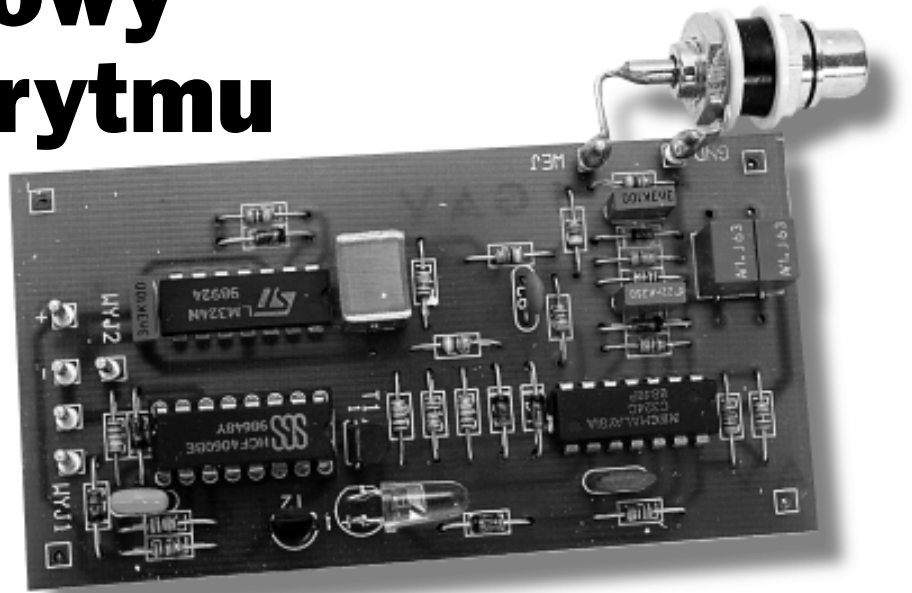


Dyskotekowy selektor rytmu

kit AVT-361

Zbliża się czas szalonych zabaw sylwestrowych i imprez karnawałowych. Jest to więc bardzo dobry moment, aby rozpocząć prace nad urządzeniami pomagającymi nadać tym imprezom niepowtarzalny klimat. Najprostszym sposobem jego uzyskania jest zastosowanie odpowiedniego oświetlenia, w czym pomocny będzie układ prezentowany w artykule.



W solidnym systemie iluminofonicznym, budowanym np. na potrzeby dyskoteki, bez względu na jego złożoność, znajdzie się miejsce na moduł odpowiedzialny za synchronizację efektów świetlnych z muzyką. Przy założeniu, że generator efektów jest urządzeniem sekwencyjnym wystarczy, aby z treści muzycznej wyselekcjonować poszczególne takty - czyli rytm - i odpowiednio ukształtowane impulsy podać na jego wejście (którym będzie pierwszy stopień licznika lub rejestru przesuwanego). Takie oto odpowiedzialne zadanie otrzymuje proponowany tu selektor rytmu.

Pierwsza próba autora to sterownik dyskotekowy z ośmioma reflektorami (po dwa w każdym rogu parkietu tanecznego) i z wbudowanym regulowanym generatorem. To rozwiązanie okazało się jednak mało praktyczne. Także powiązanie częstotliwości zegara z poziomem sygnału audio przyniosło mierny rezultat. Dopiero opisany w artykule moduł selektora pozwolił na całkowicie bezobsługową pracę sterownika (a ręcznie strojony generator pozostał jako opcja dostępna jednym przełącznikiem: MANUAL/AUTO).

Atrakcyjność selektora, z punktu widzenia użytkownika, podnosi zupełny brak elementów regulacyjnych: w zakresie poziomów

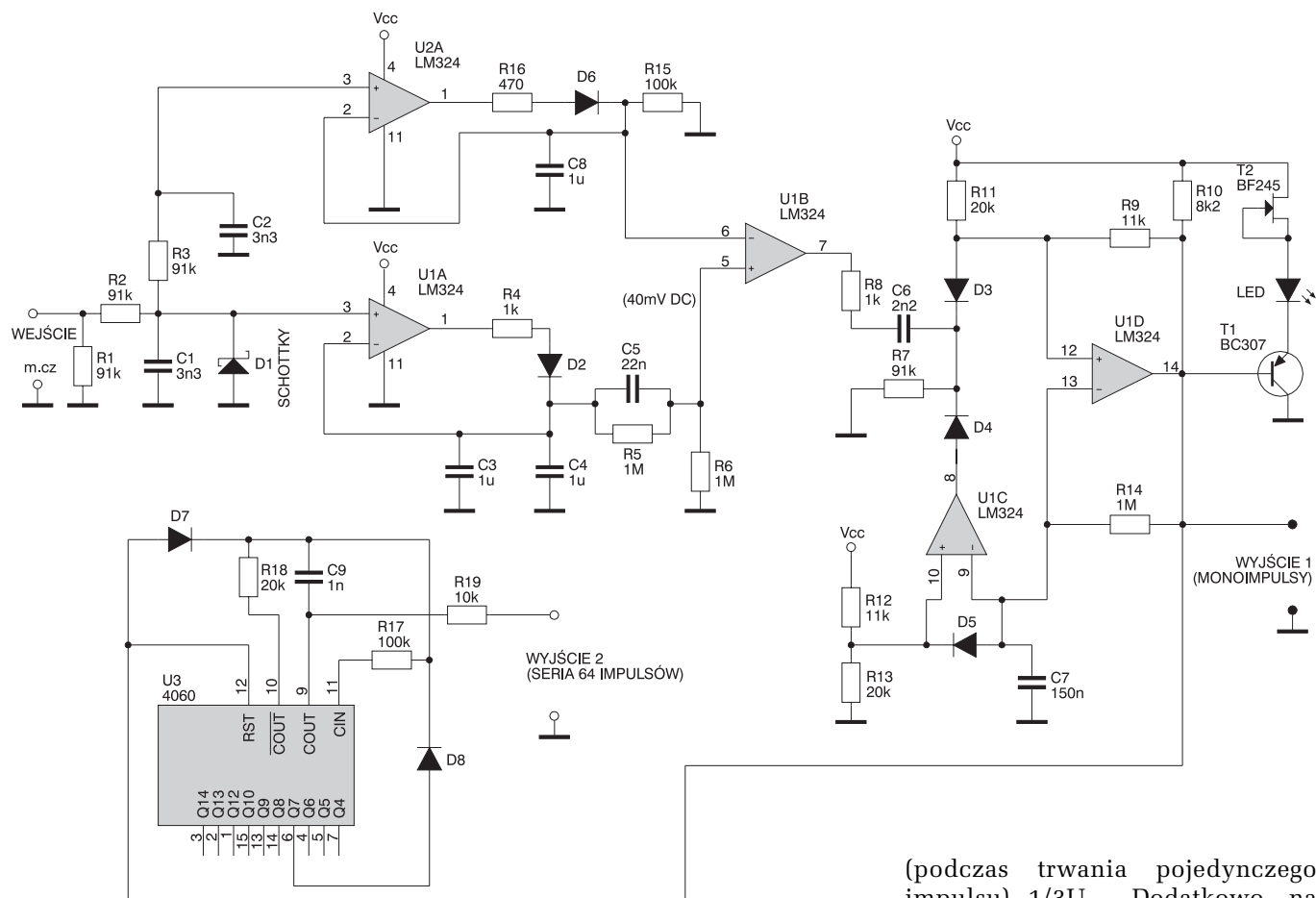
200mV do 3V próg wewnętrznego komparatora ustala się sam.

Opis układu

Schemat elektryczny układu przedstawiono na rys.1. Sygnał z miksera (lub z wyjścia magnetofonowego RECORD wzmacniacza) trafia na pasywny filtr dolnoprzepustowy drugiego rzędu R2, R3, C1 i C2. Trzydecybelowy spadek wzmocnienia wybrano na 300Hz. Rezystancja wejściowa (Rwej) selektora dla $f < 200\text{Hz}$ ma wartość zbliżoną do R1, czyli 90kΩ. W całym pasmie akustycznym jej składowa rzeczywista nie spada poniżej 40kΩ.

Głównym zadaniem R1 jest właściwa polaryzacja wejść nieodwracających bipolarnych wzmacniaczy operacyjnych U1A i U2A. Dioda Schottky'ego D1 nie może być zastąpiona zwykłą diodą impulsową. Ogranicza ona maksymalne napięcie ujemne na wejściach wzmacniaczy układu LM324 (dopuszcza się minus 0,3V).

Zauważmy, że U1 i U2 są zasilane jednym napięciem względem masy. Stąd ujemne połówki sygnału są ignorowane, zresztą bez szkody dla precyzji działania. Dodatkowo połówki pobrane z pierwszego ogniwa filtru są prostowane i wygładzane we wzmacniaczu U1A. Iloczyn wartości par elementów (C3+C4) przez (R5+R6)



Rys. 1. Schemat elektryczny układu.

wynosi 4 sekundy - średnio więcej niż dwa kolejne takty, co pozwala uzyskać przybliżoną informację o amplitudzie sygnału.

Rezystory R5 i R6 tworzą dzielnik, z którego połowa wartości odfiltrowanego napięcia stanowi poziom odniesienia dla komparatora U1B. Jego wejście odwracające „-“ śledzi obwiednię sygnału m.cz. dzięki prostownikowi U2A o stałej czasowej opadania wynoszącej $C8 \times R15 = 0,1 \text{ sek}$.

Obecność U2A (wraz z elementami R15, R16, C8, D6) czyni komparator U1B niewrażliwym na sygnał o częstotliwości nie zmieniającej się w czasie.

Dla przykładu: pominięcie U2A i bezpośrednie połączenie wejścia „-“ U1B z wyjściem filtra (wspólny punkt R3 i C2) powoduje, że jeszcze $f_{\text{wej}} = 400 \text{ Hz}$ wyzwalają uniwersal U1D (to samo dotyczyłoby np. dużego przydźwięku sieci).

Podobnie, zmniejszenie C8 do 330nF dałoby w efekcie generowanie impulsów jeszcze przy $f_{\text{wej}} = 20 \text{ Hz}$ (np. wibracje talerza

gramofonu). Natomiast dla $C8 = 1 \mu\text{F}$ całe pasmo jest zabezpieczone, przy czym nie występuje jeszcze „połykanie rytmu“ przez zbytne spowolnienie reakcji.

Uniwersal U1D jest wyzwalany zboczem opadającym przenoszonym z wyjścia U1B przez elementy $R8 + C6 + D3$. Wyjście U1D (pin 14) zmienia stan z wysokiego na niski. Rozpoczyna się generacja impulsu o czasie trwania wyznaczonym przez czas rozładowywania kondensatora C7 (150nF) przez rezystor R14 (1MΩ), to jest $t = 150 \text{ ms}$.

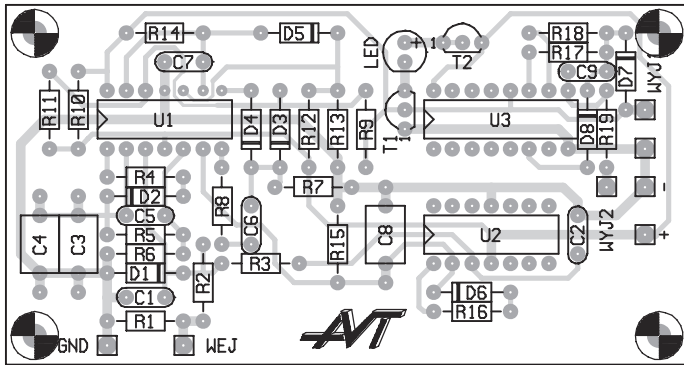
Układ U1C przyjmuje na wyjściu stan wysoki i za pośrednictwem D4 blokuje dostęp do uniwersal U1D. Czas trwania stanu wysokiego na wyjściu wzmacniacza U1C wynosi $2 \times C7 \times R14$. Oznacza to odcięcie uniwersal U1D również po wygenerowaniu impulsu (przez okres ładowania C7).

Jako że $R11 = R13 = 20 \text{ k}\Omega$ oraz $R9 = R12 = 11 \text{ k}\Omega$ - czasy ładowania i rozładowania C7 są jednakowe. Napięcie między R12 i R13 wynosi $2/3 U_{\text{zas}}$, a między R11 i R9

(podczas trwania pojedynczego impulsu) $1/3 U_{\text{zas}}$. Dodatkowo, na podkreślenie zasługuje niezależność parametrów czasowych od wartości U_{zas} , które może wynosić od 5 do 9V (w modelu wykonanym przez autora jest to ok. 6V).

Ważnym elementem urządzenia jest układ scalony U3 (4060). Jego zadaniem jest wytwarzanie paczek 64 impulsów o $f = 20 \text{ kHz}$ w takt impulsów z wyjścia U1D (każda paczka trwa zatem 3,2ms). Po przełączeniu anody D8 z wyjścia Q7 (wyprowadzenie 6) na Q4 (wyprowadzenie 7) będzie generowanych nie 64 a jedynie 8 impulsów. Serie impulsów są dostępne na nóżce nr 9, która stanowi wyjście oscylatora RC. W stanie zablokowania panuje na nim poziom niski. Takie rozwiązanie okazało się niezbędne do inkrementacji łańcucha dzielników, ale jego przydatność będzie zależała od indywidualnych warunków.

Projekt powstał z uwzględnieniem specyfiki budowy wewnętrznej LM324. W stanie spoczynku (brak sygnału), w temperaturze 20°C, na R6 jest napięcie ok. 40..50 mV, co spowoduje przepływ prądów polaryzujących U1A i U1B o wartości ok. 40nA. Na



Rys. 2. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej.

drugim wejściu U1B - na R15 - ustala się ok. 10mV.

Wyjście U1B (pin 7) przyjmuje więc napięcie bliskie napięciu zasilania, pomniejszonemu o ok. 1,3V. Wyjścia wzmacniaczy operacyjnych U1A i U2A (o numerach wyprowadzeń 1 U1 i 1 U2) są nasycone do masy. Owo resztkowe napięcie nasycenia nie przekracza pojedynczych mV.

Wyjście U1D (pin14) ma poziom zbliżony do napięcia zasilającego minus 0,5V - wpływ rezystora podciągającego R10. T1 jest odcięty i LED nie świeci. Przez R14 i D5 płynie mały prąd wynikający z różnicy potencjałów między wyjściem U1D a dzielnikiem R12, R13. Dla tego niewielkiego prądu o wartości 2µA odkłada się na D5 około 0,4V. To wystarcza z dużym zapasem, aby wyjście wzmacniacza U1C (pin 8) było w stanie niskim. W takiej sytuacji dioda D3 pozwala na przedostawanie się ujemnych szpilek z C6 na pin 12 U1D.

Poziom wysoki z *WYJŚCIA1* jest podany na wejście zerujące RST układu U3, co wstrzymuje pracę oscylatora tego układu. Objawia się to poziomami wysokimi na nóżkach 10 i 11.

Jedyny czuły na zakłócenia punkt - wejście „+“ U1B (pin5) - zablokowano pojemnością C5, która bocznikuje rezystor R5.

Wartości napięć zasilających należy ograniczyć do przedziału 5..9V (optymalnie 6..8V). Powyżej 10V działanie selektora może być nieprawidłowe, co wynika z faktu, że jest to dość niekonwencjonalny układ. Zastosowano w nim bowiem tylko jedno napięcie zasilające, bez tworzenia sztucznej masy. W dobie tanich stabilizato-

rów monolitycznych nie powinno to stanowić problemu. W praktyce zakres 5..9V jest i tak najczęściej stosowany. Pobór prądu wynosi kilka mA (dwa układy LM324: 2mA plus prąd diody LED).

Montaż i uruchomienie

Ta część artykułu będzie wyjątkowo krótka - montaż jest bowiem niezwykle prosty (widok płytki drukowanej znajduje się oczywiście na wkładce), a pomocny w jego prawidłowym przeprowadzeniu będzie **rys.2**.

Ważną sprawą jest jakość i rodzaj użytych elementów. Kluczową kwestią jakości kondensatorów (np. C1 i C2 o identycznej wartości z tolerancją mniejszą od 5%!) powinien rozstrzygnąć miernik. Zdecydowanie odradzam kondensatory elektrolityczne, które powinny stale pracować z dużą składową stałą, a ten warunek nie będzie tu spełniony.

Napięcia na wzmacniaczach operacyjnych należy mierzyć różnicowo, końcówkami pomiarowymi bezpośrednio dotykając odpowiednich wejść układów scalonych. Pomiar względem masy będzie niewiarygodny, bo przy napięciach rzędu mV punkty masy oddalone od siebie o parę centymetrów nie są tożsame. Dlatego korzystne są szerokie ścieżki masy. Ekranowanie nie jest potrzebne.

Uważane przeczytanie uwag przedstawionych w opisie powyżej i uwzględnianie ich przy montażu gwarantuje bezproblemowe uruchomienie selektora.

Wskazówki użytkowe

Na koniec przedstawimy kilka uwag, które są wynikiem doświadczeń zebranych podczas eksploatacji opisywanego urządzenia:

1. Korzystnie na czułość SELEKTORA wpływa zsumowanie kanałów stereo - np. dwoma rezystorami 10kΩ.
2. Subiektywną poprawę walorów dynamicznych można też uzyskać przez zmniejszenie R6

WYKAZ PODZESPOŁÓW

Rezystory

- R1, R2, R3, R7: 91kΩ
 R4, R8: 1kΩ
 R5, R6, R14: 1MΩ
 R9, R12: 11kΩ
 R10: 8,2kΩ
 R11, R13, R18: 20kΩ
 R15, R17: 100kΩ
 R16: 470Ω
 R19: 10kΩ

Kondensatory

- C1, C2: 3,3nF
 C3, C4: 1µF (stały MKT)
 C5: 22nF
 C6: 2,2nF
 C7: 150nF

Półprzewodniki

- D1: BAT85
 D2, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8: 1N4148
 LED: dowolna dioda LED
 T1: BC307 lub podobny
 T2: BF245
 U1, U2: LM324
 U3: 4060

z pierwotnej wartości 1MΩ na, powiedzmy, 0,5MΩ. W takim razie, celem utrzymania dokładności w śledzeniu linii basu, należałoby dodać jeszcze jeden kondensator 1000nF, równoległe do pary C3, C4.

3. Należy pamiętać, że zawsze efekt końcowy jest uzależniony od materiału muzycznego oraz, że niedoskonała (z natury rzeczy) selektywność urządzenia stanowi jego zaletę. Dzięki niej impulsy wyjściowe (sygnalizowane diodą LED) są bardziej urozmaicone, pojawiają się np. w reakcji na głos wokalisty przy słabym, bądź nieobecny rytmie. Cechą charakterystyczną jest miarowość tych impulsów. W sumie stwarza to wrażenie dobrej synchronizacji z dźwiękiem. Wyjaśnienia te uważam za niezbędne, gdyż jak sądzę za budowę selektora wezmą się nie tylko "rasowi elektronicy", ale i zwykli miłośnicy korelowania muzyki ze światłem. Tym polecam kupienie gotowej płytki lub kitu, dla uniknięcia rozczarowań związanych z nadmiarem samodzielności.

Andrzej Kowalczyk, AVT