny MPX zgodny z radiowym systemem dźwięku stereofonicznego. Może być wykorzystany do strojenia dekoderek stereofonicznych odbiorników radiowych lub jako układ formujący sygnał stereofoniczny na wejściu nadajnika FM.

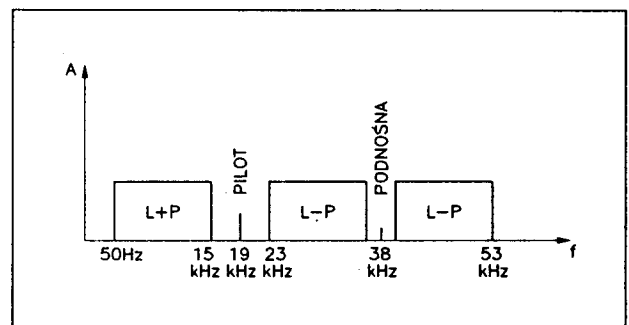
Złożony sygnał stereofoniczny i jego tworzenie

Do uzyskania przestrzenności dźwięku powszechne zastosowanie znalazł system stereofoniczny. Polega on na przekazywaniu, zapisie i odtwarzaniu dwóch sygnałów. Sygnały te nazwane zostały sygnałami kanału lewego i kanału prawego. Przeznaczone są one po przetworzeniu na fale akustyczne w głośnikach lub słuchawkach, odpowiednio dla ucha lewego i prawego. Przekazywanie sygnałów stereofonicznych małej częstotliwości, ich zapis i odtwarzanie odbywa się w dwóch torach tzw. kanałach: lewym (L) i prawym (P). Oznacza to, że wzmacniacz małej częstotliwości stereofoniczny właściwie składa się z dwóch wzmacniaczy monofonicznych. Audycje małej częstotliwości stereofoniczne można odtwarzać na wzmacniaczu monofonicznym po zsumowaniu sygnałów obu kanałów.

Przy tworzeniu systemu przekazywania audycji stereofonicznych drogą radiową konieczne było uwzględnienie posiadaczy odbiorników radiowych monofonicznych. Wymagało to stworzenia systemu umożliwiającego odbiór audycji stereofonicznych jako monofoniczne na odbiornikach monofonicznych. Podobne zagadnienie powstało przy tworzeniu systemów telewizji kolorowej. Zapewnienie możliwości odbioru audycji stereofonicznych jako monofoniczne w odbiorniku radiowym monofonicznym nazywane jest kompatybilnością systemu stereofonicznego.

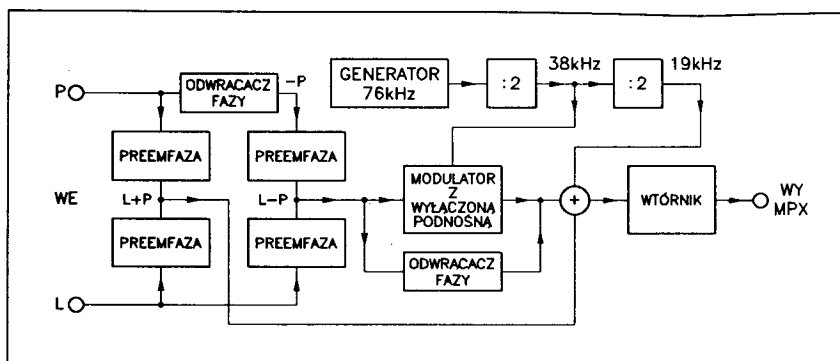
Powszechne zastosowanie znalazł w radiofonii system stereofoniczny MPX. Audycje stereofoniczne nadawane są na zakresie UKF FM z uwagi na lepsze parametry jakościowe uzyskiwane przy modulacji FM. Dodatkowe znaczenie ma potrzeba szerszego pasma nadawanych częstotliwości przy emisji stereofonicznych audycji radiowych w tym systemie. System MPX opiera się nie na przekazywaniu bezpośrednio sygnałów kanału

lewego i prawego, lecz na przekazywaniu sumy i różnicy sygnałów obu kanałów. Sygnał sumy ($L + P$) jest przekazywany w paśmie podstawowym ($50 \div 15000$ Hz) a sygnał różnicy ($L - P$) jest przesunięty do pasma ponadakustycznego. Przesunięcie realizuje się za pomocą modulacji amplitudy z wytłumioną nośną, która w systemie MPX jest nazywana podnośną. Podnośna jest wytłumiana ponieważ nie niesie ona żadnej informacji a absorbuje większość energii sygnału po modulacji. Niemniej podnośna jest wymagana do zdemodulowania sygnału różnicy. Zamiast podnośnej przekazywany jest sygnał o dwa razy mniejszej częstotliwości tzw. pilot. W dekodrze stereofonicznym odbiornika pilot jest wykorzystany do odtwarzania podnośnej i jednocześnie do uruchamiania układu sygnalizacji odbioru audycji stereofonicznej. Częstotliwość podnośnej wynosi 38 kHz, a częstotliwość pilota wynosi 19 kHz. Widmo częstotliwościowe złożonego sygnału stereofonicznego MPX przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1 Złożony sygnał stereofoniczny

Urządzenie przeznaczone do wytwarzania złożonego sygnału stereofonicznego z wejściowych sygnałów kanałów lewego i prawego nazywane jest koderem stereofonicznym. Sygnał z kodera jest podawany do modulatora częstotliwości nadajnika radiowego UKF. Może też być bezpośrednio wykorzystany do sprawdzania działania dekodera stereofonicznego. Dekoder stereofoniczny jest urządzeniem o działaniu przeciwnym do kodera, stosowanym w odbiorniku radiowym stereofonicznym. Dekoder zamienia sygnały sumy i różnicy kanałów na sygnały kanałów L i P.



Rys. 2 Schemat blokowy kodera

Sygnał sumy $L + P$ zawarty w paśmie akustycznym jest sygnałem monofonicznym odbieranym bezpośrednio przez odbiornik monofoniczny, co zapewnia kompatybilność systemu. Sygnały m.c. kanałów lewego i prawego na wejściu kodera poddawane są preemfazie, tzn. uwypuklaniu składowych sygnału o wyższych częstotliwościach. Po zdekodowaniu, w dekodrze poddawane są deemfazie, czyli stłumieniu składowych o wyższych częstotliwościach.

Obie te operacje zapewniają równomierność amplitud składowych o różnych częstotliwościach przy jednoczesnym zmniejszeniu poziomu szumów w sygnale wyjściowym. Preemfazę i deemfazę realizuje się praktycznie na elementach RC. Filtr górnoprzepustowy RC (układ różniczkujący) stanowi układ preemfazy, a filtr dolnoprzepustowy RC (układ całkujący) jest wykorzystywany w układzie deemfazy. Stała czasowa obu układów (iloczyn $R \cdot C$) wynosi $50 \mu\text{s}$. Przystępujemy do opisu schematu blokowego kodera przedstawionego na rys. 2.

Sygnaly kanałów lewego i prawego podawane są do wejść kodera L i P. Po przejściu przez układy preemfazy są sumowane tworząc sygnał sumy ($L + P$). W celu utworzenia sygnału różnicy, sygnał kanału prawego P jest najpierw poddawany odwróceniu fazy o 180° , a następnie zsumowany z sygnałem kanału lewego L. Daje to efekt odejmowania sygnału P od L. Wcześniej oba sygnały ($-P$ i L) poddawane są preemfazie. Sygnał sumy może być już bezpośrednio podłączony do wyjścia układu, natomiast sygnał różnicy podawany jest do układu modulatora amplitudy z wytłumioną podnośną. Modulator wytłumia podnośną, ale w składowych jego sygnału wyjściowego znajduje się sygnał $L - P$ zawarty w paśmie akustycznym. W celu jego zredukowania na wyjście modulatora podawany jest sygnał $L - P$ w fazie przeciwnej. Zmianę fazy sygnału wejściowego modulatora o 180° uzyskuje się w odwracaczu fazy. Napięcie o częstotliwości podnośnej 38 kHz niezbędne do modulacji sygnału różnicy uzyskuje się przez podział częstotliwości generatora wynoszącej 76 kHz. Po podzieleniu przez dwa częstotliwości podnośnej uzyskuje się częstotliwość pilota. Sygnały: sumy $L + P$, różnicy $L - P$ po modulacji i napięcie o częstotliwości pilota są sumowane i podawane na wyjście kodera.

Parametry złożonego sygnału stereofonicznego

- Częstotliwość pilota powinna wynosić $19 \text{ kHz} \pm 2 \text{ Hz}$. Zawartość pilota w sygnale wyjściowym powinna wynosić $8 \div 10\%$.
- Częstotliwość podnośnej powinna być drugą harmoniczną sygnału pilotującego i być tak silnie stłumioną by nie przekraczała 1% całkowitego sygnału wyjściowego.
- Zawartości kanału głównego ($L + P$) i dwóch wstępów dodatkowego sygnału stereofonicznego ($L - P$) nie mogą przekraczać 45% całkowitego sygnału wyjściowego.
- Przy występowaniu sygnału tylko jednego kanału, amplituda obwiedni dodatkowego sygnału stereofonicznego może różnić się od amplitudy napięcia m.cz. maksymalnie o $\pm 3,5\%$ w całym paśmie częstotliwości. Przesunięcie fazowe między tymi sygnałami nie może przekraczać $\pm 3\%$.
- Zakresy częstotliwości:
 - główny sygnał stereofoniczny $50 \div 15000 \text{ Hz}$
 - dodatkowy sygnał stereofoniczny $23 \div 53 \text{ kHz}$

Wymagania te dotyczą sprzętu profesjonalnego. Proponowany do wykonania koder z uwagi na prostotę budowy nie spełnia tak wysokich wymagań, jest urządzeniem amatorskim.

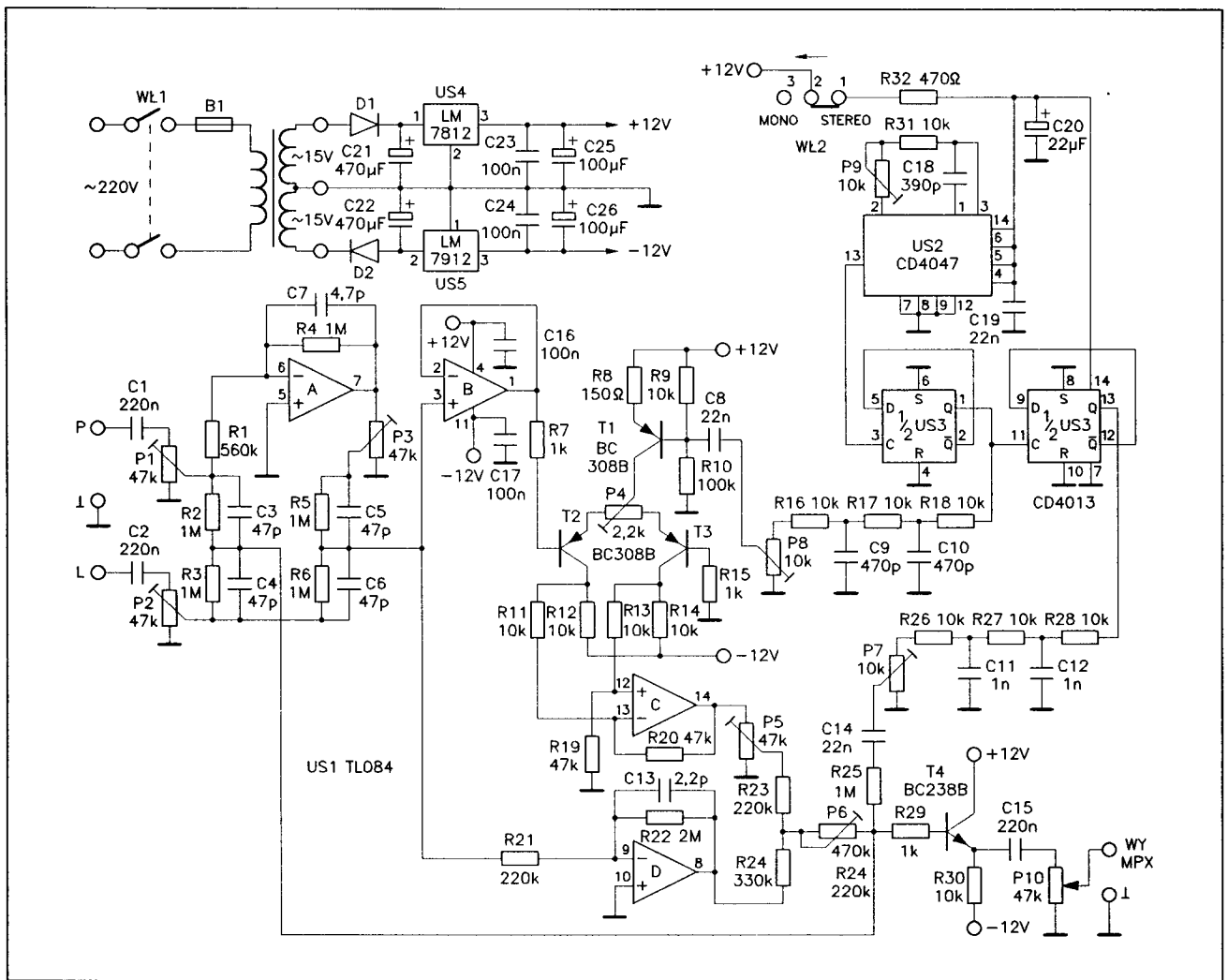
Schemat ideowy kodera

Sygnał wejściowy np. z magnetofonu stereofonicznego podawany jest odpowiednio na wejścia L i P kodera. Potencjometrami montażowymi P1 i P2 można regulować wielkość sygnału podawanego do dalszych układów kodera. Można nimi regulować także równowagę sygnałów tzw. "balans". Sygnały z potencjometrów P1 i P2 podawane są do układów preemfazy R2, C3 i R3, C4 i następnie są sumowane tworząc sygnał sumy ($L + P$). Sygnał sumy podawany jest bezpośrednio do punktu sumującego.

Sygnał kanału prawego jest wzmacniany we wzmacniaczu odwracającym A (US1) i następnie po regulacji potencjometrem montażowym P3 podawany do układu preemfazy R5, C5. Przez układ preemfazy R6, C6 podawany jest sygnał kanału lewego. W wyniku zsumowania tych dwóch sygnałów otrzymujemy sygnał różnicy ($L - P$). Sygnał różnicy podawany jest przez wtórnik napięciowy B (US1) i rezystor R7 do bazy tranzystora T2. Zadaniem wtórnik jest zmniejszenie przenikania sygnału podnośnej z wejścia modulatora do punktu sumowania L i $-P$. Sygnał różnicy podawany jest także do wzmacniacza odwracającego D (US1).

Modulator pracuje jako modulator iloczynowy wykorzystujący parę tranzystorów wzmacniacza różnicowego (T2 i T3). W obwodzie emiterów tych tranzystorów włączono potencjometr montażowy P4 do regulacji symetrii układu i źródło prądowe na tranzystorze T1. Źródło prądowe jest sterowane napięciem podnośnej podawanym na bazę tranzystora T1 z suwaka potencjometru montażowego P8. Na kolektorach tranzystorów T2 i T3 uzyskuje się przebiegi podnośnej zmodulowane amplitudowo. Obwiednie m.cz. obu przebiegów są przesunięte w fazie o 180° . Podnośne są w fazach zgodnych. Po podaniu tych sygnałów na wejścia wzmacniacza różnicowego C (US1) uzyskujemy na jego wyjściu przebieg zmodulowany pozbawiony fali nośnej. Sygnał ten jest regulowany potencjometrem montażowym P5 i następnie sumowany z odwróconym sygnałem różnicy ze wzmacniacza odwracającego D (US1). W wyniku tego uzyskujemy zredukowanie składowej akustycznej ($L - P$) w sygnale wyjściowym modulatora. Za pośrednictwem potencjometru montażowego P6 sygnał ten jest podawany do punktu sumującego.

Napięcia zmienne pilota i podnośnej wytwarzane są za pomocą układów cyfrowych CMOS. Układ US2 (4047) pracuje jako generator astabilny o częstotliwości 76 kHz. Do regulacji częstotliwości generatora przeznaczony jest potencjometr montażowy P9. Sygnał z generatora podawany jest do dzielnika częstotliwości US3 (4013).



Rys. 3 Schemat ideowy kodera stereofonicznego

Po pierwszym podziale uzyskuje się napięcie podnośnej 38 kHz, a po podziale tej częstotliwości napięcie pilota 19 kHz. Przebiegi prostokątne podnośnej i pilota podawane są do układów filtrów dolnoprzepustowych RC. Po przejściu przez filtry uzyskujemy przebiegi zbliżone do sinusoidalnych. Wielkość napięcia podnośnej podawanego do modulatora regulować można potencjometrem montażowym P8. Za pomocą potencjometru montażowego P7 reguluje się wielkość napięcia pilota podawanego dalej przez kondensator C14 i rezystor R25 do punktu sumującego.

Uzyskany w punkcie sumującym złożony sygnał stereofoniczny przez oddzielający wtórnik emiterowy na tranzystorze T4 podawany jest do potencjometru P10 służącego do regulacji wyjściowego sygnału MPX. Zastosowanie wtórника emiterowego zmniejsza wpływ rezystancji obciążenia na wielkość sygnału wyjściowego.

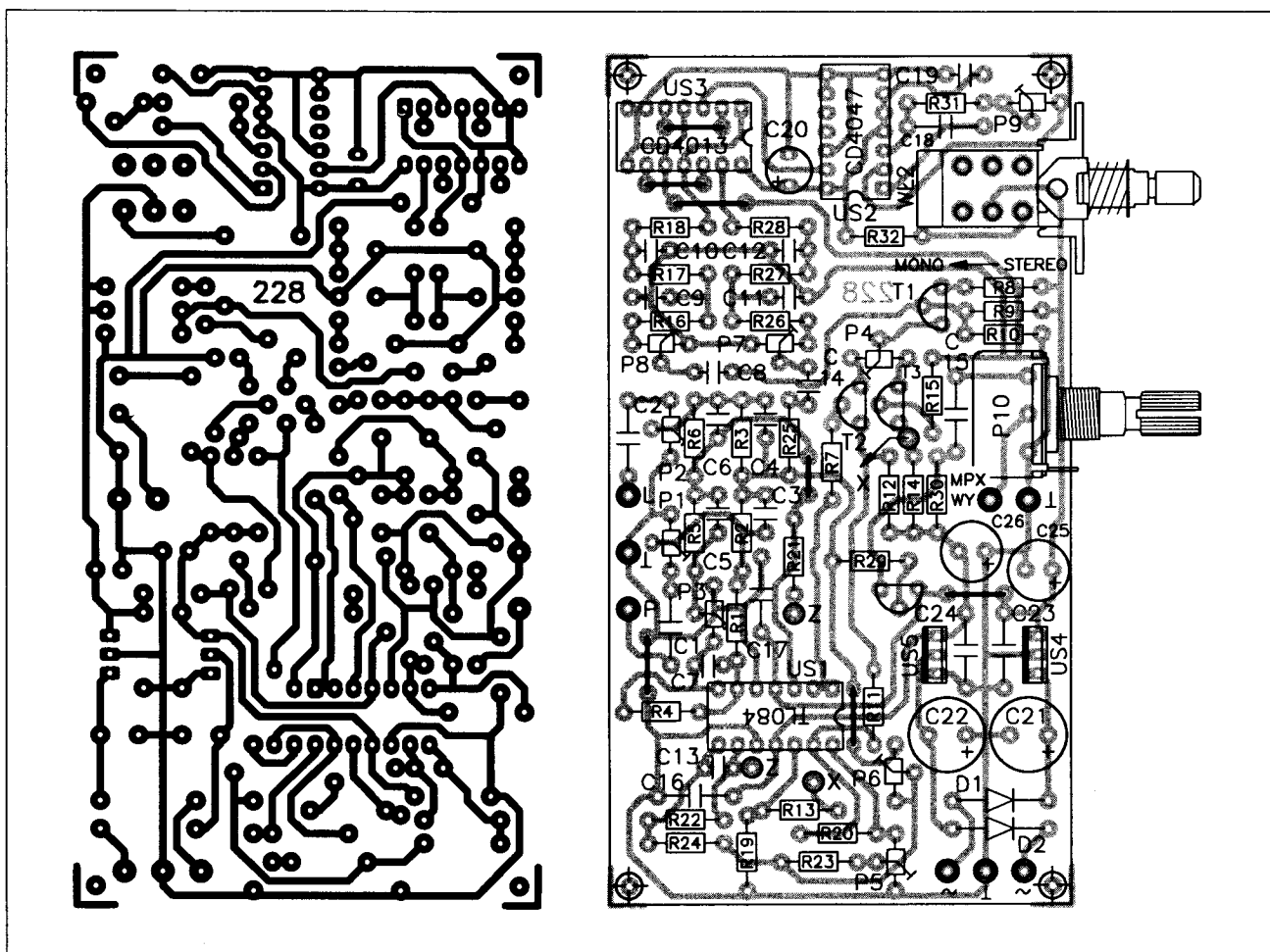
Wyłączanie pracy stereofonicznej uzyskuje się za pomocą wyłącznika WŁ2. Wciśnięcie wyłącznika odłącza zasilanie generatora i dzielników podnośnej i pilota. Brak sygnału pilota w sygnale wyjściowym nie spowoduje zadziałania dekodera w odbiorniku.

Montaż i uruchomienie

Przed montażem sugerujemy dopasowanie otworów w płytce drukowanej do średnic wyprowadzeń elementów przewidzianych do montażu. Szczególnie dotyczy to kołków lutowniczych, segmentu przełącznika Isostat, potencjometrów montażowych i potencjometru. Widok płytki drukowanej kodera przedstawiono na rysunku 4.

Montaż elementów należy wykonać zgodnie z ogólnie przyjętymi zasadami montażu. Tranzystory T1÷T4 i stabilizatory US4, US5 zamontować na długość wyprowadzeń około 5 mm. Zwrócić szczególną uwagę na symetrię i dokładność elementów składowych modulatora T2, T3 i wzmacniacza różnicowego C (US1). Tranzystory T2 i T3 powinny posiadać takie same współczynniki h_{21e} , a nawet konieczne może okazać się ich dobieranie w zmontowanym układzie kodera dla uzyskania maksymalnego stłumienia napięcia o częstotliwości podnośnej w sygnale wyjściowym.

Do zasilania układu przewidziano zamontowanie na płytce prostownika i stabilizatorów napięć. Do płytki należy doprowadzić symetryczne napięcie zmienne 2×15 V z transformatora sieciowego.



Rys. 4 Płytką drukowaną kodera i rozmieszczenie elementów

Możliwe jest zastosowanie zewnętrznego zasilacza stabilizowanego ± 12 V. Pobór prądu obu napięć nie przekracza 20 mA.

Po sprawdzeniu poprawności montażu przystępujemy do uruchomienia układu kodera. Do uruchomienia niezbędny jest oscyloskop i generator m.cz. (1 kHz; 0,5 V), a bardzo wskazany częstotściomierz. W pierwszej kolejności sprawdzić należy prawidłowość napięć zasilających na wyjściach stabilizatorów i poszczególnych układach scalonych. Na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych napięcia powinny być zbliżone do 0 V. Napięcie na kolektorze tranzystora T1 powinno wynosić około +3 V.

Oscyloskopem sprawdzić występowanie przebiegu prostokątnego na wyprowadzeniu 13 US2. Potencjometrem P9 ustalić częstotliwość tego przebiegu na 76 kHz. Sprawdzić występowanie przebiegu prostokątnego o częstotliwości 38 kHz na wyprowadzeniu 1 US3 i przebiegu o częstotliwości 19 kHz na wyprowadzeniu 13 US3. Po kilku godzinach pracy kodera podłączyć częstotściomierz do wyprowadzenia 13 US3 i ustalić dokładnie częstotliwość 19 kHz za pomocą potencjometru montażowego P9. Na potencjometrach montażowych P8 i P7 powinno wystąpić napięcie zmienne zbliżone do sinusoidalnego o amplitudzie około 1 V, odpowiednio o częstotliwościach 38 i 19 kHz.

Potencjometr montażowy P7 skrócić na minimum a P8 ustawić w położeniu środkowym. Podłączyć oscyloskop do wyjścia wzmacniacza różnicowego (7 US1) i regulując potencjometrem montażowym P4 uzyskać minimum sygnału o częstotliwości podnośnej. Minimum zależy w dużym stopniu od symetrii układu modulatora i elementów wzmacniacza różnicowego. Można próbować je poprawić przez dokładny dobór elementów tych układów.

Potencjometry montażowe P1 i P2 ustawić na maksimum. Zwierzeć wejścia L i P kodera i podać na nie sygnał z generatora m.cz. o częstotliwości 1 kHz i wartości skutecznej 0,5 V. oscyloskop podłączyć do wyprowadzenia 10 US1 i regulując potencjometrem montażowym P3 uzyskać minimum sygnału o częstotliwości 1 kHz.

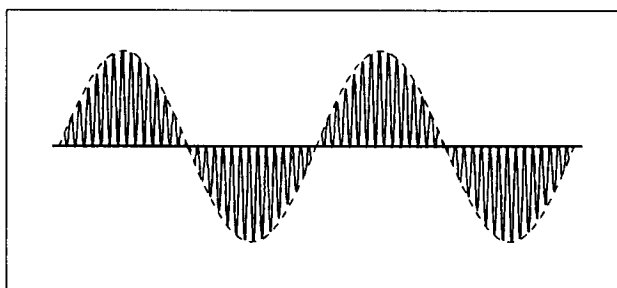
Rozwrzeć wejścia kodera i sygnał z generatora (1 kHz; 0,5 V) podać na wejście L. Oscyloskop podłączyć do wyjścia wzmacniacza różnicowego. Potencjometr montażowy P8 skrócić na minimum, a następnie regulując nim zwiększać napięcie podnośnej podawane do modulatora aż do uzyskania niezniekształconego przebiegu jak na rys. 5.

Jest to przebieg po modulacji podnośnej sygnałem kanału z wytłumioną podnośną i nałożonym sygnałem kanału. Zniekształcenia tego przebiegu mogą wynikać z

niesymetrii modulatora i wzmacniacza różnicowego. Po zmianie położenia suwaka potencjometru montażowego P8 należy ponownie przeprowadzić regulację tłumienia podnośnej w modulatorze, opisaną wcześniej.

Oscyloskop podłączyć do punktu połączenia rezystorów R23 i R24. Potencjometr montażowy P6 skrócić na maksymalną rezystancję, a najlepiej go odłączyć (zwora w pobliżu wyprowadzeń 7 i 8 US1). Regulując potencjometrem montażowym P5 uzyskać skompensowanie sygnału kanału. Sygnał powinien posiadać obwiednię połówek sinusoidy 1 kHz symetrycznych względem zera.

Podłączyć ponownie potencjometr montażowy P6. Oscyloskop podłączyć do wyjścia kodera przy potencjometrze P10 ustawionym na maksimum. Regulując potencjometrem montażowym P6 uzyskać przebieg jak na rys. 5.



Rys. 5 Zmodulowany sygnał różnicy z nałożonym sygnałem m.cz.

Podać sygnał wejściowy m.cz. do wejścia P. Kształt sygnału wyjściowego powinien być zbliżony do zaobserwowanego poprzednio. Przy zbyt dużych różnicach regulację należy powtórzyć. Zwierając wejścia L i P i podając do nich ten sam sygnał, sygnał wyjściowy powinien być dwa razy większy i nie posiadać składowej podnośnej.

Zaobserwować, lub zmierzyć wielkość tego sygnału – wartość skuteczna powinna wynosić około 150 mV. Odłączyć sygnał wejściowy. Regulując potencjometrem montażowym P7 ustawić sygnał pilota na 1/10 poprzednio zaobserwowanego sygnału – około 15 mV. Na tym regulacja kodera jest zakończona.

Koder jest dostosowany do maksymalnego napięcia wejściowego 0,5 V. Napięcie o tej wartości występuje na wyjściach magnetofonów. Przy większym napięciu wejściowym należy poziom napięcia wewnątrz kodera zmniejszyć za pomocą potencjometrów montażowych P1 i P2. Sygnał wyjściowy kodera reguluje się potencjometrem P10.

Płytkę kodera można zamontować w typowej obudowie z tworzywa sztucznego udostępniając dla użytkownika potencjometr P10, wyłącznik WŁ2 i wyłącznik zasilania. Przy montażu transformatora sieciowego wewnątrz obudowy zwrócić uwagę na zachowanie bezpieczeństwa. Przewody pod napięciem sieci powinny być w podwójnej izolacji a punkty lutownicze izolowane. Zwrócić uwagę na wyłącznik sieciowy – nie może to

być wyłącznik na niskie napięcie, lecz najlepiej specjalny segment sieciowy na napięciu 220 V. Transformator powinien być oddalony od płytki dla uniknięcia przydźwięku.

Wykaz elementów:

US1	– TL 084
US2	– MCY 74047 (CD 4047)
US3	– MCY 74013 (CD 4013)
US4	– LM 7812 (μ A 7812)
US5	– LM 7912 (μ A 7912)
T1, T2, T3	– BC 308 B
T4	– BC 238 B
D1, D2	– BYP 150-100÷1000 (1N4002÷4007)
R8	– 150 Ω /0,125 W
R32	– 470 Ω /0,125 W
R7, R15, R29	– 1 k Ω /0,125 W
R9, R16, R17, R18, R26,	
R27, R28, R30, R31	– 10 k Ω /0,125 W
R11, R12, R13, R14	– 10 k Ω /0,125 W 1%
R19, R20	– 47 k Ω /0,125 W 1%
R10	– 100 k Ω /0,125 W
R21, R23	– 220 k Ω /0,125 W
R24	– 330 k Ω /0,125 W
R1	– 560 k Ω /0,125 W
R2, R3, R4,	
R5, R6, R25	– 1 M Ω /0,125 W
R22	– 2 M Ω /0,125 W
P4	– 2,2 k Ω TVP 1232
P8, P7, P9	– 10 k Ω TVP 1232
P1, P2, P3, P5	– 47 k Ω TVP 1232
P6	– 470 k Ω TVP 1232
P10	– 47 k Ω -A PR 185
C13	– 2,2 pF/160 V KCP
C7	– 4,7 pF/160 V KCP
C3, C4, C5, C6	– 47 pF/160 V KCP
C18	– 390 pF/100 V KSF-020 5%
C9, C10	– 470 pF/100 V KSF-020 5%
C11, C12	– 1 nF/100 V KSF-020 5%
C8, C14, C19	– 22 nF/25 V KFPf
C16, C17, C23, C24	– 100 nF/63 V MKSE-20
C1, C2, C15	– 220 nF/63 V MKSE-20
C20	– 22 μ F/16 V 04/U
C25, C26	– 100 μ F/16 V 04/U
C21, C22	– 470 μ F/25 V 04/U
WŁ2	– segment Isostat pojedynczy, niezależny

płytką drukowaną nr 228

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 2,67 zł (26.700 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

Wyjaśnienia do zegara mikroprocesorowego

Po pewnym upływie czasu i zebraniu opinii wśród Czytelników pragniemy wyjaśnić kilka problemów występujących najczęściej przy uruchamianiu zegara. Większość uwag z jakimi spotkaliśmy się dotyczy wyświetlaczy.

Pierwszym problemem jest błędne wyświetlanie. Spowodowane to jest błędem na płycie drukowanej wyświetlaczy. Błąd ten został wychwycony dość szybko i Czytelnicy którzy zamawiali płytki w redakcji otrzymali razem z płytką informacje o błędzie i sposobie jego usunięcia. Najnowsze płytki pozbawione są już tej wady. Na rysunku 1 zamieszczono poprawioną płytkę. Pomyłka dotyczyła nóżek 1, 2, 3 wyświetlacza W1, a zarazem diod świecących D5, D6, D7.

Podobne objawy, czyli wyświetlanie "dziwnych" informacji spowodowane jest uszkodzeniami wyświetlaczy. Przyczyny uszkodzenia się wyświetlaczy są dwie. Jedną z nich to niewłaściwy montaż, zbyt długie przegrzewanie gorącą lutownicą. Wyświetlacza w większości są mniej odporne na wysokie temperatury niż układy scalone.

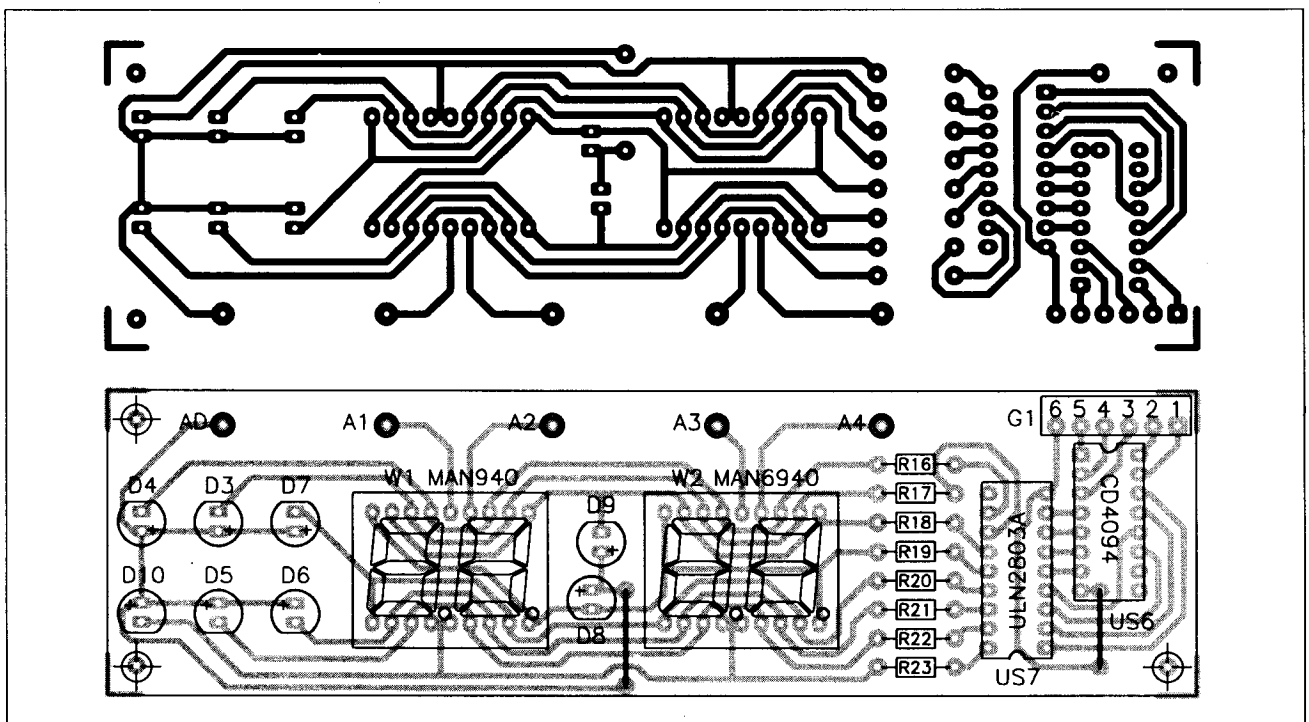
Drugą przyczyną są wady fabryczne. Na rynku (szczególnie na giełdach elektronicznych) dostępne są tanie wyświetlacze bez napisów (tzw. no name – ang. bez nazwy producenta). Często nie świecą w nich niektóre segmenty, lub kilka segmentów jest ze sobą zwartych. Ze względu na niską cenę są one często kupowane, sprawiając wiele kłopotów. Dlatego też w przypadku zakupu wyświetlaczy bez opisów wskazane jest sprawdzenie ich działania przed montażem na płycie drukowanej.

Kolejnym mankamentem związanym z wyświetlaczem jest niewielka zmiana jasności świecenia pojedynczego wyświetlacza w funkcji liczby zapalonych segmentów. Wyświetlacz świeci jasno przy wyświetlaniu cyfry 1, a przygasa podczas wyświetlania cyfry 8. Przyczyną takiej sytuacji jest zły dobór elementów w układzie sterowania anodami. Maksymalna wartość prądu impulsowego, który płynie przez tranzystory T5÷T9 na płycie klawiatury wynosi 0,5 A. Chcąc usunąć ten mankament należy wymienić tranzystory T5÷T9 na BC 327-25, równocześnie ulegają zmianie wartości rezystorów bazowych R30÷R34 na 680Ω/0,125 W.

Począwszy od dnia 01.10.95 ulegają zmianie ceny zaprogramowanych układów EPROM. Nowa cena wynosi 14,00 zł (140.000 zł) + koszty wysyłki. Dodatkowo został zmieniony program, który umożliwia po zamontowaniu procesora 80C32 zapamiętanie 60 alarmów. Dla procesora 80C51 i 80C31 liczba alarmów wynosi tak jak poprzednio 20. Dla dowolnego z podanych wyżej procesorów stosuje się taki sam EPROM. Rozpoznanie liczby alarmów zostaje wykonane automatycznie.

Na zakończenie należy zwrócić jeszcze uwagę na staranność montażu. Często przyczyną nieprawidłowego działania układu są błędy montażowe. Na płycie drukowanej zastosowano ścieżki prowadzone pomiędzy nóżkami układów scalonych. Te miejsca powinny być szczególnie starannie sprawdzane. Nawet niewidoczne gołym okiem zwarcia, lub zalanie cyną mogą prowadzić do złej pracy urządzenia.

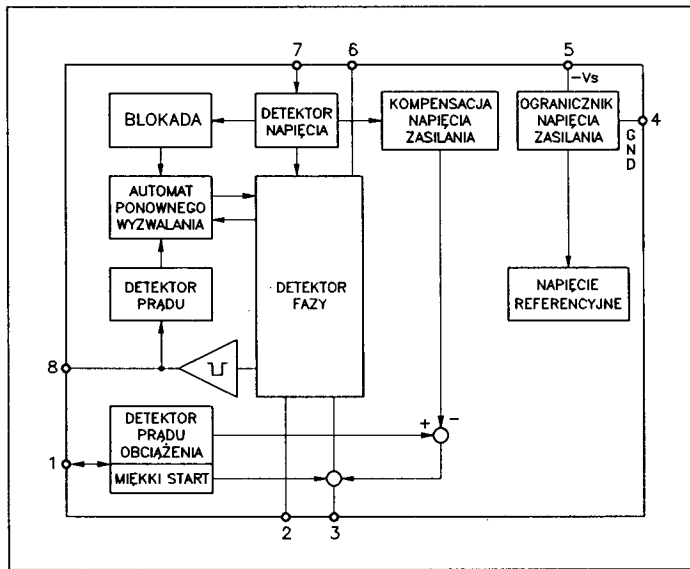
Redakcja



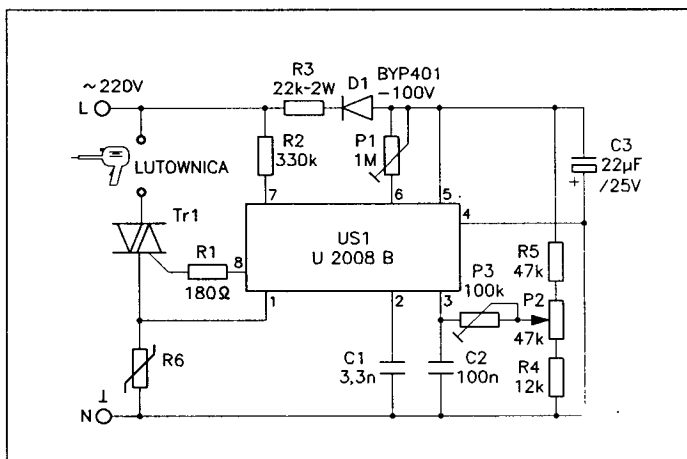
Rys. 1 Schemat poprawionej płytki wyświetlaczy

Rgulator mocy lutownicy transformatorowej

W pracowni amatora najczęściej można spotkać lutownicę transformatorową nazywaną też w żargonie pistoletem. Jedyną zaletą tego narzędzia pracy jest jego stosunkowo niewielka cena. Natomiast lista wad jest długa. Najpoważniejsze wady to duża waga i zbyt wysoka temperatura grotu. Opisany poniżej regulator umożliwi regulację mocy lutownicy.



Rys. 1 Schemat blokowy układu U2008B



Rys. 2 Schemat ideowy układu sterowania mocą z kontrolą prądu obciążenia

Duża waga lutownicy transformatorowej nie jest kłopotliwa, jeżeli lutujemy jedną, lub dwie płytki drukowane. Nabiera ona jednak znaczenia przy dłuższej pracy. Ręka w której dźwiga się taki ciężar ulega szybszemu zmęczeniu i nie zapewnia wymaganej często precyzji. Niestety tego mankamentu nie można wyeliminować. Drugą wadą lutownicy transformatorowej jest zbyt wysoka temperatura grotu. Grozi to przegrzaniem lutowanych elementów i odklejeniem się ścieżek miedzi z płytki drukowanej. Temperatura grotu w klasycznej lutownicy transformatorowej zależy głównie od średnicy i długości drutu z którego wykonany jest grot. Istotny wpływ na tempera-

turę ma także rezystancja kontaktu grotu z wyprowadzeniami transformatora. Często po dłuższej eksploatacji powierzchnie grotu i wyprowadzeń na skutek wysokiej temperatury ulegają silnemu utlenieniu. Rezystancja styku wzrasta wtedy, zmniejszając moc wydzielaną w grocie. Można temu zaradzić czyszcząc papierem ściernym miejsce styku grotu z wyprowadzeniami.

Jak już wcześniej powiedziano temperatura grotu jest często zbyt wysoka. Można ją obniżyć zwiększając długość drutu z którego wykonano grot. Rozwiązanie takie nie jest jednak zbyt wygodne, gdyż przy lutowaniu większych elementów, lub lutowaniu elementów do dużych powierzchni mas grot z uwagi na swoją bardzo małą bezwładność cieplną staje się zbyt zimny. W krańcowych przypadkach może doprowadzić to do przylutowania grotu do płytki, lub elementu.

Rozwiązaniem wszystkich problemów związanych z temperaturą jest regulator mocy. Daje on możliwość płynnej regulacji temperatury grotu.

Opis układu

Do regulacji temperatury grotu zastosowano układ scalony U2008B. Schemat blokowy układu zamieszczono na rysunku 1. Układ umożliwia fazowe sterowanie wyzwalaniem triaka w zakresie kątów od 0 do 180°. Wielką zaletą jest zasilanie bezpośrednio z napięcia 220 V za pośrednictwem rezystora szeregowego o mocy 2 W. Napięcie sieci jest prostowane w prostowniku jednopółkowy i doprowadzone do wewnętrznych układów stabilizujących.

Faza impulsów wyzwalających triak (nóżka 8) zależy od momentu zrównania się napięcia piłokształtnego na nóżce 2 ze stałym napięciem regulacyjnym doprowadzonym do wejścia kontrolnego komparatora fazy (nóżka 3). Nachylenie przebiegu piłokształtnego na nóżce 2 zależy od wartości pojemności kondensatora C1 (rys. 2) i prądu ładującego ten kondensator. Wartość tego prądu można regulować potencjometrem P1. Regulacja przeznaczona jest do ustawienia najmniejszego kąta przepływu prądu przez obciążenie.

Kiedy napięcie na kondensatorze C1 osiągnie wartość napięcia na ustawionego potencjometrem P2, wygenerowany zostanie impuls sterujący bramką triaka (nóżka 8). Szerokość impulsu wyzwalającego zależy od wartości kondensatora C1. Po wygenerowaniu impulsu wyzwalającego wewnętrzny zatrask uniemożliwia ponowne wyzwolenie triaka przed zakończeniem półokresu napięcia w sieci.

Dokończenie w następnym numerze.

Wykaz artykułów w których nie występują płytki drukowane

Na życzenie Czytelników zamieszczamy poniżej wykaz artykułów w których nie występują płytki drukowane. Kserokopie artykułów z numerów archiwalnych można zamawiać na kartach zamówień. Ceny: pierwsza strona – 1,00 zł, każda następna 0,20 zł + koszty wysyłki.

Nr Str. Tytuł Rocznik 1992

3/92	2	Decybel
4/92	2	Napięcia stałe
5/92	2	Napięcia stałe

Rocznik 1993

1/93	2	Napięcia stałe
2/93	2	Elementy półprzewodnikowe cz. I
2/93	20	Podgrzewane lustro samochodowe
3/93	2	Elementy półprzewodnikowe cz. II
4/93	2	Elementy półprzewodnikowe cz. III
4/93	10	Elementy bierne cz. I
5/93	2	Elementy półprzewodnikowe cz. IV
5/93	7	Elementy bierne cz. II
6/93	2	Elementy bierne cz. III
7/93	11	Elementy bierne cz. IV
8/93	2	Zasilacze parametryczne
8/93	26	Katalog transformatorów "ZATRA"
9/93	2	Układy CMOS cz. I
9/93	6	"+" ICL 7107
9/93	30	Katalog transformatorów "ZATRA"
10/93	2	Układy CMOS cz. II
10/93	9	Zasilacz modyfikacja
10/93	17	Układ ISD z barierą optoelektroniczną
10/93	22	Poprawki – sonda woltomierz (077)
10/93	29	Katalog transformatorów "ZATRA" cz. II
11/93	2	Układy CMOS cz. III
12/93	2	Układy CMOS cz. IV
12/93	10	Strojenie odbiorników radiowych cz. I

Rocznik 1994

1/94	2	Układy CMOS cz. V
1/94	14	Poprawki – światła dzienne (087)
1/94	15	Katalog kondensatorów "MIFLEX" cz. I
1/94	22	Strojenie odbiorników radiowych cz. II
1/94	25	Pomiar charakterystyk częstotliwości
1/94	30	Poprawki – korektor wideo (102)
2/94	2	Układy CMOS cz. VI
2/94	15	Katalog kondensatorów "MIFLEX" cz. II
2/94	19	Strojenie odbiorników radiowych cz. III
3/94	2	Układy CMOS cz. VII
3/94	10	Preskaler 1,5 GHz
3/94	15	Katalog kondensatorów "MIFLEX" cz. III
4/94	2	Układy CMOS cz. VIII
4/94	15	Katalog kondensatorów "MIFLEX" cz. IV
4/94	27	Obsługa oscyloskopu
5/94	2	Układy CMOS cz. IX
5/94	16	Sonda wejściowa do oscyloskopu
6/94	2	Układy CMOS cz. X
6/94	15	Katalog kondensatorów "MIFLEX" cz. V
6/94	19	Generator 50 Hz

6/94	27	Wyjaśnienia do częstotliwościomierza (088÷094)
7/94	2	Układy CMOS cz. XI
7/94	4	Usprawnienia zegara LM 8560 (139)
7/94	9	IBM PC – połączenie dwóch komputerów cz. I
8/94	2	Układy CMOS cz. XII
8/94	15	Magistrala I2C cz. I
8/94	23	IBM PC – połączenie dwóch komputerów cz. II
9/94	2	Układy CMOS cz. XIII
9/94	16	Symulator alarmu samochodowego
9/94	23	Magistrala I2C cz. II
9/94	30	Wyjaśnienia – poprawki
10/94	2	Układy CMOS cz. XIV
10/94	14	Oscyloskop – zakończenie
11/94	2	Układy CMOS cz. XV
11/94	10	Astra 1D na orbicie
11/94	19	Głowica UKF OIRT/CCiR – wyjaśnienia
11/94	25	Magistrala I2C cz. III
11/94	30	Głowica UKF OIRT/CCiR – "AMATOR"
12/94	2	Układy CMOS cz. XVI
12/94	9	Elektroniczny prędkościomierz
12/94	16	Dzwonek – pozytywka (wykorzystanie zegarka)
12/94	28	Magistrala I2C

Rocznik 1995

1/95	2	Układy CMOS cz. XVII
1/95	6	Zestawy "DIORY" serii 500 i 700
1/95	18	Magistrala I2C cz. IV
1/95	28	Programy radiowe z satelity
2/95	2	Układy CMOS cz. XVIII
2/95	10	Popr. – symulator alarmu samochodowego
2/95	11	Sygnalizator świateł mijania
3/95	2	Układy CMOS cz. XIX
3/95	11	Sygnalizator świateł stop
3/95	21	Popr. – stacja dysków do AMIGI (142)
4/95	2	Układy CMOS cz. XX
4/95	10	Oscyloskop – wyjaśnienia
4/95	16	Tuner satelitarny czy telewizja kablowa?
4/95	26	Hybrydowe wzmacniacze serii "STK"
4/95	27	Zestawy głośnikowe
5/95	2	Układy CMOS cz. XXI
5/95	22	Zakłócenia i ich redukcja cz. I
5/95	30	Dekodery UCY7447 i MCY74511 cz. I
6/95	2	Układy CMOS cz. XXII
6/95	13	Wzmacniacz mocy "STK" – modyfikacja
6/95	14	Zakłócenia i ich redukcja cz. II
6/95	30	Dekodery UCY7447 i MCY74511 cz. II
7/95	2	Układy CMOS cz. XXIII
7/95	11	Przestrajanie zakresu UKF – "ANIA"
7/95	14	Zakłócenia i ich redukcja cz. III
7/95	17	Dekodery UCY7447 i MCY74511 cz. III
7/95	25	Akustyczny sygnalizator wilgoci
8/95	2	Układy CMOS cz. XXIV
8/95	4	Woltomierz i amperomierz – miernik
8/95	12	Zakłócenia i ich redukcja cz. IV
9/95	2	Układy CMOS cz. XXV
9/95	22	Alarm samochodowy – uzup. i wyjaśnienia
9/95	25	Zakłócenia i ich redukcja cz. V
10/95	2	Układy CMOS cz. XXVI
10/95		Zakłócenia i ich redukcja cz. V



Dla krótkofalowców, użytkowników CB i UKF-owców:

POTRÓJNE TRANSCIEIVERY DIGITAL 942.

Wszystkie rodzaje emisji, zakresy od 20 kHz ÷ 31,7 MHz, 50 ÷ 60 i 140 ÷ 150 MHz.
Cena: 1520 zł.



STEROWNIKI MIKROPROCESOROWE

1. Kolorowych tablic świetlnych z płynącymi napisami, dźwiękiem i klawiaturą;
2. Transceivera DIGITAL 942;
3. Do transceiverów z p.cz. 9 MHz (np. SP 5 WW) – właściwości sterowania jak w DIGITAL 942 (między innymi syntezerem SAA 1057 i cyfrową skalą);
4. klucza elektronowego (Praktyczny Elektronik 5 i 6/93).

Sterowniki ze schematami aplikacyjnymi i instrukcjami obsługi. Ceny 150÷170 zł.



SUPER NOWOŚĆ DLA RADIOAMATORÓW!

Zestawy do samodzielnego montażu transceiverów DIGITAL 942.

W skład zestawu wchodzi: uruchomiony sterownik mikroprocesorowy, płytki drukowane, komplet dokumentacji (razem z instrukcją uruchamiania), komplet cewek, elementy nietypowe. Cena zestawu podstawowego – 350 zł.



SUPER NOWOŚĆ!

w związku z pojawieniem się na rynku różnego rodzaju urządzeń podsłuchowych, proponujemy:

WYKRYWACZE wszelkich radiowych urządzeń podsłuchowych.

- mieszczą się w dłoni
- lokalizują miejsce ukrycia podsłuchu
- zakres pracy od fal krótkich, aż do kilku GHz (przetestowano do 3 GHz)
- absolutna prostota obsługi – jeden przycisk
- przydatne w biznesie i nie tylko... Domyśl się sam...
- cena promocyjna 85 zł!
- dla sklepów radiowych, sklepów CB, sklepów z zabezpieczeniami – ceny negocjowane.

Informacje (gratis): V-Electronics ul. Sucharskiego 17, 65-001 Zielona Góra tel/fax 26-67-55
Prowadzimy także sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym.

TRANSET

Zestawy do samodzielnego montażu, oraz zmontowane płytki:

- 1 profesjonalnych wykrywaczy metali z discriminacją,
- 2 przystawki zmieniającej OTV w oscyloskop,
- 3 generator funkcji 1 Hz ÷ 2 GHz,
- 4 radiotelefon CB
- 5 i wiele innych.

Informator – koperta + znaczki na list polecony.

TRANSET – 58-550 KARPACZ

SAM WYKONASZ OBWODY DRUKOWANE

Zestaw (laminat, wytrawiacz, instrukcja) cena 3,30 zł + opłaty pocztowe.

Płatne za zaliczeniem pocztowym.

Oferujemy sam laminat jedno- i dwustronny. Chlorek żelazowy i pisaki do wykonania obwodów drukowanych. Katalog bezpłatnie.

Pracownia Elektroniczna
skr. poczt. 344, 90-950 Łódź - 1

zawsze aktualne!

ELEKTRONICY

PLYTKI, KITY, URUCHOMIONE URZĄDZENIA

Mierniki cyfrowe i analogowe, oscyloskopy, radiotelefony, transceivery, zasilacze, przetwornice, korektory, miksery, dekodery, centrale alarmowe, wykrywacze metali, syntezatory, modemy, samplery, generatory.

Ponad 300 propozycji w nowej ofercie.

**ZAWSZE AKTUALNE, OKAZYJNE CENY
NOWY KATALOG - KOPERTA + ZNACZEK 2 zł
PEP WROCLAW 17 Skr. Poczt. 1625**

MEGA-ART Artkuły Elektroniczne

Oferujemy w ciągłej sprzedaży:

- zestawy do samodzielnego montażu
 - obwody drukowane
 - obudowy uniwersalne
 - transformatory sieciowe
 - laminaty i akcesoria do płytek
- Zainteresowanym klientom wysyłamy bezpłatne katalogi (kop. A4 + zn. 6tys.)

MEGA-ART 67-100 Nowa Sól
ul. Wojska Polskiego 10/4 tel.(0-688)73-811

Końcówki mocy m.cz., uruchomione płytki zasilaczy stabilizowanych
informacje (0-50) Tel/Fax 32-81-81

Pragniemy poinformować naszych Czytelników, że począwszy od końca października ulegnie zmianie adres redakcji. Nowy adres zostanie podany w stopce redakcyjnej numeru 11/95. Wszystkie listy wysyłane na stary adres także do nas dotrą. Niestety przez najbliższy czas nie będziemy dysponowali telefonem. Dlatego też wszelkie uwagi, pytania i sugestie prosimy kierować do redakcji listownie. Mamy nadzieję, że Telekomunikacja Polska S.A. stanie na wysokości zadania i doprowadzi do nas telefon w możliwie krótkim czasie.

Sprzedaż wysyłkowa prowadzona jest w ścisłej współpracy z redakcją „Praktycznego Elektronika” przez firmę LARO S.C. Asortyment elementów obejmuje wszystkie urządzenia publikowane na łamach „Praktycznego Elektronika”. Szczegółowy wykaz elementów, wraz z cenami można znaleźć w numerze 9/95 PE na stronach I-IV (wkładka). W wykazie zabrakło układu C520 – 7,00 zł, a cena kondensatora 4.700 µF/63 V wynosi 8,82 zł.
Płytki drukowane i zaprogramowane EPROMY można zamawiać wyłącznie w redakcji PE

W zamówieniach prosimy podać informację, czy w przypadku braku którejś z pozycji zamówienie można zrealizować częściowo.

**LARO S.C.
65-958 ZIELONA GÓRA
skr. poczt. nr 149**