

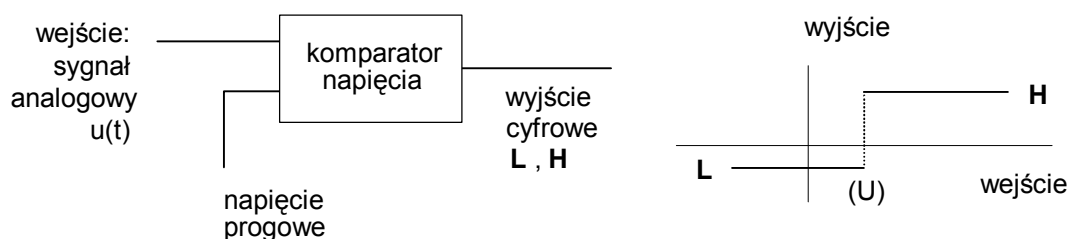
P-1. Komparator napięcia i jego zastosowanie

W ćwiczeniu używany jest komparator scalony typu $\mu A710$ - szybki i dokładny układ do porównywania napięć, stosowany często w elektronice jądrowej. Zadanie polega na zaprojektowaniu, zmontowaniu i następnie zbadaniu któregoś z następujących układów:

- dyskryminator amplitudy impulsów
- jednocanałowy analizator amplitudy impulsów
- generator impulsów prostokątnych (multiwibrator astabilny).

I. Opis ogólny

1) Komparator napięcia służy do porównywania analogowego sygnału $u(t)$ z napięciem progowym (referencyjnym) U : w przypadku idealnym wyjście komparatora przyjmuje tylko dwie wartości napięcia, wysoką H (*high*) i niską L (*low*), jedną dla $u(t) < U$, drugą dla $u(t) > U$. Przejście od jednego stanu do drugiego zachodzi dla $u(t) = U$, to jest dla punktu, w którym charakterystyka wyjściowa wykazuje nieciągłość (rys. 1). Jest zatem komparator napięcia układem o wejściu analogowym i wyjściu cyfrowym, działa na styku elektroniki analogowej i cyfrowej, pełni rolę jednobitowego przetwornika analogowo-cyfrowego. Bywa nazywany komparatorem analogowym, dla odróżnienia od komparatora cyfrowego, porównującego dane cyfrowe podawane w postaci wielobitowych słów zerojedynkowych.



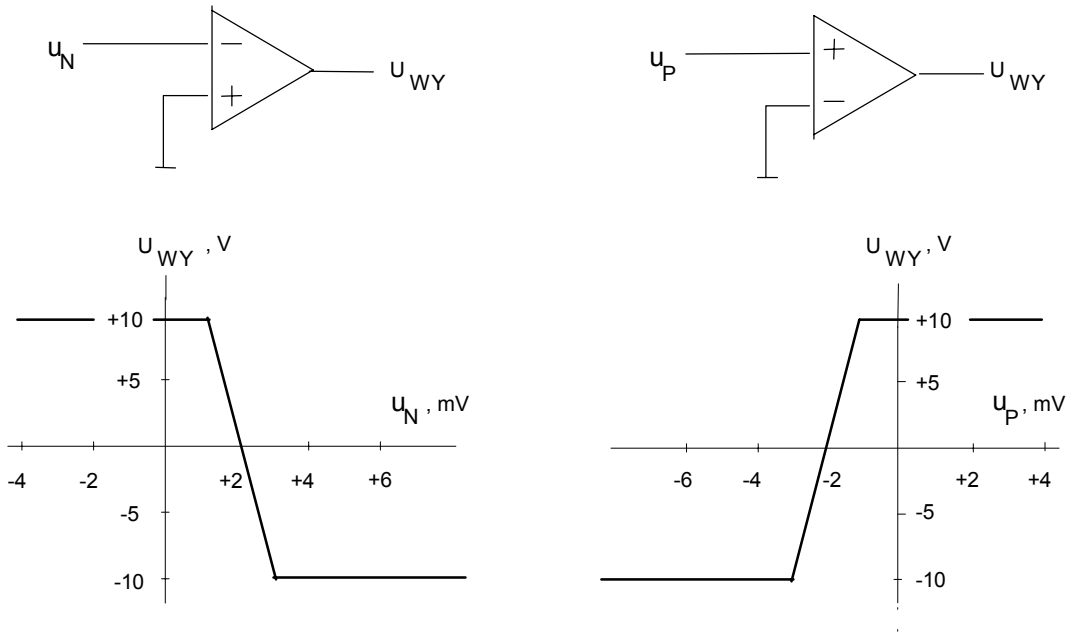
Rys. 1

2) Dobrym przybliżeniem komparatora idealnego jest wzmacniacz operacyjny pracujący w zakresie nieliniowym, bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Na jedno z wejść wzmacniacza podaje się sygnał, do drugiego zaś przykładają napięcie progowe. Jeśli zaniedbać bardzo wąski przedział wokół wartości U , to wyjście przyjmuje jeden z dwóch poziomów nasycenia: L lub H . Pokazuje to rys. 2, dla konfiguracji odwracającej i nieodwracającej. W obu przypadkach przyjęto zerowe napięcie progowe (odpowiednio $U = U_P = 0$ i $U = U_N = 0$); charakterystyki przejściowe aproksymowano prostymi i założono przeciętne parametry wzmacniacza operacyjnego: wzmocnienie $k = 10^4$ V/V, ekstremalne poziomy napięcia wyjściowego $+10V$ i $-10V$, napięcie niezrównoważenia ($U_P - U_N$) = -2 mV.

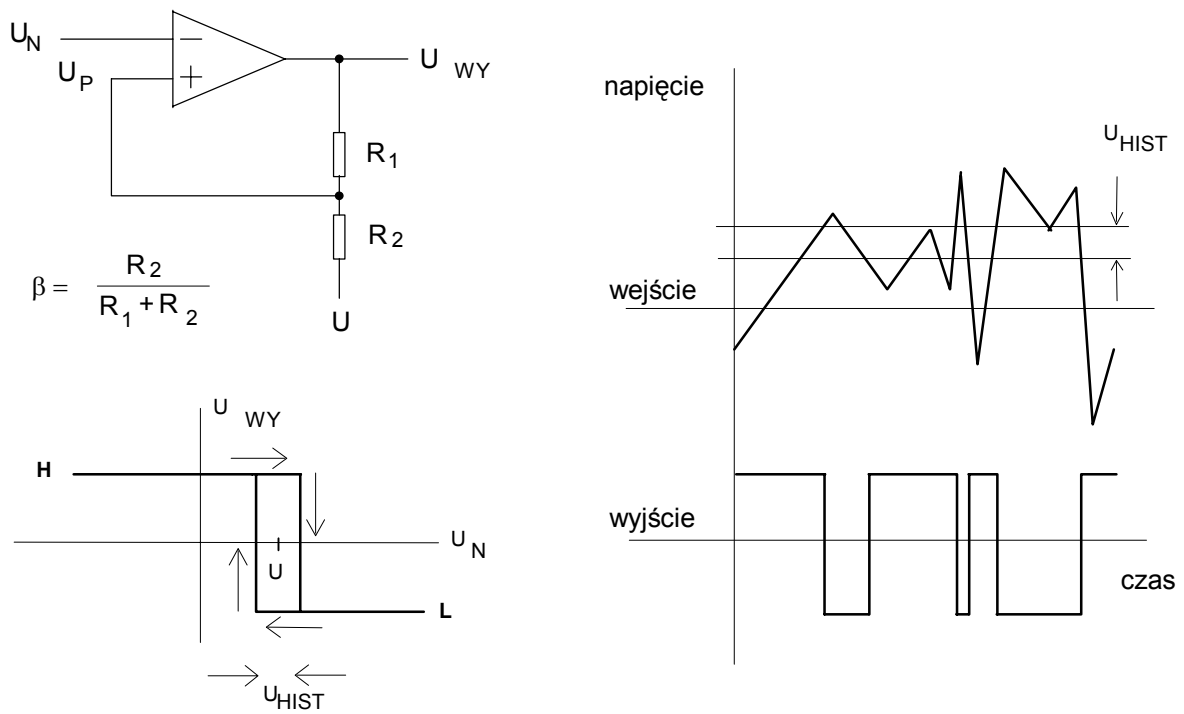
3) Przeciwnie niż w przypadku układów liniowych obszarem błędnego działania jest ten, w którym istnieje liniowa zależność pomiędzy wejściem i wyjściem - wtedy napięcie wyjściowe przyjmuje wartości zabronione, nie mieszczące się w marginesie poziomów logicznych L i H . Obszar ten jest mniejszy dla bardziej stromej charakterystyki, to jest dla większego wzmocnienia, i dąży do zera, gdy $k \rightarrow \infty$. W praktyce sytuację tę można zrealizować przez zastosowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego.

4) Jeśli $|k\beta|$ - czyli wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego dla liniowej części charakterystyki - równa się jedności, to spełniony jest warunek generacji i sygnał wejściowy daje jedynie początek przejściu z jednego stanu do drugiego: realizuje się ono własnymi siłami układu z dodatnim sprzężeniem zwrotnym i teoretyczna charakterystyka ma przebieg jak na rys. 1. W praktyce nie jest możliwe dokładne dobranie warunku granicznego i utrzymanie go w całym przedziale zmienności napięć i warunków zewnętrznych, wprowadza się zatem pewien margines bezpieczeństwa i stosuje $|k\beta| > 1$. Prowadzi to do charakterystyki

z histerezą, jak to pokazano na przykładzie układu odwracającego na rys. 3 (teoretyczne nachylenie charakterystyki przejściowej jest ujemne).



Rys. 2



Rys. 3

5) Histereza jest nie tylko praktycznie nie do uniknięcia, ale często pożądana, choć ogranicza rozdzielczość komparacji napięć - stanowi ona bowiem zabezpieczenie przed pasożytniczymi przeskokami komparatora, spowodowanymi przez zakłócenia nakładające się na sygnał użyteczny. Szerokość pętli histerezy U_H musi wtedy przewyższać fluktuacje sygnału, spowodowane zakłóceniami. Zależy ona od wartości rezystorów w obwodzie sprzężenia zwrotnego i napięć nasycenia wzmacniacza. Przeskok układu z jednego stanu do drugiego następuje wtedy, gdy $U_P=U_N$; wielkość U_P zaś różni się od napięcia U o przyczynkę od prądu płynącego w obwodzie: wyjście wzmacniacza - źródło napięcia referencyjnego (spadek napięcia na R_2). Przyczynka ten w stanie H jest inny niż w stanie L, zatem, odpowiednio do dwóch stabilnych stanów wyjściowych, istnieją dwa napięcia progowe U_{PR}' i U_{PR}'' , różniące się o wartość napięcia histerezy U_{HIST} . W przypadku jak na rys. 3 przyczynki mają różne znaki dla L i H, dlatego napięcie referencyjne U leży gdzieś między rzeczywistymi napięciami progowymi.

6) Zwykle przy porównywaniu napięć żąda się odpowiedzi bardzo szybkiej i udzielonej w określonym standardzie sygnałów logicznych. Buduje się zatem specjalizowane układy scalone, oparte na nieco innych założeniach, niż wzmacniacze operacyjne: np. mniej zabiega się o wysoką rezystancję wejściową i wysokie wzmocnienie, bardziej o szybkość odpowiedzi impulsowej oraz dopasowanie do warunków zasilania i sterowania obwodów cyfrowych. Popularnym komparatorem scalonym jest układ $\mu A710$ firmy Fairchild, szybki, dokładny, zgodny z układami logicznymi TTL, wymagający jednak specjalnego zasilania i cechujący się niewygodnymi ograniczeniami napięć na wejściu i prądów na wyjściu. Ten właśnie komparator będzie użyty w ćwiczeniu. Poniżej zebrane są najważniejsze jego parametry, a na rys. 4 pokazano rozkład wyprowadzeń dla obudowy okrągłej i prostokątnej oraz typowe zasilanie (z uwzględnieniem pojemnościowych filtrów przeciwzakłóceń; kondensatory powinny być montowane blisko odpowiednich wyprowadzeń):

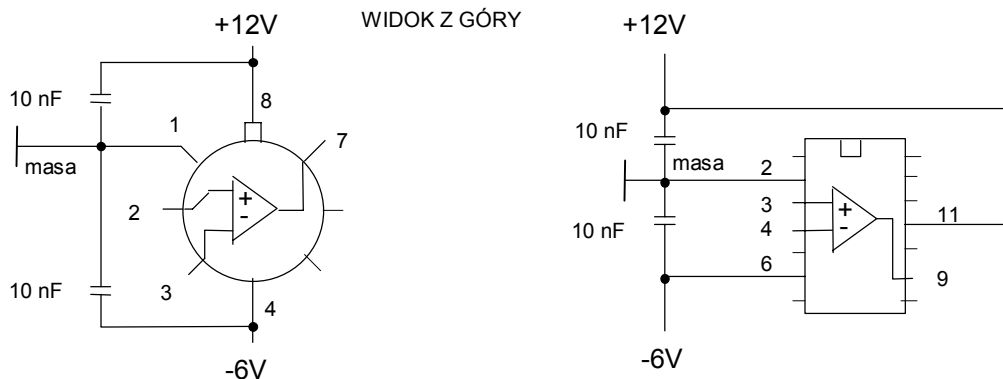
Własności komparatora $\mu A710$

Typowe parametry (temperatura otoczenia $+25^\circ C$, napięcia zasilania $+12V$ i $-6V$):

napięcie nierównoważenia, mV	0.6
współczynnik temperaturowy napięcia nierównoważenia, $\mu V/^\circ C$	3.5
prąd nierównoważenia, μA	0.75
wejściowy prąd polaryzacji, μA	13
czas odpowiedzi (dla przesterowania 5 mV), ns	40
wzmocnienie napięciowe, V/V	1700
rezystancja wyjściowa, Ω	200
poziom wysoki na wyjściu (H), V	3.2
poziom niski na wyjściu (L), V	-0.5
pobór mocy, mW	90
obciążalność bramkami TTL	1

Parametry graniczne

dopuszczalne napięcie wejściowe różnicowe, V	± 5
dopuszczalne napięcia wejściowe względem masy, V	± 5
dopuszczalne napięcia zasilania, V	+14, -7
maksymalny prąd wypływający z wyjścia, mA	10
maksymalny prąd wpływający do wyjścia, mA	2.5



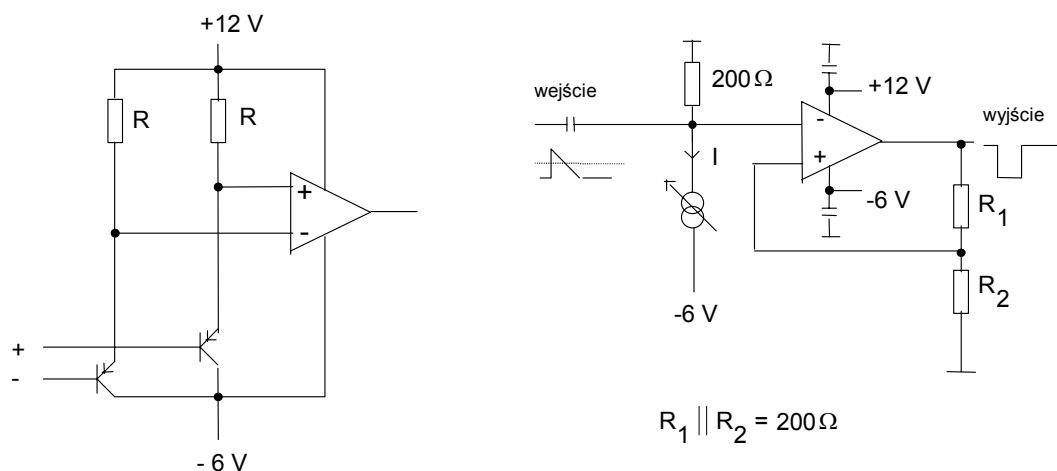
Rys. 4

II Dyskryminator amplitudy impulsów na komparatorze $\mu A710$

1) Rys. 3 pokazuje ideę dyskryminacji (z histerezą): można przyjąć mianowicie, że niski poziom napięcia na wyjściu odpowiada wartościowemu sygnałowi wejściowemu i w takim przypadku uruchomiona zostaje procedura dalszej jego obróbki. Sygnały niższe od progu zadziałania są ignorowane, wyjście zachowuje stan wysoki. W licznych przypadkach sygnałów impulsowych pożądane jest wyeliminowanie składowej stałej, choćby w celu usunięcia wpływu jej dryfu. Stosuje się wtedy pojemnościowe (zmiennoprądowe) sprzężenie źródła sygnału z komparatorem, a wejście odwracające łączy z masą przez rezystor w celu doprowadzenia prądu polaryzacji.

2) Wejścia komparatora pobierają bowiem prąd, który występuje również przy nieobecności sygnału: jest on związany z polaryzacją tranzystorów stopnia wejściowego. Spadki napięcia występujące na rezystancjach widzianych z wejścia komparatora, pochodzące od tego prądu, wpływają na położenie rzeczywistego progu dyskryminacji, a przy zmianach prądu, na przykład spowodowanych zmianami temperatury, powodują fluktuacje progu. Są one praktycznie nie do skompensowania, jeśli wziąć pod uwagę, że prądy dla wejść P i N nie muszą być jednakowe co do wartości i dryfów. W celu zmniejszenia tego niekorzystnego efektu przyjmuje się możliwie małe i równe sobie wartości rezystancji, które widać z wejść (zaleca się wartości nie większe niż 200Ω). Jeżeli źródło sygnału nie może być dostatecznie mocno obciążone, komparator steruje się przez wtórniki napięcia, jak w przypadku pierwszego układu z rys. 5.

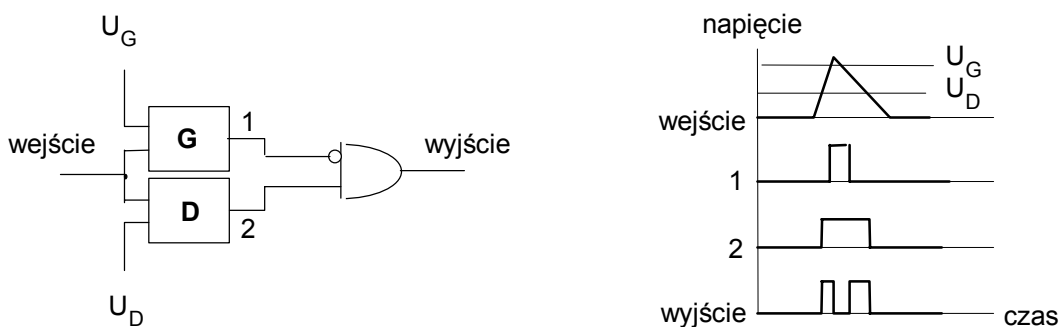
3) W technice jądrowej częstym przypadkiem jest stosowanie dyskryminatora do odcięcia szumów lub - w przypadku detektorów spektrometrycznych - nieinteresującej części widma energetycznego mierzonego promieniowania. Zachodzi wtedy potrzeba regulacji poziomu dyskryminacji, przy czym wymaga się zwykle, aby nie powodowała ona zmiany szerokości histerezy i rezystancji wejściowej układu. Jednym z wygodnych sposobów jest zastosowanie w tym celu regulowanego generatora prądowego, zbudowanego na przykład na tranzystorze bipolarnym, wymuszającego odpowiedni spadek napięcia na rezystorze polaryzującym wejście. Przykład takiego rozwiązania stanowi prawy układ z rys. 5.



Rys. 5

III Jednokanałowy analizator amplitudy

1) Układ służy do identyfikacji impulsów o amplitudzie zawartej w zadanym przedziale wartości $\Delta U = U_G - U_D$. Można w tym celu zastosować dwa dyskryminatory, górny i dolny, sterowane razem, odpowiednio o progach U_G i U_D , oraz układ antykoincydencyjny. Na jego wyjściu sygnał pojawia się tylko w tym przypadku, gdy przekroczony zostanie jedynie próg dolny, tzn. gdy impuls mieści się w ustawionym kanale ΔU (oknie). Prosta realizacja takiego układu, pokazana na rys. 6, jest zawodna w praktyce: ze względu na skończony czas narastania i opadania sygnału wejściowego powstają antykoincydencje fałszywe (w przykładzie tym amplituda impulsu wejściowego przekracza górny próg dyskryminacji i sygnał na wyjściu nie powinien wystąpić).



Rys. 6

2) W przypadku stałej i znanej długości impulsów wejściowych, co jest typowe dla detektorów promieniowania jonizującego, zapewnienie poprawnej pracy układu jest łatwe. Wystarczy przedłużyć impuls 1 tak, aby kończył się nie wcześniej, niż impuls wejściowy, i sprawdzać antykoincydencję synchronicznie z tylnym zboczem impulsu 2. Można w tym celu użyć bramek logicznych i multiwibratorów scalonych np. z rodziny TTL (UCY7400 i UCY74123). Przykłady rozwiązań podane są w literaturze.

3) Zazwyczaj wymaga się regulacji progów zadziałania; godne polecenia wydaje się wykorzystanie w tym celu generatorów prądu sterowanych z potencjometrów, oddzielnych dla ustalania szerokości i położenia kanału.

IV Generator przebiegu prostokątnego z układem $\mu A710$

1) Prosty układ tego rodzaju przedstawiony jest na rys. 7. Obwód z rezystorami R stanowi pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego, na częstotliwość oscylacji można wpływać przez stałą czasową $C(R' || R'')$. Jeśli R' i R'' są dobrane tak, że przy stanie H na wyjściu komparatora napięcie na jego wejściu odwracającym jest wyższe niż na wejściu nieodwracającym, to układ jest astabilny. Dla $U_N > U_P$ wyjście musi bowiem przyjąć stan L (typ. $-0.5V$) i napięcie na kondensatorze będzie malało. Dla $U_N < U_P$ natomiast na wyjściu jest stan H (typ. $+3.2V$) i napięcie na kondensatorze rośnie.

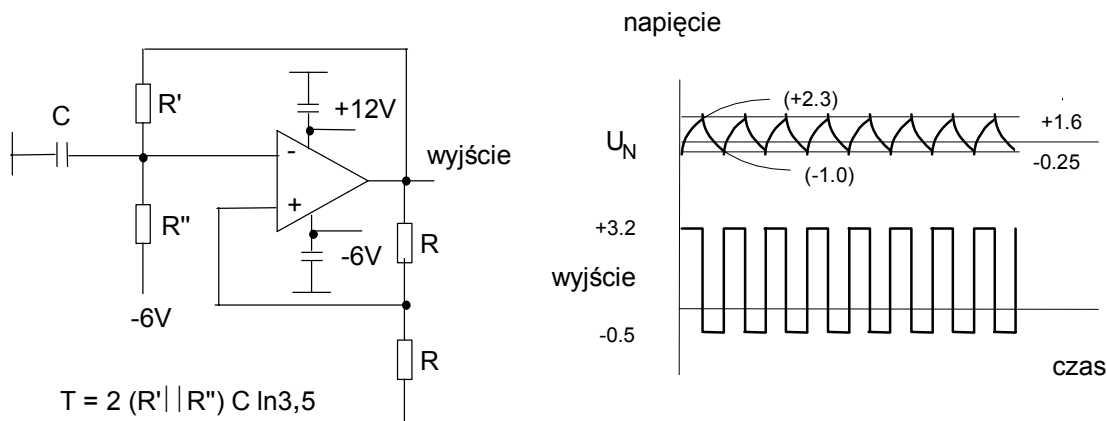
2) Gdy $U_N = U_P$ następuje przeskok; komparator znajduje się wtedy w obszarze pracy liniowej i dzięki wysokiemu wzmocnieniu powstają warunki do generacyjnego przejścia w obszar nasycenia. Zachodzi bowiem $|k\beta| \gg 1$. Napięcie na kondensatorze zmienia się zatem między poziomami równymi połowie napięcia wyjściowego w każdym z dwóch stanów nasycenia - tutaj od $-0,25V$ (L) do $+1,6V$ (H).

3) Ładowanie i rozładowanie kondensatora odbywa się według eksponenty. Jeśli w obu przypadkach wartości oczekiwane napięcia (tzn. wartości dla $t \rightarrow \infty$) są co do bezwzględnej wartości takie same względem napięcia, przy którym następuje przeskok, to przebieg wyjściowy będzie miał wypełnienie 50%. Jak zwykle powinno się przyjąć równość rezystancji efektywnych, widzianych z wejść komparatora, czyli $(R' || R'') = R/2$. Znając wartości oczekiwane w procesie ładowania i rozładowywania kondensatora, oraz obydwie poziomy U_P , odpowiednio dla stanów H i L, można określić stałą czasową dla zadanej częstotliwości oscylacji. Formułę wiążącą okres drgań z wartościami R' , R'' i C zamieszczono na rys. 7.

V Projekt, program ćwiczenia

1) Wykonać projekt zadanego układu; na schemacie podać wartości wszystkich podzespołów i numery wyprowadzeń obwodów scalonych; sporządzić szkic rozmieszczenia elementów na płycie montażowej.

- 2) Przykładowe założenia wstępne dla dyskryminatora amplitudy impulsów:
- dostępne zasilanie +12 V, +5 V i -6 V (maksimum 20 mA z każdego źródła)
 - impuls wejściowy dodatni, zbocza narastające i opadające ze stałą czasową $1\mu\text{s}$, maksymalna amplituda 1.5 V
 - próg dyskryminacji 500 mV regulowany w granicach $\pm 250\text{ mV}$; szerokość histerezy 50 mV
 - przekroczenie progu sygnalizowane przejściem H→L; obciążalność: 1 bramka TTL.



Rys. 7

- 3) Przykładowe założenia wstępne dla analizatora jednokanałowego:
- zasilanie i parametry impulsu wejściowego jak wyżej
 - kanał o stałej szerokości 200 mV, środek kanału położony na poziomie 500 mV i regulowany w zakresie $\pm 300\text{ mV}$
 - spodziewany poziom zakłóceń 50 mV
 - trafienie w kanał sygnalizowane przejściem L→H
 - rozdzielczość czasowa nie gorsza niż $10\mu\text{s}$
 - obciążalność: 1 bramka TTL.
- 4) Przykładowe założenia wstępne dla generatora przebiegu prostokątnego:
- zasilanie +12 V oraz -6 V, maksimum 20 mA
 - częstotliwość oscylacji 2 MHz; obciążalność: 1 bramka TTL.
- 5) Zaprojektowane układy zmontować, uruchomić i zbadać; podać rzeczywiste ich parametry, w tym pobór mocy, czasy narastania i opadania sygnału wyjściowego, poziomy w stanie H i L; skomentować odstępstwa od wartości zadanych; w przypadku rozbieżności przekraczających 20% skorygować układ.

LITERATURA

Kulka Z., Nadachowski M., *Liniowe układy scalone i ich zastosowanie*
 Tietze U., Schenk C., *Układy półprzewodnikowe*
 Korbel K., *Elektronika Jądrowa, cz.III*, skrypt AGH, Nr 1078
 Łakomy M., Zabrodzki J., *Cyfrowe układy scalone serii UCA64/UCY74, parametry i zastosowania*