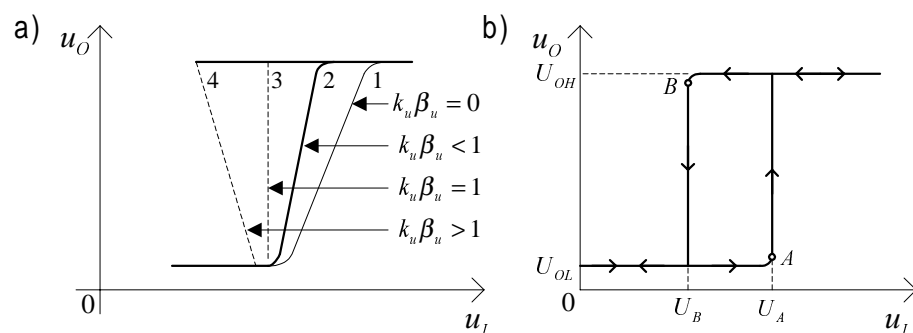


6

REGENERACYJNE UKŁADY IMPULSOWE

6.1. RODZAJE UKŁADÓW PRZERZUTNIKOWYCH

Regeneracyjne układy impulsowe, nazywane układami przerzutnikowymi, zbudowane są najczęściej w postaci dwóch kaskadowo połączonych inwerterów, objętych szerokopasmowym dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Silne dodatnie sprzężenie zwrotne wywołuje zjawisko niestabilności, prowadzące do bardzo szybkiego regeneracyjnego przerzutu od jednego stanu stabilnego do drugiego. Jak pokazano na rys.6.1a, silne dodatnie sprzężenie zwrotne prowadzi do charakterystyki przejściowej o ujemnym nachyleniu, co praktycznie oznacza, że charakterystyka przejściowa $u_O = f(u_I)$ zakreśla pętlę histerezy (rys.6.1b).



Rys.6.1. Charakterystyki przejściowe: a) układu dwustopniowego z dodatnim sprzężeniem zwrotnym o różnych wartościach, b) przerzutnika bistabilnego

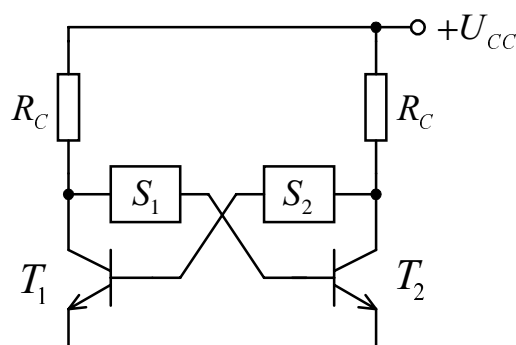
Charakterystykę przejściową w kształcie histerezy można uzyskać również w układzie wykorzystującym elementy o ujemnej rezystancji.

Przerzutnik bistabilny charakteryzuje się dwoma stanami stabilnymi, w których może pozostawać nieograniczenie długo. Regeneracyjne przejście z jednego stanu do drugiego (nazywane *przerzutem*) następuje pod wpływem zewnętrznego sygnału wyzwalającego, powodującego spełnienie warunku generacji. Szerokość histerezy charakterystyki przejściowej $U_H = U_A - U_B$ wyznacza minimalną amplitudę sygnału wyzwalającego. Jej zmniejszenie osłabia proces regeneracyjny (w pewnej części czasu przerzutu) oraz zmniejsza odporność przerzutnika na przypadkowe wyzwalanie sygnałem zakłócającym.

Przerzutnik monostabilny, nazywany również *uniwibratorem*, posiada jeden stan stabilny oraz stan quasi - stabilny. Regeneracyjne przejście układu do stanu quasi - stabilnego inicjowane jest impulsem wyzwalającym. W tym stanie pozostaje przez czas wyznaczony przeładowywaniem się elementu reaktancyjnego, spełniającego funkcję pamięci (kondensator, cewka), po czym układ wraca regeneracyjnie do stanu stabilnego. Czas trwania stanu quasi - stabilnego jest charakterystycznym parametrem przerzutnika monostabilnego.

Przerzutnik astabilny, nazywany multiwibratorem, nie ma stanu stabilnego, lecz dwa stany quasi - stabilne. Okresowe samoczynne przechodzenie z jednego do drugiego stanu quasi - stabilnego wyznaczają czasy przeładowywania elementów reaktancyjnych w układzie.

Każdy z omówionych trzech rodzajów układów przerzutnikowych można zrealizować w podstawowej strukturze przedstawionej na rys.6.2, dobierając tylko odpowiednie człony sprzęgające S_1 i S_2 (rezystory lub kondensatory).



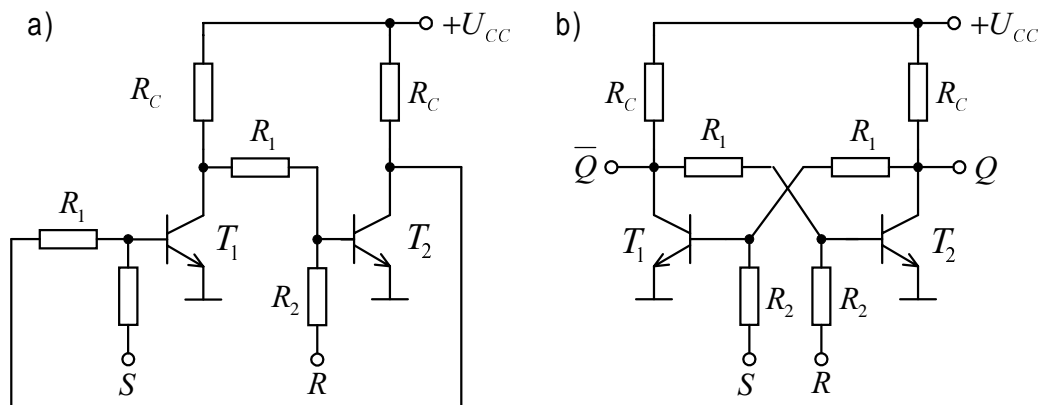
Rys.6.2. Ogólny schemat ideowy układu przerzutnikowego z tranzystorami nasyconymi

6.2. PRZERZUTNIKI BISTABILNE

6.2.1. Symetryczny przerzutnik bistabilny

Przerzutnik bistabilny otrzymujemy przez kaskadowe połączenie dwóch inwerterów w pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego (rys.6.3).

Układ z rys.6.3b niczym nie różni się od układu z rys.6.3a, jedynie przedstawiony jest w postaci symetrycznej i nazywany jest przerzutnikiem w układzie *Ecclesa - Jordana*. W układzie wyróżniono dwa wyjścia znajdujące się statycznie w przeciwnych stanach, oznaczonych literami Q i \bar{Q} . Układ posiada również dwa wejścia służące do wyzwalania przerzutnika, jedno *wejście zerujące* R (ang. *reset*) oraz drugie *wejście ustawiające* S (ang. *set*).



Rys.6.3. Przerzutnik bistabilny: a) dwa inwertery w pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego, b) symetryczna struktura przerzutnika RS

Dwa stany przerzutnika odpowiadają stanom nasycenia jednego z tranzystorów i odcięcia drugiego z tranzystorów. Jeżeli np. tranzystor T_2 jest nasycony, to napięcie kolektora $U_{CE2} = U_{CEsat} \leq 0,2 V$ jest mniejsze od napięcia progowego $U_{BEP} \approx 0,5 V$ i tranzystor T_1 jest odcięty.

Przyjmując, że na wejściach wyzwalających R oraz S napięcia są równe zeru, prąd bazy tranzystora T_2 wynosi

$$I_{B2sat} = \frac{U_{CC} - U_{BEP}}{R_C + R_1} - \frac{U_{BEP}}{R_2} \quad (6.1)$$

Dla zapewnienia nasycenia tranzystora T_2 musi być spełniony warunek

$$I_{B2sat} \geq \frac{I_{C2}}{\beta_0} = \frac{U_{CC} - U_{CES}}{\beta_0 R_C} \approx \frac{U_{CC}}{\beta_0 R_C} \quad (6.2)$$

Spełnienie nierówności (6.2) jest warunkiem dwustabilności przerzutnika. W szczególności warunek ten należy spełnić przy $R_1 = 0$, jak to ma miejsce w scalonych rozwiązaniach przerzutników symetrycznych.

Jeżeli na wejście ustawiające S zostanie podane dodatnie napięcie, to napięcie na kolektorze tranzystora T_1 maleje, skutkiem czego maleje prąd bazy tranzystora T_2 i rośnie napięcie na jego kolektorze. Wzrost ten powoduje wzrost prądu bazy tranzystora T_1 , płynącego przez rezystancję R_1 . Stan ustalony zostaje osiągnięty wtedy, gdy napięcie na kolektorze tranzystora T_1 osiągnie wartość napięcia nasycenia. Wtedy tranzystor T_2 jest w stanie odcięcia, a tranzystor T_1 w stanie nasycenia, dzięki przepływowi prądu bazy I_{B1} przez rezystancję R_1 . Po zakończeniu procesu przerzutu napięcie na wejściu S można z powrotem zmniejszyć

do zera i w układzie nic się nie zmienia. Przerzutnik można z powrotem przełączyć do stanu poprzedniego przez podanie napięcia na wejście sterujące R . Gdy oba napięcia wejściowe są równe zero ($R = S = 0$) przerzutnik zachowuje swój poprzedni stan, dzięki czemu może być wykorzystany jako *element pamięciowy*. Niedozwolonym stanem jest podanie napięcia sterującego równocześnie na oba wejścia sterujące R i S . Wtedy bowiem nasyceniu ulegają oba tranzystory T_1 i T_2 , a po zaniku napięcia sterującego do zera zostaje osiągnięty ponownie stan stabilny, w którym jeden tranzystor jest nasycony, a drugi odcięty. Nie można jednak przewidzieć, do którego z dwu stanów stabilnych przejdzie przerzutnik, lecz ustalą się one przypadkowo. Z tego względu stan wejść $R=S=H$ jest logicznie zabroniony.

Wszystkie możliwe sposoby wyzwalania przerzutnika RS zastawiono w tabeli 6.1.

Tabela 6.1. Tablica stanów przerzutnika RS

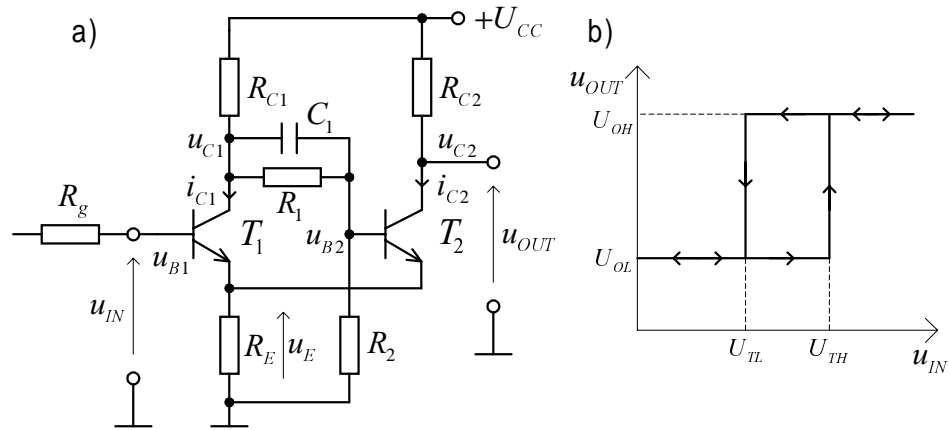
R	S	Q	\bar{Q}
L	L	<i>Stan poprzedni</i>	<i>Stan poprzedni</i>
H	L	L	H
L	H	H	L
H	H	<i>Stan niedozwolony</i>	<i>Stan niedozwolony</i>

6.2.2. Bistabilny przerzutnik Schmitta

Bistabilny przerzutnik ze sprzężeniem emiterowym, nazywany przerzutnikiem Schmitta, przedstawiono na rys.6.4a.

W układzie tym występuje bezpośrednie sprzężenie kolektor - baza, oraz sprzężenie prądowe, szeregowe na rezystancji emiterowej R_E . Rezystancja źródła sterującego R_g powinna być mała, gdyż wejście układu reprezentuje charakterystyka o ujemnej rezystancji typu S i przy zbyt dużej rezystancji obwodu zewnętrznego w układzie może nie wystąpić regeneracyjny przerzut.

Rozwiązanie układowe przerzutnika Schmitta wykazuje wiele zalet, z pośród których do najważniejszych należy zaliczyć to, że bezpośrednio na wejściu układu nie pojawiają się sygnały wytwarzane wewnątrz układu (sygnał sprzężenia zwrotnego jest podany na połączone emityery tranzystorów) oraz wyjście układu jest dobrze odseparowane od wejścia i może zapewnić sygnał wyjściowy o stosunkowo dużej mocy.



Rys.6.4. Bistabilny przerzutnik Schmitta: a) schemat ideowy układu, b) charakterystyka przejściowa

Układ Schmitta jest bardzo często stosowany jako układ kształtujący, dyskryminator amplitudy, detektor poziomu itp. We wszystkich tych zastosowaniach najistotniejsze jest wyznaczenie progów przerzutu U_{TH} , U_{TL} charakterystyki przejściowej układu (rys.6.4b).

Gdy napięcie wejściowe u_{IN} jest równe lub mniejsze od zera, tranzystor T_1 jest zatkany, a tranzystor T_2 przewodzi, gdyż jest on sterowany przez dzielnik, złożony z rezystorów R_{C1} , R_1 i R_2 (rys.6.4a). Prąd płynący przez tranzystor T_2 (pracujący w obszarze aktywnym) powoduje powstanie na rezystorze R_E spadku napięcia U'_E , który jest przyczyną głębszego zatkania tranzystora T_1 . Pomijając prądy baz obu tranzystorów, tzn. przyjmując dużą wartość β_0 , napięcia na elektrodach tranzystorów w tym stanie są następujące:

- napięcie na kolektorze tranzystora T_1

$$U'_{C1} = U_{CC} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}} \quad (6.3)$$

- napięcie na bazie tranzystora T_2

$$U'_{B2} \approx U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}} = \gamma U_{CC} \quad (6.4)$$

gdzie:

$$\gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}} \quad (6.4a)$$

- napięcie na połączonych emiterach

$$U'_E = U'_{B2} - U_{BEP} = \gamma U_{CC} - U_{BEP} \quad (6.5)$$

Ponieważ tranzystor T_2 pracuje w stanie aktywnym, zatem

$$I'_{C2} \approx I'_{E2} = \frac{U'_E}{R_E} \quad (6.6)$$

$$U_{OL} = U'_{C2} = U_{CC} - R_{C2} I'_{C2} \quad (6.7)$$

Gdy wzrastające napięcie wejściowe osiągnie wartość większą o wartość progową U_{BEP} od napięcia U'_E na połączonych emiterach tranzystorów, tranzystor T_1 wchodzi w stan aktywny i rozpoczyna się proces regeneracyjny prowadzący do drugiego stanu stabilnego, w którym T_1 jest aktywny, a T_2 odcięty.

Progową wartość napięcia wejściowego $u_{IN} = U_{TH}$, przy której rozpoczyna się regeneracyjny proces przerzutu, wyznaczymy z warunku

$$U_{TH} = U'_E + U_{BEP} \quad (6.8)$$

Podstawiając zależność (6.5) do (6.8) otrzymujemy

$$\begin{aligned} U_{TH} &= \gamma U_{CC} - U_{BEP} + U_{BEP} \approx \gamma U_{CC} - 0,7V + 0,5V = \\ &= \gamma U_{CC} - 0,2V \approx \gamma U_{CC} \end{aligned} \quad (6.9)$$

Po przerzucie tranzystor T_1 przewodzi, napięcie na jego kolektorze maleje i w związku z tym maleje napięcie na bazie tranzystora T_2 , powodując jego zatkanie. Od razu po przerzucie napięcie na połączonych emiterach maleje skokowo o ok. 0,2V, gdyż napięcie sterujące bazę tranzystora T_1 w chwili przerzutu było o ok. 0,2V mniejsze od aktualnej wartości napięcia na bazie tranzystora T_2 . Po przerzucie napięcie wejściowe u_{IN} jest powtarzane na połączonych emiterach, różniąc się od niego o wartość napięcia U_{BEP} na złączu baza - emiter przewodzącego tranzystora T_1 : $U_E = U_{IN} - U_{BEP}$. Wraz ze wzrostem napięcia wejściowego u_{IN} rośnie prąd kolektora tranzystora T_1 , a maleje napięcie u_{C1} na jego kolektorze. Przy napięciu wejściowym

$$U_{INsat} = \frac{U_{CC} - U_{CES}}{R_{C1} + R_E} R_E - U_{BEP} \quad (6.10)$$

tranzystor T_1 wchodzi w stan nasycenia. Z kolei malejące napięcie wejściowe u_{IN} powoduje malenie prądu kolektora i_{C1} , wzrost napięcia kolektora u_{C1} , co z kolei powoduje taki wzrost napięcia na bazie tranzystora T_2 , że tranzystor T_2 zostaje odetkany i znowu zostaje spełniony warunek przerzutu, prowadzący do stanu jaki rozpatrywano na początku.

Przy progowej wartości napięcia wejściowego $u_{IN} = U_{TL}$, przy której rozpoczyna się przerzut, napięcia i prądy w układzie są równe

$$U_{B2}'' = U_E'' + U_{BEP} \quad (6.11)$$

$$U_{C1}'' = (U_{CC} - I_{C1}'' R_{C1}) \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}} \quad (6.12)$$

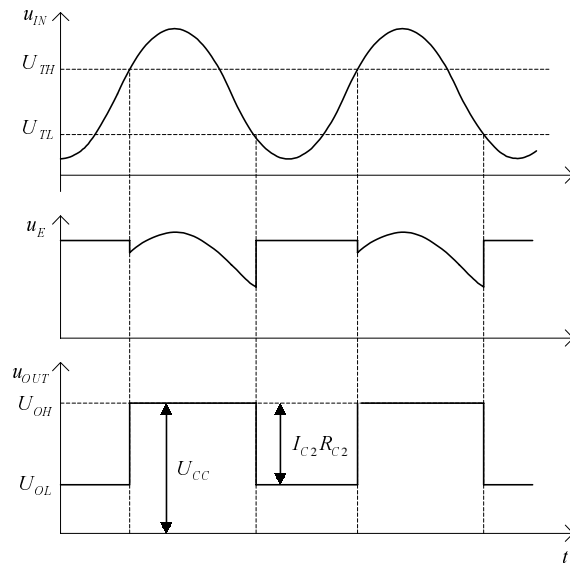
$$U_{B2}'' = (U_{CC} - I_{C1}'' R_{C1}) \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}} \quad (6.13)$$

$$I_{C1}'' \approx I_{E1}'' = \frac{U_E''}{R_E} \quad (6.14)$$

$$U_{TL} = U_E'' + U_{BEP} \quad (6.15)$$

Rozwiązując układ równań (6.11–6.15), przy założeniu że $U_{BEP} \approx U_{BEP}$, otrzymujemy

$$U_{TL} = \frac{U_{CC} + \frac{U_{BEP} R_{C1}}{R_E}}{1 + \frac{R_{C1}}{R_E} \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}}} \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}} \quad (6.16)$$



Rys.6.5. Przetwarzanie przebiegu sinusoidalnego na przebieg prostokątny w przerzutniku Schmitta

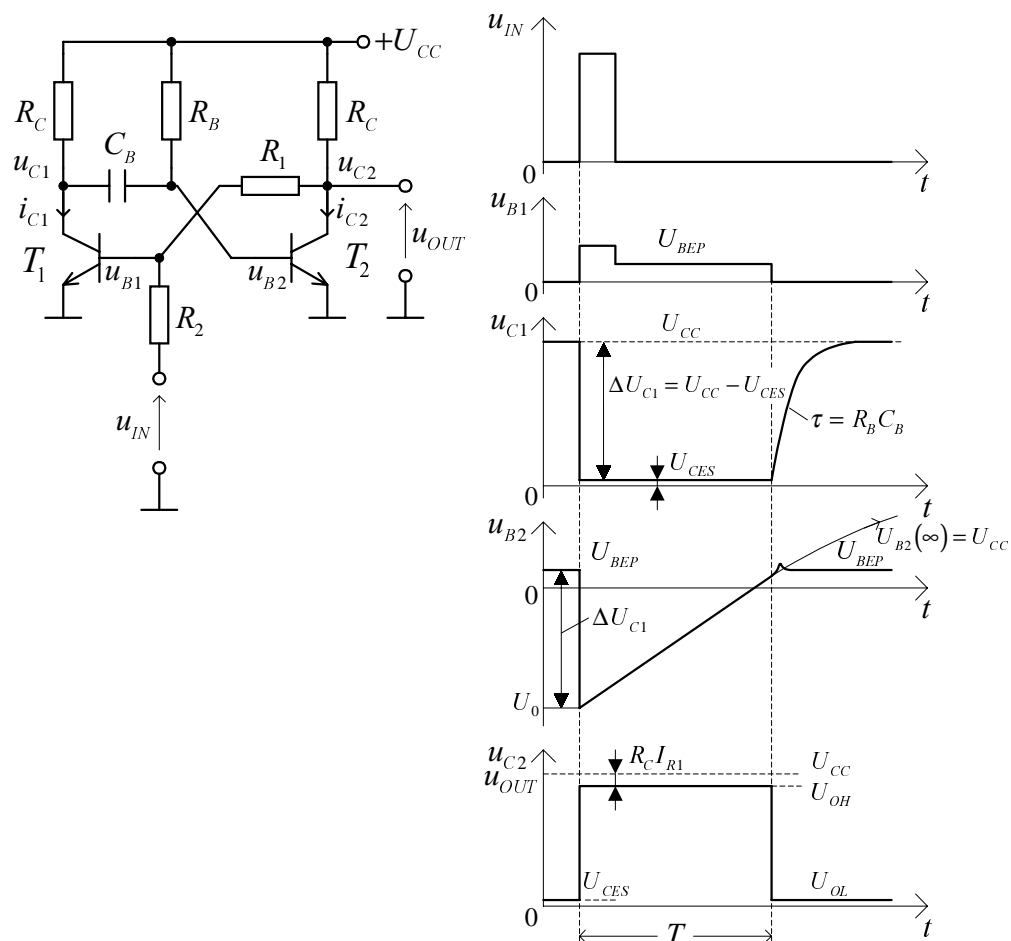
Na rys.6.5 przedstawiono przykład przetwarzania wejściowego przebiegu sinusoidalnego na ciąg impulsów prostokątnych w przerzutniku Schmitta, przy czym przebieg wejściowy przekracza w obu kierunkach wyznaczone wyżej poziomy napięcia przerzutów (U_{TH} , U_{TL}). Napięcie emiterów jest stałe, gdy przewodzi tranzystor T_2 ,

a w czasie przewodzenia T_1 zależy od napięcia wejściowego jak we wtórniku emiterowym.

6.3. PRZERZUTNIKI MONOSTABILNE

6.3.1. Przerzutnik monostabilny quasi - symetryczny

Przerzutnik monostabilny, należący do rodziny układów Eccles - Jordana, możemy zrealizować na podstawie ogólnego schematu przerzutnika RS (rys.6.2), w którym jeden z rezystorów sprzężenia zwrotnego zastąpimy kondensatorem, jak to pokazano na rys.6.6.



Rys.6.6. Quasi - symetryczny przerzutnik monostabilny: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe w układzie

W stanie ustalonym tranzystor T_2 jest nasycony, a tranzystor T_1 odcięty. Dla zapewnienia nasycenia tranzystora T_2 rezystancja R_B powinna być wybrana zgodnie z warunkiem

$$R_B \leq \beta_0 R_C \frac{U_{CC} - U_{BEP}}{U_{CC} - U_{CES}} \quad (6.17)$$

Dodatni impuls wejściowy powoduje przejście tranzystora T_1 do stanu przewodzenia. Ujemny skok napięcia pojawiający się na kolektorze tego tranzystora i przeniesiony przez kondensator C_B na bazę tranzystora T_2 powoduje zatkanie tranzystora T_2 . Dodatnie napięcie ustalające się na kolektorze tranzystora T_2 steruje zwrotnie bazą tranzystora T_1 i podtrzymuje stan, jaki ustalił się po przyjsciu impulsu wyzwalającego.

Aby tranzystor T_1 był nasycony w tym stanie quasi - ustalonym, należy spełnić warunek

$$\beta_0 \left[\frac{U_{CC} - U_{BEP}}{R_C + R_1} - \frac{U_{BEP}}{R_2} \right] \geq \frac{U_{CC} - U_{CES}}{R_C} \quad (6.18)$$

Napięcie wyjściowe w stanie odcięcia tranzystora T_2 ustala się na poziomie

$$u_{out} = U_{C2} = U_{OH} = U_{CC} - I_{R12} R_C = U_{CC} - \frac{U_{CC} - U_{BEP}}{R_C + R_1} R_C \quad (6.19)$$

Stan charakteryzujący się zatkanie tranzystora T_2 i wystąpieniem na jego kolektorze napięcia $U_{C2} = U_{OH}$, bliskiego U_{CC} , jest stanem wytwarzania impulsu o czasie trwania T . Trwa on tak długo, aż napięcie na bazie tranzystora T_2 , zmieniając się wykładniczo, osiąga poziom progu przewodzenia U_{BEP} i rozpoczyna się regeneracyjny powrót do pierwotnego stanu stabilnego. Początkowe napięcie U_0 zatykające bazę tranzystora T_2 wynosi

$$U_0 = U_{BEP} - \Delta U_{C1} = U_{BEP} - (U_{CC} - U_{CES}) \quad (6.20)$$

W miarę upływu czasu, kondensator C_B ładuje się przez rezystor R_B i napięcie na bazie T_2 rośnie wykładniczo, dążąc asymptotycznie do wartości $+U_{CC}$ zgodnie z równaniem

$$u_{B2}(t) = U_0 + (U_{CC} - U_0) \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{R_B C_B} \right) \right] \quad (6.21)$$

Z warunku $u_{B2}(T) = U_{BEP} \approx U_{BEP}$, wykorzystując zależności (6.20 – 6.21), otrzymujemy

$$T = R_B C_B \ln \frac{2 U_{CC} - U_{BEP} - U_{CES}}{U_{CC} - U_{BEP}} \approx R_B C_B \ln 2 \approx 0.7 R_B C_B \quad (6.22)$$

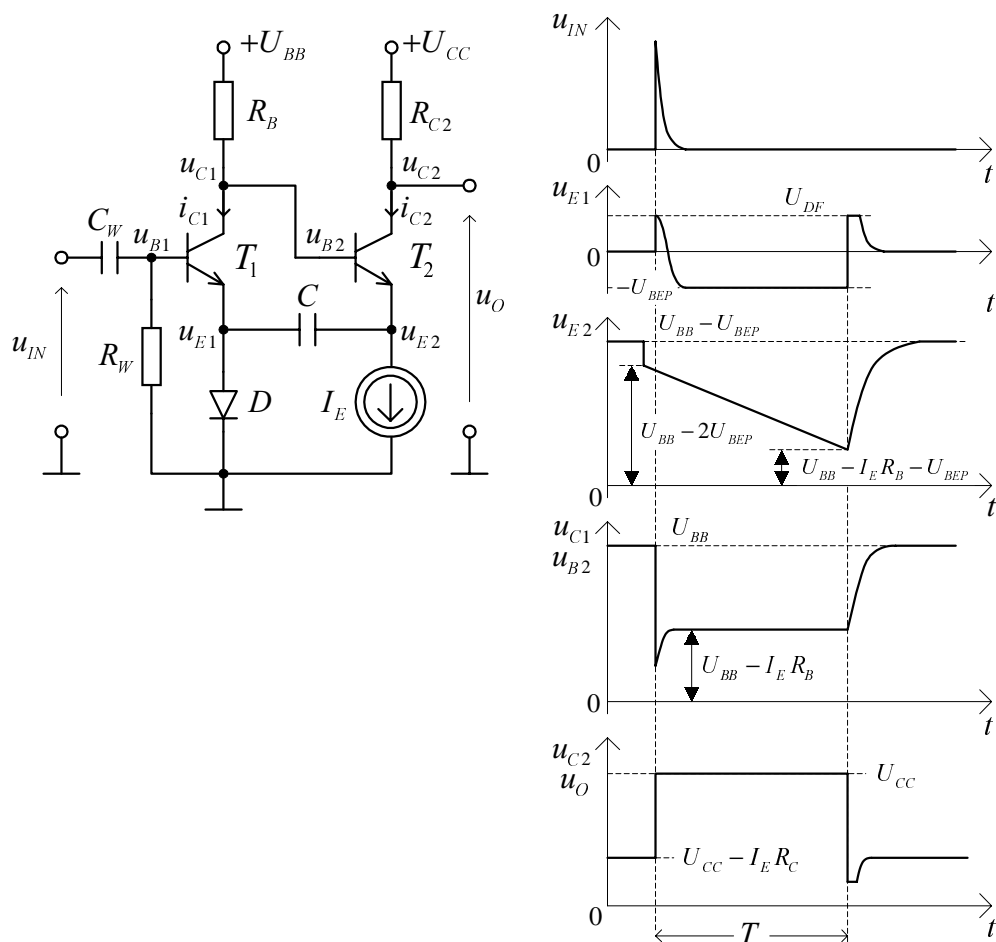
Po upływie czasu T tranzystor T_2 zaczyna ponownie przewodzić, tzn. układ wraca do stanu stabilnego. Do chwili pojawienia się następnego impulsu wyzwalającego, kondensator C_B musi się naładować przez rezystancję R_C i złącze baza - emiter tranzystora T_2 do napięcia $U_{CC} - U_{BEP}$. Oznacza to, że kolejny impuls wyzwalający nie powinien pojawić się wcześniej, niż po czasie ok. $5 R_C C_B$, bowiem w przeciwnym wypadku, gdy kondensator nie zdąży się całkowicie naładować, czas trwania następnego impulsu wyjściowego ulegnie skróceniu.

Napięcia zasilania układu nie powinno być większe od 5 V, ponieważ wtedy zostaje przekroczone napięcie przebicia złącza baza - emiter tranzystora T_2 w czasie przewodzenia tranzystora T_1 (rys.6.6b).

6.3.2. Przerzutnik monostabilny z pojemnościowym sprzężeniem emiterowym

Przerzutniki z pojemnościowym sprzężeniem emiterowym, nazywane układami Bowesa, dzięki pracy tranzystorów bez nasycenia umożliwiają uzyskanie znacznie większych częstotliwości przełączania niż układy z tranzystorami nasycanymi (jak w przerzutnikach w układzie Eccles - Jordana). Stanowią one odmianę układu Schmitta, w których obwód różniczkujący sprzęga emitery tranzystorów, dzięki czemu mogą one znajdować się na różnych potencjałach, co z kolei umożliwia bezpośrednie sprzężenie kolektora jednego tranzystora z bazą drugiego. Przykład uniwibratora z pojemnościowym sprzężeniem w obwodzie emitery przedstawił na rys.6.7.

Źródło zasilające U_{BB} i rezystor R_B są najczęściej zastępczym źródłem otrzymanym w wyniku podziału napięcia U_{CC} na dzielniku rezystancyjnym R_{B1} , R_{B2} o tak dobranych parametrach, aby zapewnić pracę tranzystora T_2 bez nasycenia. Zwykle rezystancja R_B jest mała i można pominąć spadek napięcia związany z prądem bazy tranzystora T_2 . W stanie stabilnym tranzystor T_1 jest zatkany, ponieważ jego baza i emiter znajdują się na tym samym potencjale, zaś tranzystor T_2 sterowany w bazie ze źródła U_{BB} przez rezystor R_B przewodzi prąd źródła I_E .



Rys.6.7. Uniwibrator z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe napięć w układzie

Z pewnymi uproszczeniami (pomijając wpływ prądu bazy) można przyjąć następujący rozkład napięć w stanie stabilnym uniwibratora

$$\left. \begin{aligned} U'_{B2} &\approx U_{BB} \\ U'_{E2} &\approx U_{BB} - U_{BEP} \\ U'_{C2} &\approx U_{CC} - I_E R_{C2} \\ U'_{B1} &\approx U'_{E1} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (6.23)$$

Dodatni impuls wyzwalający wprowadza tranzystor T_1 w stan przewodzenia, a powstający na jego kolektorze ujemny skok napięcia powoduje zatkanie tranzystora T_2 . Prąd źródła I_E płynie teraz przez pojemność C i przewodzący tranzystor T_1 , którego potencjał emitera zostaje wymuszony do wartości $-U_{BEP}$. Warunki polaryzacji powinny być tak dobrane, aby tranzystor T_1 nie wchodził w stan nasycenia oraz, aby ujemny skok napięcia na kolektorze T_1 nie polaryzował zaporowo bazy tranzystora T_2 ponad wartość dopuszczalną.

Tuż po przerzucie napięcia w układzie osiągają wartości

$$\left. \begin{aligned} U_{B1}'' &\approx 0 \\ U_{E1}'' &= -U_{BEP} \\ U_{E2}'' &= U_{E2}' - U_{BEP} = U_{BB} - 2U_{BEP} \\ U_{C1}'' &= U_{B2}'' = U_{BB} - I_E R_B \end{aligned} \right\} \quad (6.24)$$

W czasie przewodzenia tranzystora T_1 dioda D spolaryzowana jest zaporowo, a pojemność C rozładowuje się liniowo stałym prądem I_E . Napięcie na emiterze tranzystora T_2 maleje liniowo, zgodnie z zależnością

$$u_{E2}(t) = U_{E2}'' - \frac{I_E}{C} t = U_{BB} - 2U_{BEP} - \frac{I_E}{C} t \quad (6.25)$$

Z chwilą, gdy opadające napięcie na emiterze tranzystora T_2 osiągnie wartość mniejszą od potencjału bazy U_{B2}'' o progową wartość przewodzenia U_{BEp} , wówczas cały układ odzyska właściwości wzmacniające i wskutek silnego dodatniego sprzężenia zwrotnego w emiterach, poprzez pojemność C , rozpocznie się regeneracyjny powrót do pierwotnego stanu stabilnego.

Podstawiając do równ. (6.25) wartość $u_{E2}(T_i) = U_{B2}'' - U_{BEp}$ oraz wartość napięcia U_{B2}'' z równań (6.24), otrzymujemy

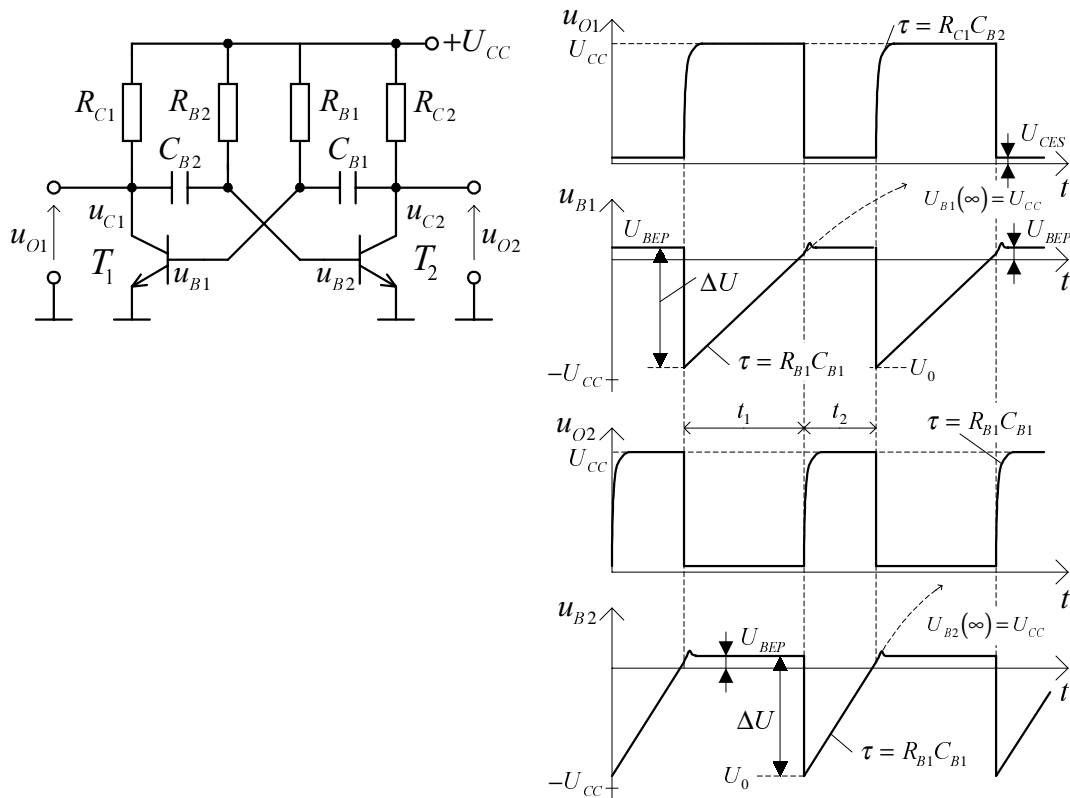
$$T_i = R_B C \left(1 - \frac{2U_{BEP} - U_{BEp}}{R_B I_E} \right) \approx R_B C \left(1 - \frac{U_{BEP}}{R_B I_E} \right) \approx R_B C \quad (6.26)$$

W przypadku, gdy $U_{BEP} \ll R_B I_E$, to czas trwania generowanego impulsu jest wprost równy stałej czasowej $R_B C$. Ponieważ R_B może być małe, dlatego można stosować względnie duże pojemności C , co uniezależnia parametry impulsu od pojemności rozproszonych układu.

6.4. PRZERZUTNIKI ASTABILNE (MULTIWIBRATORY)

6.4.1. Multiwibrator symetryczny

Jeżeli w przerzutniku monostabilnym z rys.6.6 zastąpimy kondensatorem również drugi rezystor sprzężenia zwrotnego, jak to pokazano na rys.6.8a, to oba jego stany będą niestabilne.



Rys.6.8. Multiwibrator symetryczny w układzie Eccles - Jordana: a) schemat układu, b) przebiegi czasowe napięć w układzie

Rezystory $R_{B1}, R_{B2}, R_{C1}, R_{C2}$ są tak dobrane, aby tranzystory nasycaly się. Naprzemiennie występujące stany zatkania tranzystorów T_1, T_2 i wiążące się z nimi procesy przeładowywania pojemności C_{B1}, C_{B2} są identyczne do stanu quasi - stabilnego w uniwibratorsie przedstawionym na rys.6.6. Zatkanie tranzystora T_2 następuje dzięki ujemnemu skokowi napięcia ΔU na kolektorze tranzystora T_1 i przeniesionym przez pojemność C_{B2} na bazę tranzystora T_2 .

$$\Delta U = U_{CC} - U_{CES} \quad (6.27)$$

Napięcie na bazie tranzystora zaraz po przerzucie wynosi

$$U_0 = U_{BEF} - \Delta U \quad (6.28)$$

Kondensator sprzęgający C_{B2} zaczyna przeładowywać się przez rezystor R_{B2} i napięcie na bazie tranzystora T_2 narasta zgodnie z zależnością (6.21). Po czasie t_2 tranzystor T_2 zostanie wprowadzony w stan przewodzenia. Wówczas napięcie na kolektorze T_2 obniża się, a zmiana ta zostaje przeniesiona przez kondensator C_{B1} na bazę tranzystora T_1 , powodując jego zatkanie. W wyniku regeneracyjnego

przerzutu tranzystor T_1 jest zatkany, a tranzystor T_2 nasycony. Stan ten jest również niestabilny, gdyż po czasie t_1 napięcie na bazie tranzystora T_1 osiągnie próg przewodzenia na skutek przeładowania się pojemności C_{B1} przez rezystor R_{B1} . Przerzuty będą występowały okresowo, a czasy przebywania układu w każdym stanie są równe

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= R_{B1} C_{B1} \ln \frac{2U_{CC} - U_{BEP} - U_{CESS}}{U_{CC} - U_{BEP}} \approx 0,7 R_{B1} C_{B1} \\ t_2 &= R_{B2} C_{B2} \ln \frac{2U_{CC} - U_{BEP} - U_{CESS}}{U_{CC} - U_{BEP}} \approx 0,7 R_{B2} C_{B2} \end{aligned} \right\} \quad (6.29)$$

Okres i częstotliwość drgań multiwibratora są równe

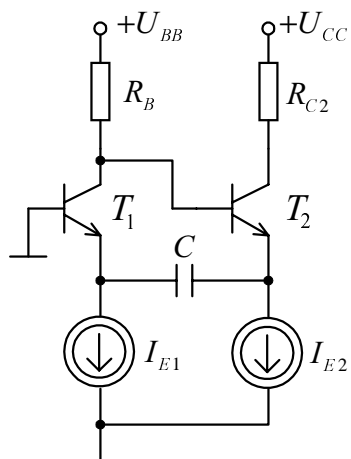
$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 \quad (6.30)$$

Jedną z głównych wad opisanego multiwibratora jest konieczność stosowania dwóch kondensatorów nieuziemionych, co znacznie komplikuje rozwiązanie układów regulacji „półokresów drgań”. W układzie występuje również mała szybkość narastania zboczy impulsów wyjściowych, ponieważ kolektory tranzystorów obciążone są kondensatorami sprzęgającymi, które po przerzucie ładują się odpowiednio ze stałymi czasowymi $R_{C1} C_{B2}$ i $R_{C2} C_{B1}$ (prądy ładowania tych kondensatorów płyną przez bazy tranzystorów).

Tak jak w przypadku multiwibratora z rys.6.6, również w rozważanym układzie, napięcie zasilania nie powinno być większe od 5V, aby nie przekroczyć napięcia przebicia baza - emiter tranzystorów. Wymienione wady powodują, że układ z rys.6.8 ma ograniczone zastosowanie w praktyce.

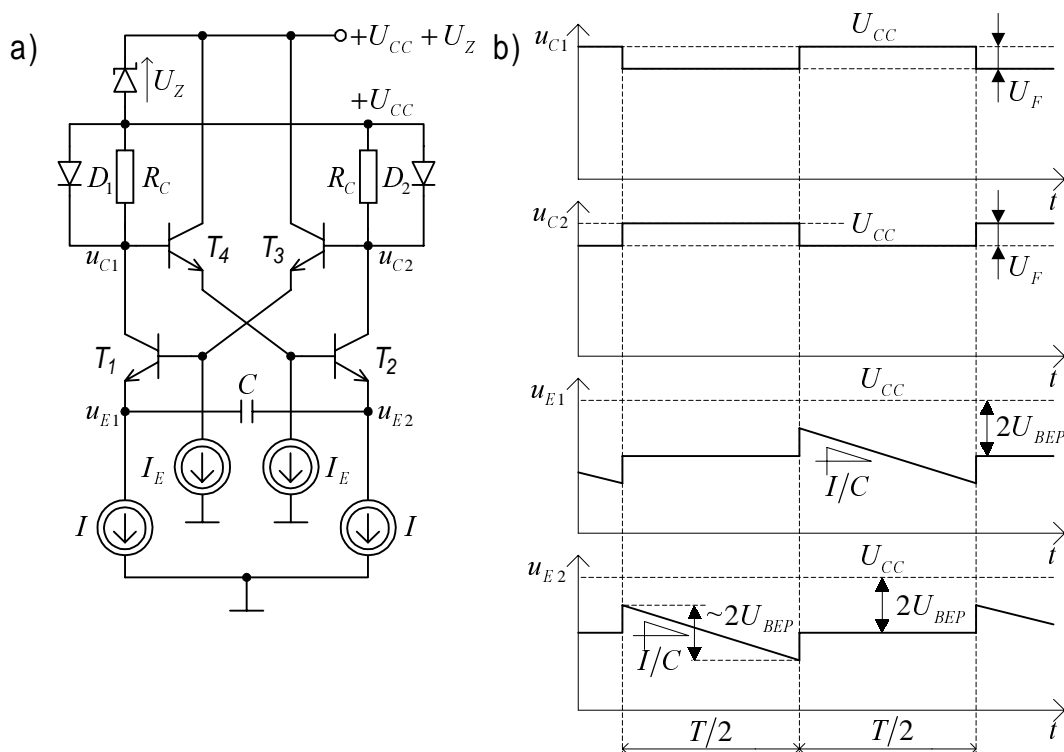
6.4.2. Multiwibrator z pojemnościowym sprzężeniem emiterowym

Niesymetryczny multiwibrator z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym można otrzymać w wyniku prostej modyfikacji multiwibratora Bowesa, poprzez dodanie układu polaryzacji tranzystora T_1 (w postaci dodatkowego źródła prądowego I_{E1} w obwodzie emitera tego tranzystora), który każdorazowo po przerzucie wprowadza ten tranzystor w stan aktywny (rys.6.9).



Rys.6.9. Niesymetryczny multiwibrator z pojemnościowym sprzężeniem emiterowym

Multiwibrator z rys.6.9 nie znajduje praktycznego zastosowania, lecz jego dalsza modyfikacja, polegająca na zastosowaniu sprzężenia krzyżowego między kolektorami i bazami tranzystorów T_1 i T_2 , prowadzi do symetrycznej struktury nazywanej multiwibratorem Bowesa - Grebene'a (rys.6.10). Multiwibratory takie znajdują bardzo szerokie zastosowanie w praktyce, przede wszystkim w układach z fazową pętlą sprzężenia zwrotnego, jako układy generacyjne przestrajane w dużym zakresie wolnozmiennym napięciem sterującym i są nazywane w skrócie *generatorami VCO* (ang. *voltage controlled oscillator*).



Rys.6.10. Symetryczny multiwibrator z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym (układ Bowesa - Grebene'a): a) uproszczony schemat ideowy układu, b) przebiegi napięć w układzie

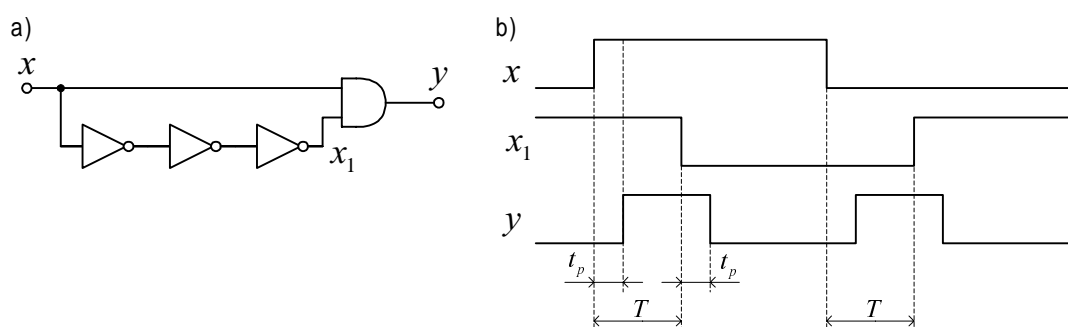
Szczegółowy opis zasady działania układu z rys.6.10 wraz z wyprowadzeniem zależności określającej częstotliwości drgań, przedstawiono w rozdz. 4. Przypomnijmy, że częstotliwość drgań generatora wynika z liniowego ładowania i rozładowywania pojemności C stałym prądem I , przy czym międzyszczytowa wartość napięcia na kondensatorze wynosi $2 U_{BEP}$. Częstotliwość tę określa zależność

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4 U_{BEP} C} \quad (6.31)$$

6.5. SCALONE PRZERZUTNIKI MONOSTABILNE

Na rys.6.11 przedstawiono najprostszy układ przerzutnika monostabilnego do generacji impulsów o krótkim czasie trwania, równym kilkakrotnej wartości średniego czasu propagacji bramki.

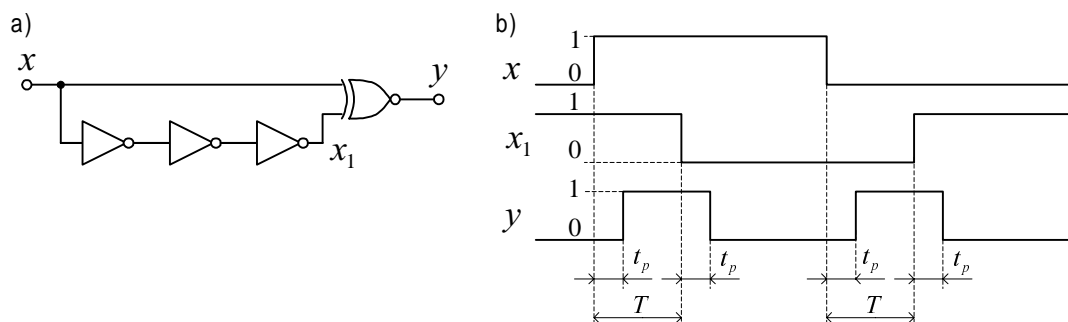
Przez cały czas trwania zmiennej wejściowej $x=0$, wyjście bramki AND jest w stanie 0. Gdy $x=1$, na wyjściu bramki AND pojawia się stan 1 tak długo, jak długo trwa przejście sygnału przez łańcuch inwerterów.



Rys.6.11. Przerzutnik monostabilny do generacji impulsów o krótkim czasie trwania: a) schemat logiczny, b) przebiegi czasowe

Po zmianie sygnału wejściowego x z powrotem do stanu 0, również wyjście z bramki AND zmieni się na 0, po czasie propagacji t_p sygnału z wejścia na wyjście tej bramki. Czas trwania impulsu wyjściowego jest równy opóźnieniu wprowadzanemu przez łańcuch inwerterów, równy sumie czasów ich propagacji. Dla uzyskania sekwencji odpowiednich przebiegów czasowych (rys.5.11b) liczba inwerterów musi być nieparzysta, a sygnał wyzwalający musi trwać conajmniej przez czas trwania impulsu wyjściowego.

Jeżeli bramka AND na rys.6.11a zostanie zastąpiona bramką EXNOR, to otrzymujemy przerzutnik monostabilny, generujący impuls wyjściowy po każdym zboczu impulsu wejściowego (rys.6.12).



Rys.6.12. Przerzutnik monostabilny do generacji impulsów o krótkim czasie trwania, wyzwalany zboczem narastającym i opadającym: a) schemat logiczny, b) przebiegi czasowe

W stanie ustalonym stany wejść bramki EXNOR są przeciwne i wyjście bramki jest w stanie 0. Przy każdorazowej zmianie zmiennej wejściowej x , z powodu opóźnienia wprowadzanego przez łańcuch n inwerterów (n jest liczbą nieparzystą) na wejściach bramki EXNOR pojawiają się przejściowo jednakowe stany (0 lub 1). W tym czasie wyjście bramki jest w stanie 1.

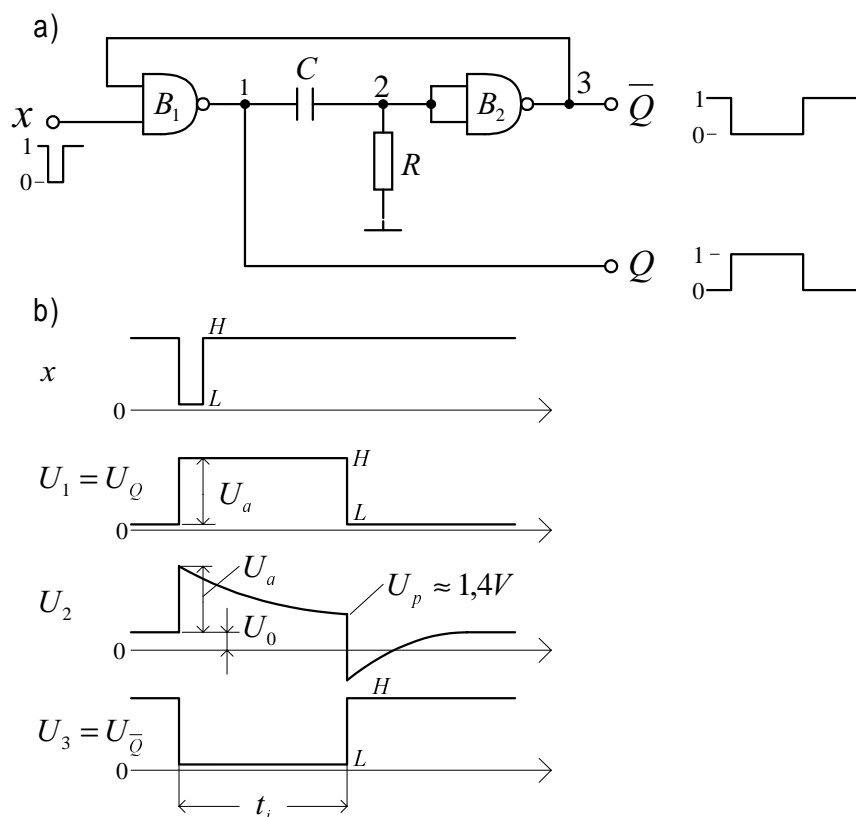
Przy realizacji dłuższych czasów trwania impulsu potrzebny łańcuch inwerterów staje się zbyt długi, wówczas korzystniejsze staje się stosowanie układów, w których czas trwania impulsu określa zewnętrzny człon RC . Dla przykładu, na rys.6.13 przedstawiono popularną konfigurację uniwibratora zrealizowanego na bramkach TTL (podobną strukturę można zrealizować przy użyciu innych bramek, np. CMOS czy ECL) i elementach RC .

Zmiana sygnału wejściowego x z poziomu 1 do 0 powoduje wytworzenie na wyjściu bramki B_1 w punkcie 1, stanowiącym zarazem wyjście Q układu, skoku napięcia ze stanu L do H .

Powoduje to skok napięcia na wyjściu \bar{Q} (w punkcie 3) ze stanu H do L , co podtrzymuje stan H na wyjściu bramki B_1 . W miarę ładowania kondensatora C potencjał w punkcie 2 maleje i przy osiągnięciu wartości napięcia progowego U_p przełączania bramki następuje przeskok potencjału w punkcie 3 ponownie do stanu H . Jeżeli czas trwania impulsu wyzwalającego jest krótszy od czasu t_i , to również na wyjściu B_1 w punkcie 1 następuje przeskok napięcia do poziomu 1.

W stanie quasi - stabilnym potencjał w punkcie 2 zmienia się wykładniczo, zgodnie z zależnością

$$u_2(t) = U_0 + U_A \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (6.32)$$



Rys.6.13. Przerzutnik monostabilny z dwoma bramkami NAND TTL: a) schemat układu, b) przebiegi czasowe

Po uwzględnieniu warunku $u_2(t_i) = U_p$ możemy wyznaczyć czas trwania impulsu wyjściowego

$$t_i = R C \ln \frac{U_A}{U_p - U_0} \quad (6.33)$$

gdzie: $U_A = U_{OH} - U_{OL}$ jest napięciem amplitudy logicznej (typowo ok. 3 V dla bramki TTL)

U_0 - potencjał początkowy w punkcie 2, określony przez spadek napięcia na rezystorze R , wywołany prądem wypływającym z wejścia bramki B_2 w stanie L na wejściu.

Wartość rezystancji R nie powinna przekraczać ok. 500Ω , aby nie dopuścić do przekroczenia napięcia U_0 powyżej $0,8V$ w punkcie 2 ($U_{IL\max} = 0,8V$ dla bramki TTL).

Spośród scalonych przerzutników monostabilnych do jednych z najbardziej znanych należą układy '121 i '123, realizowane w technice TTL. Schemat funkcjonalny przerzutnika monostabilnego '121 wraz z przebiegami napięć sterujących, ilustrujących wyzwalanie przerzutnika, przedstawiono na rys.6.14.

Schmitta 3 oraz na wyjściu bramki 1 (wymuszony przez rezystor R dołączony do $+U_{CC}$). W tym stanie $Q = L$, $\bar{Q} = H$. Po odpowiednim pobudzeniu wejść układu pojawia się stan H na wyjściu bramki 8, co wymusza stan L na wyjściu bramki 3.

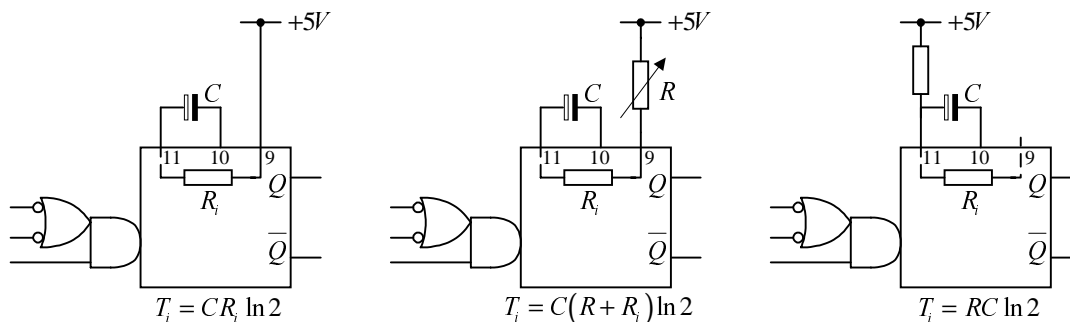
Ujemny skok napięcia na wyjściu bramki Schmitta 3 przenosi się przez kondensator C na wejście bramki 1. Rozpoczyna się proces ładowania kondensatora przez prąd z rezystora R ze stałą czasową $\tau = RC$. Jednocześnie stan H na wyjściu bramki 1 podtrzymuje stan L na wyjściu bramki 3, co wymusza $Q = H$, $\bar{Q} = L$. W tym stanie następuje zablokowanie bramki 8, tak że z chwilą wyzwolenia przerzutnika jego działanie jest niezależne od dalszych zmian stanów na jego wejściach.

W miarę upływu czasu kondensator C ładuje się i napięcie na wejściu bramki 1 rośnie, aż osiągnie wartość progową U_p , przy której następuje przełączenie bramki i na jej wyjściu pojawia się stan L . Rozpoczyna to łańcuch przełączeń kolejnych bramek do stanów odpowiadających stanowi stabilnemu, przy czym blokada bramki 8 zostaje podtrzymana niskim stanem na wyjściu bramki 6 (tworzącej z bramką 7 przerzutnik R-S) do chwili, aż na wejściu B nie pojawi się stan niski, powodujący przełączenie przerzutnika R-S. Ponieważ wejście B jest połączone z układem Schmitta, dlatego jest możliwe stabilne wyzwalać przerzutnika impulsami o bardzo wolno narastających zboczach (minimalne szybkości narastania zbocza 1 V/s).

Czas trwania impulsu wyjściowego jest określony wyłącznie przez obwód RC . Bez dodatkowych elementów zewnętrznych układ generuje impuls o czasie trwania ok. 30 ns. Przez dołączenie zewnętrznego obwodu RC można wytworzyć impulsy o czasie trwania do 40 s. Minimalny czas trwania impulsu wyzwalającego wynosi 50 ns.

Czas trwania impulsu wyjściowego jest funkcją wartości rezystancji wypadkowej R , włączonej między końcówkę 11 i źródło zasilania oraz pojemności C , włączonej między końcówki 10 i 11, i wyraża się zależnością $T_i = RC \ln 2$. Pojemność własna układu między końcówkami 10 i 11 wynosi około 20 pF, a rezystancja wewnętrzna między końcówkami 9 i 11 wynosi około $2 \text{ k}\Omega$.

Na rys.6.16 przedstawiono trzy możliwe sposoby dołączenia kondensatora C i rezystora R do końcówek przerzutnika monostabilnego '121. Rezystancja wewnętrzna R_i charakteryzuje się małą stałością, dlatego w układach o większych wymaganiach stałości czasu trwania generowanego impulsu nie należy jej wykorzystywać.

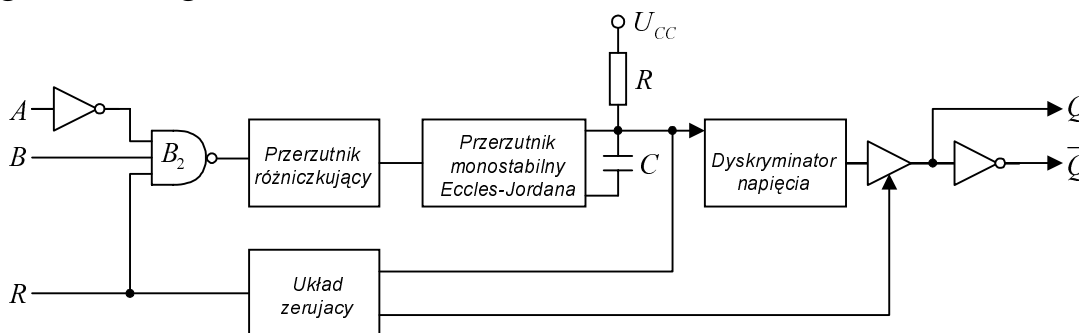


Rys.6.16. Sposoby dołączenia kondensatora zewnętrznego C i rezystora zewnętrznego R do końcówek przerzutnika monostabilnego '121

Przerzutnik monostabilny '123 charakteryzuje się bardziej rozbudowanymi funkcjami wzbudzeń w porównaniu do układu '121, przy czym na wyróżnienie zasługują dodatkowe funkcje:

- możliwość wyzwalania podtrzymującego impuls wyjściowy (ang. *retriggerable*)
- możliwość zakończenia generacji impulsu wyjściowego w dowolnej chwili przez podanie impulsu zerującego (ang. *clear*).

Schemat blokowy układu '123 przedstawiono na rys.6.17. Układ zawiera przerzutnik pomocniczy, spełniający funkcję układu różniczkującego sygnał wyzwalający przerzutnik monostabilny Eccles - Jordana z elementami RC , służącymi do określenia czasu trwania impulsu. Zastosowany przerzutnik Schmitta pracuje jako dyskryminator amplitudy, służący do kształtowania impulsu wyjściowego z przebiegu generowanego w układzie Eccles - Jordana.

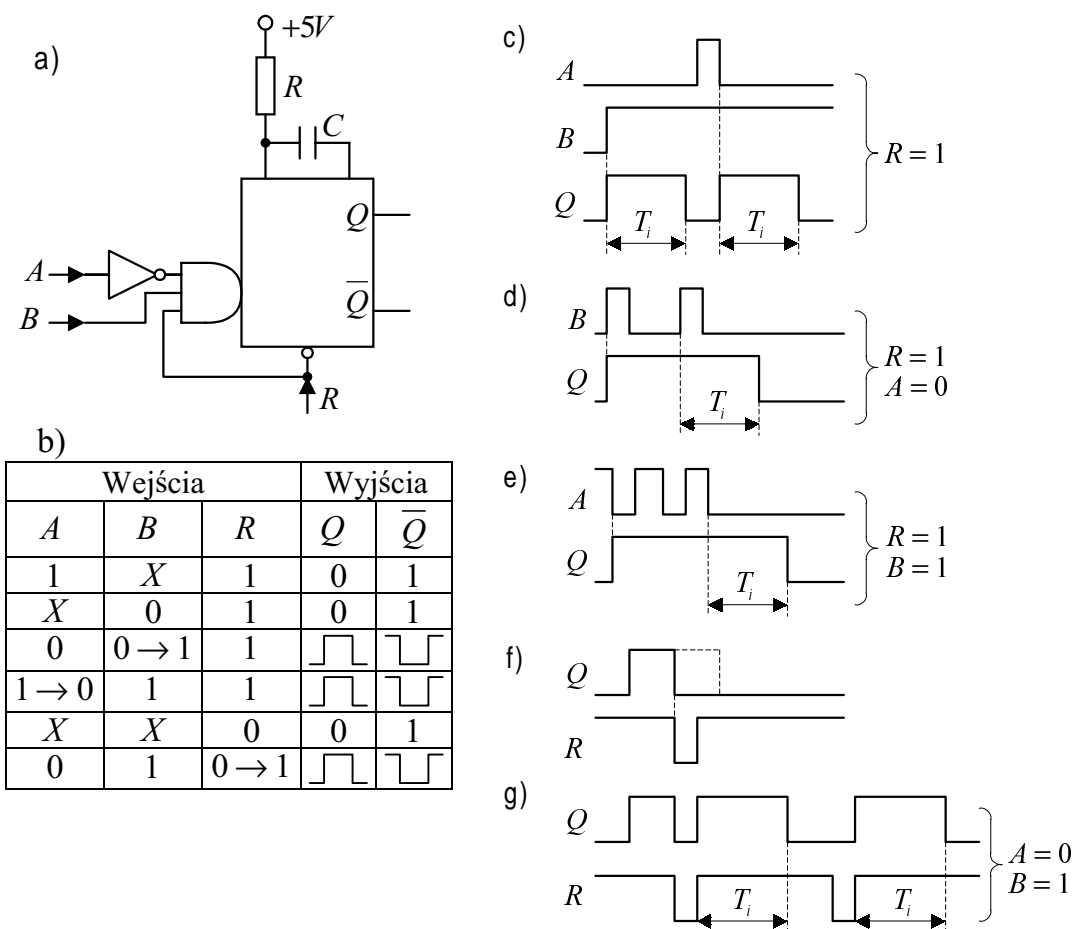


Rys.6.17. Schemat blokowy przerzutnika monostabilnego '123

Na rys.6.19 przedstawiono schemat funkcjonalny przerzutnika monostabilnego '123, jego tablicę stanów oraz przebiegi czasowe sygnałów sterujących, ilustrujące działanie układu.

Układ '123 może być wyzwalany narastającym zboczem na wejściu B , przy stanie niskim na wejściu A , lub opadającym zboczem na wejściu A przy stanie wysokim na wejściu B - w obu tych

sytuacjach wejście zerujące R powinno być w stanie wysokim (rys.6.18c).



Rys.6.19. Przerzutnik monostabilny '123: a) schemat funkcjonalny, b) tablica stanów: c, d, e) przebiegi ilustrujące wyzwalaanie: f, g) przebiegi ilustrujące zerowanie układu

Wyzwalanie podtrzymujące (możliwość regeneracji) polega na kolejnym doprowadzeniu zbocza impulsu wyzwalającego (w jednej z wyżej opisanych sytuacji) z pewnym wyprzedzeniem w stosunku do momentu zakończenia czasu trwania impulsu wyjściowego. Następuje wtedy ponowne wyzwolenie wewnętrznego układu monostabilnego i podtrzymanie napięć na wyjściach Q i \bar{Q} (rys.6.18d,e).

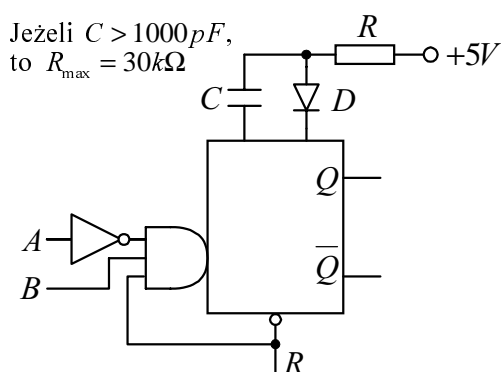
Pojawienie się niskiego poziomu na wejściu zerującym R powoduje przerwanie generacji impulsu i odtworzenie warunków początkowych. Wyzwolenie układu odpowiednim zboczem sygnału wyzwalającego na jednym z wejść A lub B i generacja nowego impulsu może być podjęta dopiero wtedy, gdy na wejściu R pojawi się wysoki poziom napięcia (rys.6.16f). W przypadku, gdy na wejściu A jest niski poziom, a na wejściu B wysoki poziom napięcia, to każdorazowo pojawiające się opadające zbocze impulsu na wejściu zerującym

powoduje wyzwolenie układu i generację nowego impulsu (rys.6.18g).

Przy zastosowaniu kondensatorów nieelektrolitycznych czas trwania impulsu T_i określony jest zależnością

$$T_i = 0,32 R C \left(1 + \frac{0,7}{R} \right) \quad (6.34)$$

Jeżeli w układzie '123 wykorzystuje się kondensatory elektrolityczne, to należy dodatkowo włączyć do układu diodę krzemową (rys.6.19)



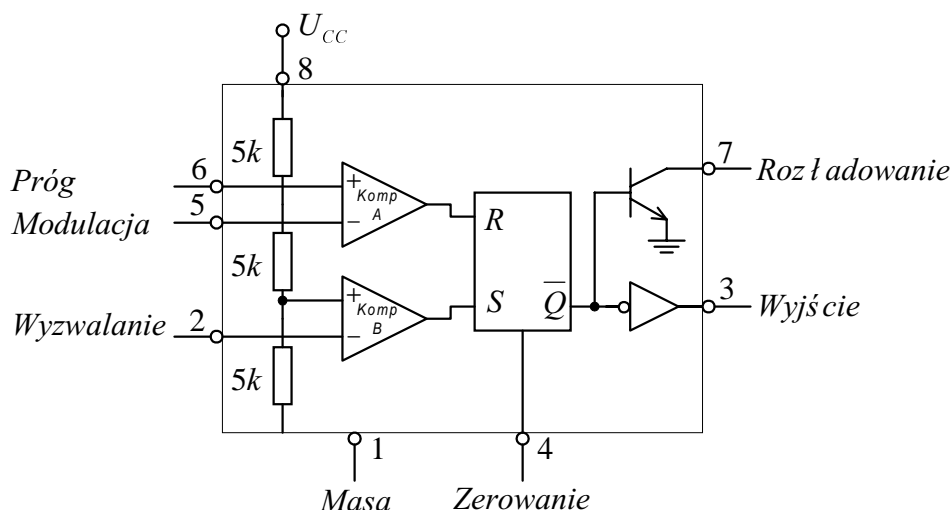
Rys.6.19. Sposób dołączenia kondensatora elektrolitycznego do przerzutnika monostabilnego '123

Czas trwania impulsu wyjściowego T_i należy wówczas wyznaczyć z zależności

$$T_i = 0,28 R C \left(1 + \frac{0,7}{R} \right) \quad (6.35)$$

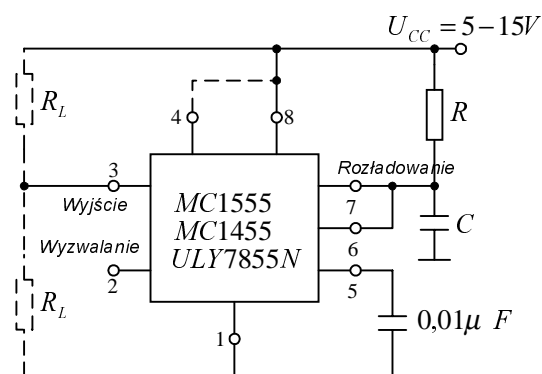
Jeżeli w wyrażeniach (6.34, 6.35) rezystancję wyrazimy w kiloomach, a pojemność w pikofaradach, to czas trwania impulsu będzie wyrażony w nanosekundach.

Bardzo uniwersalnym i szeroko stosowanym układem regeneracyjnego formowania impulsów jest układ scalony 555 opracowany przez firmę Signetics i produkowany w kilku odmianach przez wiele firm. Układ charakteryzuje się dużą stabilnością parametrów generowanych impulsów i ma wielostronne zastosowania - generowanie impulsów o czasie trwania od mikrosekund do kilku minut, mo żliwość regulowania bądź modulacji czasu trwania impulsów, praca monostabilna bądź astabilna. Układ (rys.6.20) składa się z dwustabilnego przerzutnika typu RS, z dzielnika napięcia, z dwóch komparatorów napięcia, z tranzystora rozładowującego i bramki separującej wyjście.



Rys.6.20. Schemat blokowy układu scalonego 555

Zastosowanie układu 555 jako przerzutnika monostabilnego wymaga dołączenia pojemności C oraz rezystora R , przez który ta pojemność będzie ładowana, jak to przedstawiono na rys.6.21.



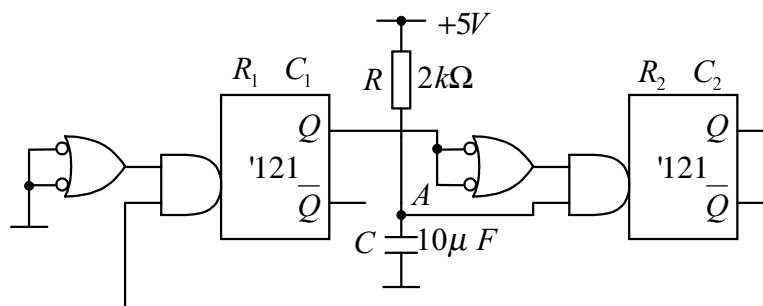
Rys.6.21. Przerzutnik monostabilny z układem 555

W stanie stabilnym kondensator C jest rozładowany przez przewodzący tranzystor T . Po podaniu krótkiego, ujemnego impulsu wyzwalającego (czas trwania stanu L na wejściu wyzwalającym powinien być jednak dłuższy od 50 ns) przerzutnik RS zmienia stan, na wyjściu pojawia się wysoki poziom napięcia i tranzystor T zostaje odcięty. Rozpoczyna się wykładnicze ładowanie kondensatora C ze stałą czasową RC . Gdy napięcie na kondensatorze przekroczy wartość $2/3 U_{CC}$, na wyjściu komparatora A pojawia się wysoki poziom napięcia i przerzutnik RS zostaje wyzerowany. Tranzystor T zostaje nasycony, pojemność C rozładowana i układ wraca do stanu stabilnego. Czas trwania dodatniego impulsu wyjściowego wynosi

$$T_i = 1,1 RC \quad (6.36)$$

6.6. SCALONE MULTIWIETRATORY ASTABILNE

Na rys.6.22 przedstawiono schemat ideowy generatora fali prostokątnej, zbudowanego z dwu przerzutników monostabilnych '121.

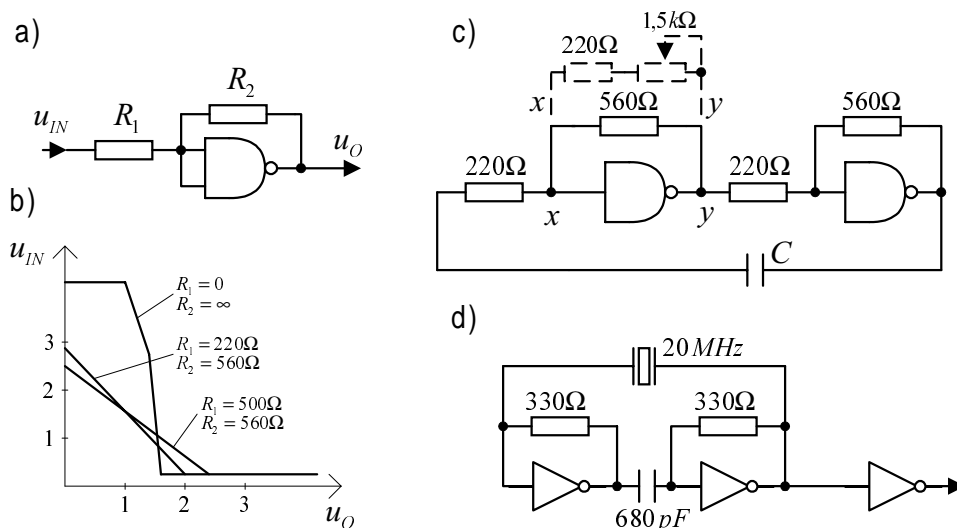


Rys.6.22. Generator fali prostokątnej zbudowany z dwu przerzutników monostabilnych '121

W układzie tym istnieje możliwość uzyskania impulsów wyjściowych o częstotliwości od ok. 0,01 Hz do ok. 10 MHz. Wartość częstotliwości oraz współczynnika wypełnienia zależy od wartości stałych czasowych R_1C_1 i R_2C_2 w układzie. Obwód RC zapewnia pewne wzbudzenie drgań generatora po włączeniu napięcia zasilania. Stałą czasową RC należy dobierać odpowiednio do stałych czasowych R_1C_1 i R_2C_2 oraz szybkości narastania napięcia zasilania po włączeniu. Napięcie w punkcie A powinno osiągać poziom 1,55V dopiero wtedy, gdy w układzie zanikną przebiegi wyjściowe, które mogą zaistnieć po włączeniu napięcia zasilania.

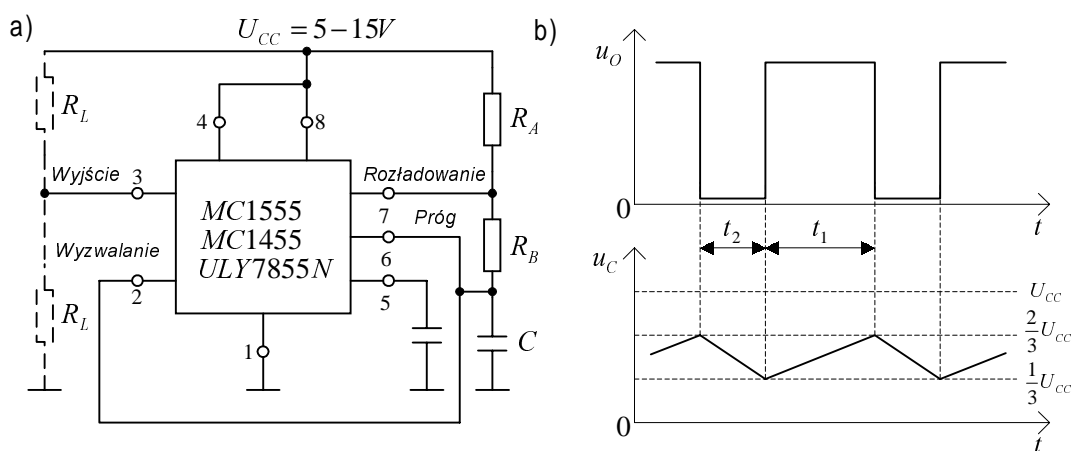
Generatory fali prostokątnej mogą być zrealizowane w oparciu o bramki linearyzowane za pomocą rezystorowego sprzężenia zwrotnego. Na rys.6.33a przedstawiono dla przykładu charakterystyki przejściowe linearyzowanej bramki NAND w technice TTL.

Silne ujemne sprzężenie zwrotne napięciowe równoległe powoduje, że charakterystyka przejściowa jest prawie liniowa (rys.6.23b). Jeżeli dwie takie bramki zostaną połączone kaskadowo, wówczas stanowią układ wzmacniacza liniowego o przesunięciu fazowym 360° . Aby taki wzmacniacz przekształcić w układ astabilny, należy zamknąć go w pętlę poprzez kondensator (rys.6.23b) lub rezonator kwarcowy (rys.6.23d). Maksymalna częstotliwość generowanych impulsów zależy od rodzaju zastosowanych bramek. Zmianę częstotliwości drgań można uzyskać przez zmianę pojemności lub rezystancji w pętlach sprzężenia zwrotnego.



Rys.6.23. Generator fali prostokątnej zbudowany z bramek linearyzowanych: a) bramka linearyzowana, b) charakterystyki przejściowe bramki linearyzowanej, c) schemat generatora RC, d) schemat generatora kwarcowego

Multiwibrator astabilny można zrealizować w bardzo prosty sposób przy wykorzystaniu układu scalonego 555, jak to pokazano na rys.6.24.



Rys.6.24. Wykorzystanie układu scalonego 555 jako multiwibratora astabilnego: a) układ połączeń, b) przebiegi napięć w układzie

W układzie tym wejścia wyzwalania i progowe są ze sobą połączone. Zewnętrzny kondensator C jest ładowany przez prąd płynący przez rezystory R_A i R_B , zaś rozładowywany przez prąd płynący przez rezystor R_B i wewnętrzny tranzystor rozładowujący T . Samoczynne przełączanie się układu następuje w chwili przekroczenia przez napięcie u_C poziomu $\frac{2}{3}U_{CC}$ przy ładowaniu kondensatora oraz poziomu $\frac{1}{3}U_{CC}$ przy rozładowywaniu. Zatem napięcie na

kondensatorze zmienia się między $1/3 U_{CC}$ a $2/3 U_{CC}$. Czasy ładowania i rozładowania pojemności wynoszą odpowiednio

$$\left. \begin{aligned} t_{iH} &= (R_A + R_B) C \ln 2 \approx 0,69 (R_A + R_B) C \\ t_{iL} &= R_B C \ln 2 \approx 0,69 R_B C \end{aligned} \right\} \quad (6.37)$$

Częstotliwość drgań jest równa

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{iH} + t_{iL}} \approx \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B) C} \quad (6.38)$$

Współczynnik wypełnienia impulsów prostokątnych wynosi

$$D = \frac{t_2}{T} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (6.39)$$

W układzie tym zawsze zachodzi relacja $t_{iH} > t_{iL}$.