

5. Generator przebiegu impulsowego

5.1. Układ 555 jako generator

5.1.1. Konfiguracja astabilna

Układ 555 (występujący w różnych odmianach o identycznej funkcjonalności, ale odmiennych parametrach) jest analogowym układem scalonym służącym do odmierzania czasu. Jest on obecny na rynku już od roku 1972 (opracowała go amerykańska firma Signetics, przejęta później przez holenderską Philips Semiconductors, obecnie działającą pod nazwą NXP). Jednak jego prostota, uniwersalność i niezawodność spowodowały, że jest nie tylko nadal wykorzystywany, ale nawet stał się najpopularniejszym z kiedykolwiek produkowanych układów scalonych. Służył on między innymi w jednych z pierwszych komputerów osobistych: IBM PC (do obsługi joysticka) i Apple II (także do obsługi joysticka, jak również do mrugania kursorem na ekranie).

Użyty w konfiguracji astabilnej, przedstawionej na rys. 8, układ 555 może posłużyć do generacji przebiegu impulsowego. To zastosowanie było zresztą oryginalnym założeniem jego głównego projektanta, szwajcarskiego inżyniera Hansa Camenzinda. Masę układu stanowi wyprowadzenie GND. W podstawowej wersji dioda D jest odłączona. Przebiegi napięć w tym układzie pokazuje rys. 9.

5.1.2. Zasada działania w trybie astabilnym

Prostokątny przebieg impulsowy u_{out} generowany jest między końcówkami OUT (*output* 'wyjście') i GND (*ground* 'masa'). Stan wyjścia jest tożsamy ze stanem Q przerzutnika RS (stan zanegowany \bar{Q} przechodzi przez bufor odwracający). Bufor zasilany jest napięciem U_{CC} , wobec czego amplituda przebiegu wyjściowego jest w przybliżeniu równa temu napięciu. Końcówka RST (*reset* 'kasowanie') połączona jest z dodatkowym wejściem kasującym przerzutnika, aktywnym poziomem niskim. Ponieważ w tej konfiguracji podłączona jest ona na stałe do wysokiego potencjału; nie wpływa ona na działanie układu.

Kiedy stan $Q = 1$, a więc $\bar{Q} = 0$, tranzystor NPN jest wyłączony. Kondensator C ładuje się wówczas wykładniczo przez szeregowo połączone oporniki R_a i R_b . Dzielnik złożony z 3 oporników o jednakowej wartości R_v wytwarza napięcia odniesienia dla dwóch komparatorów: $(2/3) U_{CC}$ dla górnego i $(1/3) U_{CC}$ dla dolnego. Kiedy napięcie na kondensatorze u_c , podawane na końcówkę THR (*threshold* 'próg'), przekroczy wartość $(2/3) U_{CC}$, wyjście górnego komparatora przechodzi w stan wysoki. Ponieważ jest ono połączone z wejściem kasującym (R) przerzutnika, powoduje to jego przejście w stan $Q = 0$.

W stanie $Q = 0$ tranzystor NPN jest załączony, co powoduje wykładnicze rozładowywanie kondensatora przez ten tranzystor i opornik R_b . Napięcie u_c podawane jest również na końcówkę TRIG (*trigger* 'wyzwalanie'). Kiedy spadnie ono poniżej wartości $(1/3) U_{CC}$, wyjście dolnego komparatora przechodzi w stan wysoki. Ponieważ wyjście to jest połączone z wejściem ustawiającym (S) przerzutnika, powoduje to powrót tego ostatniego do stanu $Q = 1$ i cały cykl powtarza się od początku.

5.1.3. Opis liczbowy

W wyniku ładowania i rozładowania kondensatora, napięcie u_c będzie się cyklicznie zmieniać od $(1/3) U_{CC}$ do $(2/3) U_{CC}$ i z powrotem. Czas trwania impulsu napięcia u_{out} , a więc stanu $Q = 1$, jest równy czasowi, w którym napięcie u_c narasta od $(1/3) U_{CC}$ do $(2/3) U_{CC}$. Proces ładowania opisuje równanie

$$u_c = \frac{1}{3} U_{CC} + \frac{2}{3} U_{CC} (1 - e^{-t/\tau_{ch}}) \quad (47)$$

w którym stała czasowa ładowania τ_{ch} wynosi

$$\tau_{ch} = (R_a + R_b) C \quad (48)$$

Z przyrównania (47) do $(2/3) U_{CC}$, dla czasu ładowania t_{ch} ,

$$\frac{2}{3} U_{CC} = \frac{1}{3} U_{CC} + \frac{2}{3} U_{CC} (1 - e^{-t_{ch}/\tau_{ch}}) \Rightarrow e^{-t_{ch}/\tau_{ch}} = \frac{1}{2} \quad (49)$$

skąd

$$t_{ch} = \tau_{ch} \ln 2 = (R_a + R_b) C \cdot \ln 2 \quad (50)$$

Analogicznie dla procesu rozładowania

$$u_c = \frac{2}{3} U_{CC} e^{-t/\tau_{dis}} \quad (51)$$

w którym stała czasowa rozładowania τ_{dis} wynosi

$$\tau_{dis} = R_b C \quad (52)$$

co prowadzi do

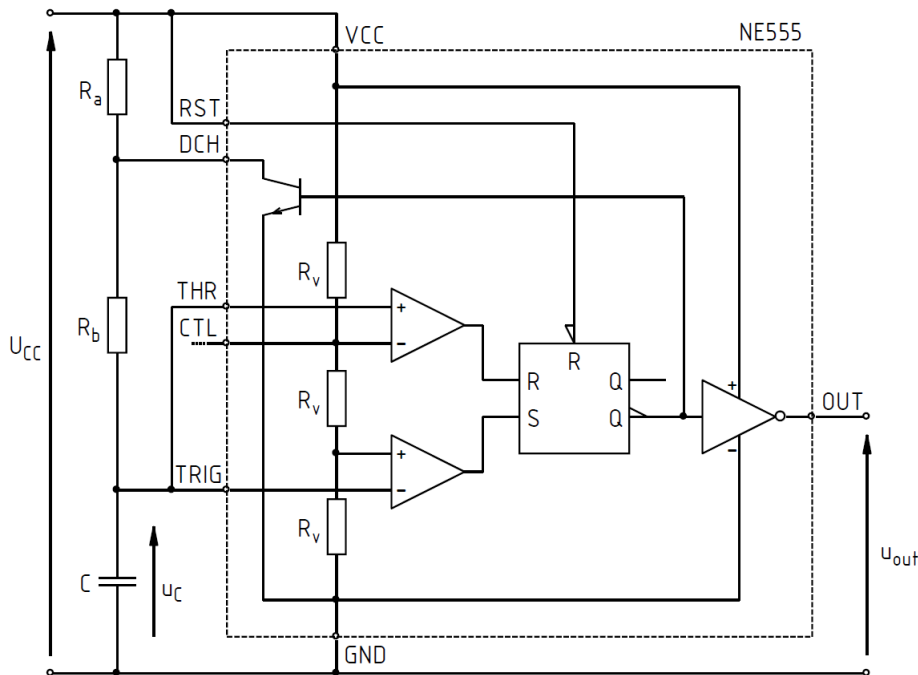
$$t_{dis} = \tau_{dis} \ln 2 = R_b C \cdot \ln 2 \quad (53)$$

Długość cyklu, a więc okres powtarzania impulsów T_p , jest równa sumie czasów ładowania i rozładowania, a więc uzyskiwana częstotliwość impulsów f_p wyraża się zależnością

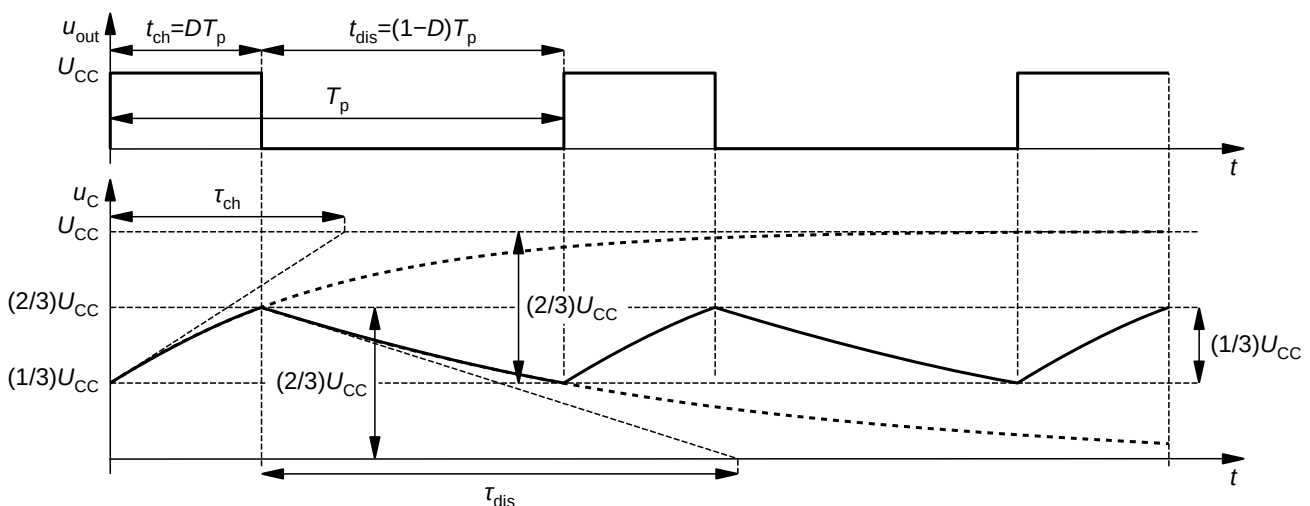
$$f_p = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{t_{ch} + t_{dis}} = \frac{1}{(R_a + 2R_b) C \cdot \ln 2} \quad (54)$$

Natomiast współczynnik wypełnienia impulsów D jest równy stosunkowi czasu trwania impulsu, a więc czasu ładowania (rys. 9), do długości cyklu:

$$D = \frac{t_p}{T_p} = \frac{t_{ch}}{t_{ch} + t_{dis}} = \frac{(R_a + R_b) C \cdot \ln 2}{(R_a + 2R_b) C \cdot \ln 2} = \frac{R_a + R_b}{R_a + 2R_b} \quad (55)$$



Rys. 8. Konfiguracja astabilna czasomierza NE555 z uwidocznieniem jego uproszczonej struktury wewnętrznej



Rys. 9. Przebiegi napięć (względem końcówki GND) w konfiguracji astabilnej czasomierza NE555

5.2. Układ o nastawnym współczynniku wypełnienia

5.2.1. Nastawa współczynnika wypełnienia za pomocą potencjometru

Jak wynika z (55), współczynnik wypełnienia można nastawiać zmieniając wzajemny stosunek R_a i R_b . Można to osiągnąć zastępując oporniki R_a i R_b potencjometrem o rezystancji R_p równej sumie $R_a + R_b$ (rys. 10a). Zmiana położenia ślizgacza będzie powodować zmianę obu rezystancji w przeciwnych kierunkach, gdyż $R_b = R_p - R_a$.

Jeżeli położenie ślizgacza wyrazić jako

$$k = \frac{R_a}{R_p} \Rightarrow \frac{R_b}{R_p} = 1 - k \quad (56)$$

to (54) i (55) sprowadzają się do

$$f_p = \frac{1}{(k+2-2k)R_p C \cdot \ln 2} = \frac{1}{(2-k)R_p C \cdot \ln 2} \quad (57)$$

$$D = \frac{(k+1-k)R_p}{(k+2-2k)R_p} = \frac{1}{2-k} \quad (58)$$

Poprzez zmianę nastawy potencjometru k można więc zmieniać współczynnik wypełnienia. Takie działanie układu ma jednak dwie wady:

- 1) zakres D jest ograniczony od dołu do 0,5 (wartość osiągnięta dla $k = 0$);
- 2) zmiany współczynnika wypełnienia powodują jednocześnie zmiany częstotliwości w tym samym stosunku $(2-k)$.

5.2.2. Generator o stałej częstotliwości

Powyższe wady można usunąć dołączając diodę pokazaną na rys. 10a. Ponieważ jest ona włączona zgodnie z kierunkiem przepływu prądu ładowania kondensatora, bocznikuje ona opornik R_b podczas ładowania, a nie ma wpływu na obwód podczas rozładowania. Wobec tego, zakładając zerowy spadek potencjału na przewodzącej diodzie, stała czasowa rozładowania τ_{dis} nie ulegnie zmianie, natomiast stała czasowa ładowania wyniesie

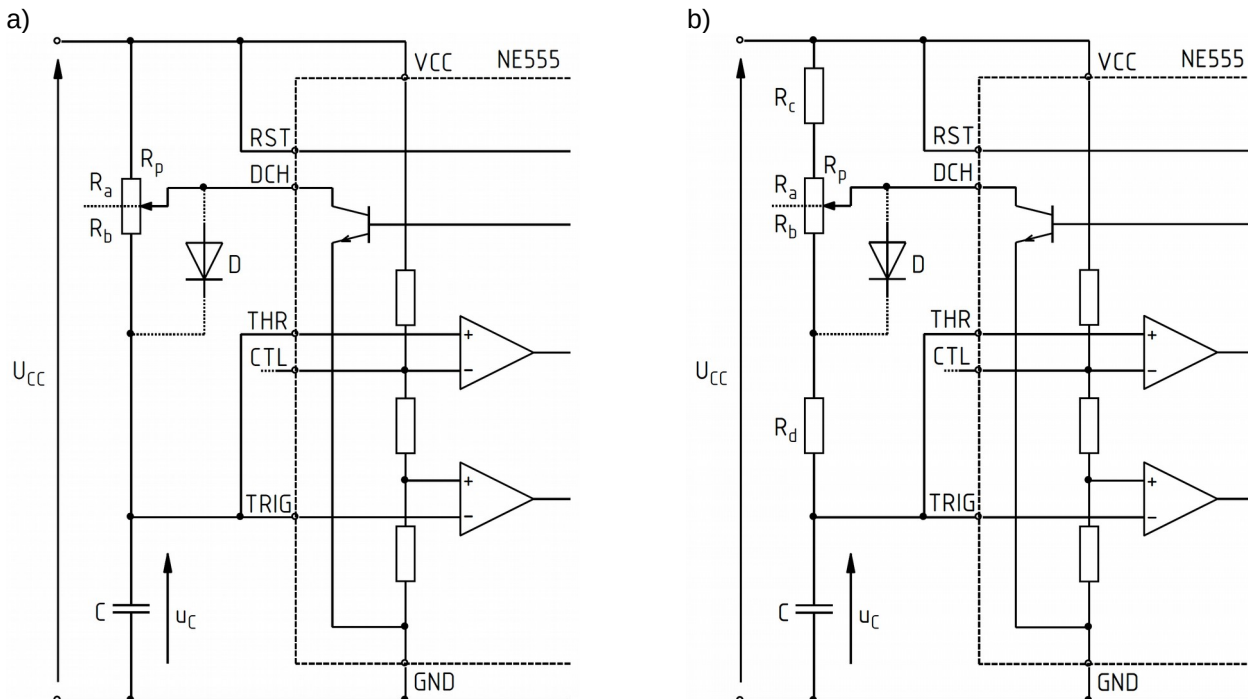
$$\tau_{ch} = R_a C \quad (59)$$

W konsekwencji wyrażenia (54) i (55) ulegną modyfikacji do

$$f_p = \frac{1}{t_{ch} + t_{dis}} = \frac{1}{(R_a + R_b) C \cdot \ln 2} = \frac{1}{R_p C \cdot \ln 2} \quad (60)$$

$$D = \frac{t_{ch}}{t_{ch} + t_{dis}} = \frac{R_a C \cdot \ln 2}{(R_a + R_b) C \cdot \ln 2} = \frac{R_a}{R_a + R_b} = \frac{k R_p}{R_p} = k \quad (61)$$

Częstotliwość staje się więc niezależna od współczynnika wypełnienia, zaś ten staje się wprost proporcjonalny do nastawy potencjometru. Tym samym można uzyskać dowolną jego wartość z pełnego zakresu od 0 do 1.



Rys. 10. Konfiguracja astabilna czasomierza NE555 z potencjometrem: a) minimalna; b) z ograniczeniem prądu i współczynnika wypełnienia

5.3. Układ z ograniczeniem prądu i współczynnika wypełnienia

5.3.1. Współczynnik wypełnienia

Rozwiązanie z rys. 10a nadal z dwóch powodów zagraża bezpiecznej pracy elementów.

1. Zgodnie z (61), osiągnięcie współczynnika wypełnienia równego 0 w układzie z rys. 10a wymagałoby nastawienia $R_a = 0$. Sytuacja taka jest jednak niedopuszczalna, gdyż załączenie tranzystora oznaczałoby wówczas zwarcie zasilania.
2. Jeżeli z kolei nastawi się $R_b = 0$, to współczynnik wypełnienia wyniesie 1. Oznaczałoby to załączenie tranzystora na stałe, co mogłoby doprowadzić do jego przegrzania (a w niektórych innych topologiach przetwornic również doprowadziłoby do zwarcia źródła, tyle że przez tranzystor przetwornicy).

Do usunięcia tych problemów konieczne jest zapewnienie pewnej minimalnej rezystancji ładowania i minimalnej rezystancji rozładowania. W tym celu obwód należy uzupełnić o dodatkowe oporniki o stałej wartości R_c i R_d (rys. 10b). Stałe czasowe wyniosą wówczas

$$\tau_{ch} = (R_a + R_c + R_d)C \quad (62)$$

$$\tau_{dis} = (R_b + R_d)C \quad (63)$$

skąd częstotliwość i współczynnik wypełnienia

$$f_p = \frac{1}{\tau_{ch} + \tau_{dis}} = \frac{1}{(R_a + R_b + R_c + 2R_d)C \cdot \ln 2} = \frac{1}{(R_p + R_c + 2R_d)C \cdot \ln 2} \approx \frac{1}{0,693(R_p + R_c + 2R_d)C} \quad (64)$$

$$D = \frac{\tau_{ch}}{\tau_{ch} + \tau_{dis}} = \frac{(R_a + R_c + R_d)C \cdot \ln 2}{(R_a + R_b + R_c + 2R_d)C \cdot \ln 2} = \frac{R_a + R_c + R_d}{R_p + R_c + 2R_d} \quad (65)$$

Wartość współczynnika wypełnienia zostanie więc ograniczona wartościami wynikającymi ze skrajnych nastaw potencjometru, tj. $R_a = R_p$ i $R_a = 0$:

$$D_{max} = \frac{R_p + R_c + R_d}{R_p + R_c + 2R_d} \quad (66)$$

$$D_{min} = \frac{R_c + R_d}{R_p + R_c + 2R_d} \quad (67)$$

5.3.2. Szczytowy prąd tranzystora

W układzie z rys. 10b prąd tranzystora w najgorszym przypadku ($R_a = 0$) zostaje ograniczony przez opornik R_c . Prąd ten jest jednak równy sumie prądu pobieranego ze źródła napięcia U_{cc} (poprzez rezystancję R_c) i prądu rozładowania kondensatora C . Ten ostatni ma swój szczyt na początku rozładowania, kiedy napięcie u_c jest maksymalne i wynosi $(2/3) U_{cc}$. Kiedy $R_a = 0$, rozładowanie kondensatora następuje przy $R_b = R_p$, przy czym w obwodzie występuje jeszcze rezystancja R_d .

Podsumowując,

$$i_{npn(pk,max)} = \frac{U_{cc}}{R_c} + \frac{\frac{2}{3}U_{cc}}{R_p + R_d} = U_{cc} \left[\frac{1}{R_c} + \frac{2}{3(R_p + R_d)} \right] \quad (68)$$

5.3.3. Pobór mocy z zasilania

Pobór prądu przez sieć RC generatora ma też inny ujemny skutek – obniżenie sprawności przetwornicy jako całości (rozpatrywanej łącznie z obwodem sterowania). Dobór odpowiednio dużych rezystancji pozwala na minimalizację związanych z tym strat.

Moc strat jest mocą czynną, która przy zasilaniu napięciem stałym jest równa iloczynowi tego napięcia i wartości średniej prądu. Zgodnie z rys. 10b, prąd pobierany z zasilania U_{cc} jest tożsamy z prądem opornika R_c , więc moc pobierana przez sieć RC wynosi

$$P_{RC} = U_{cc} I_{Rc(av)} \quad (69)$$

Na pobór prądu z zasilania składają się:

- 1) ładowanie kondensatora C , przy czym niezależnie od nastaw, w każdym takcie musi być on przeładowany od $(1/3) U_{cc}$ do $(2/3) U_{cc}$, a więc dostarczany do niego ładunek wynosi

$$\Delta Q_C = C \cdot \Delta u_c = \frac{C U_{cc}}{3} \quad (70)$$

zaś wartość średnia związanego z tym prądu

$$I_{C(av)} = \frac{\Delta Q_C}{T_p} = \frac{f_p C U_{CC}}{3} \quad (71)$$

- 2) pobór przez załączony tranzystor bezpośrednio poprzez rezystancje R_a i R_c , który trwa przez czas $(1-D)T_p$, więc związana z tym wartość średnia prądu wynosi

$$I_{dir(av)} = (1-D) \frac{U_{CC}}{R_a + R_c} \quad (72)$$

co po podstawieniu (65) daje

$$I_{dir(av)} = \frac{R_p + R_d - R_a}{R_p + R_c + 2R_d} \frac{U_{CC}}{R_a + R_c} \quad (73)$$

które to wyrażenie dla $R_a = 0$ osiąga maksimum wynoszące

$$I_{dir(av,max)} = \frac{R_p + R_d}{R_p + R_c + 2R_d} \frac{U_{CC}}{R_c} \quad (74)$$

co przy założeniu $R_c, R_d \ll R_p$ daje się uprościć do

$$I_{dir(av,max)} \approx \frac{U_{CC}}{R_c} \quad (75)$$

Całkowita wartość średnia prądu pobieranego przez sieć RC w najgorszym przypadku jest równa sumie

$$I_{RC(av,max)} = I_{C(av)} + I_{dir(av,max)} \quad (76)$$

Wartość ta odpowiada jednocześnie średniemu prądowi tranzystora. Co oczywiste, przez ten element płynie prąd bezpośrednio pobierany ze źródła $I_{dir(av)}$, ale również przepływa ten sam ładunek kondensatora ΔQ_C określony wzorem (70). Bowiem ładunek dostarczany do kondensatora ze źródła podczas ładowania jest następnie z niego usuwany przez tranzystor podczas rozładowania.

5.4. Dobór elementów generatora

5.4.1. Pobór prądu przez sieć RC

Obliczenia elementów generatora najlepiej rozpocząć od ustalenia rzędu wielkości rezystancji. W tym celu trzeba założyć maksymalny pobór mocy (albo równoważnie prądu) przez sieć RC i obliczyć wymaganą do jego zachowania wartość R_c . Ponieważ na tym etapie pojemność C nie jest znana, trzeba założyć, że prąd związany z jego przeładowywaniem $I_{C(av)}$ będzie mniejszy od bezpośredniego przez załączony tranzystor $I_{dir(av)}$. Oznacza to wykorzystanie wyłącznie wzoru (75).

5.4.2. Współczynnik wypełnienia

Wartości R_p i R_d wynikają z założonego przedziału współczynnika wypełnienia $D_{min} \leq D \leq D_{max}$. Oblicza się je z układu równań (66)-(67) z użyciem obliczonej wcześniej wartości R_c .

Wybór wartości z typoszeregu powinno się rozpocząć od elementu o największej rezystancji i tolerancji, a więc potencjometru R_p . Przed doбором rezystancji R_c i R_d z typoszeregu, ich wcześniej obliczone wartości trzeba przeskalować w takim stosunku, w jakim uległa zmianie (na skutek wyboru elementu z typoszeregu) rezystancja R_p . W przeciwnym razie uległyby zmianie wzajemne relacje między tymi trzema rezystancjami, co zgodnie z (66) i (67) spowodowałoby zmianę uzyskiwanego zakresu współczynnika wypełnienia.

Oczywiste jest, że wobec istnienia wymagania maksymalnego poboru mocy i w kontekście zależności (75), wartość R_c nie może być zmieniona na mniejszą, a jedynie na większą. Skoro jednak wszystkie rezystancje powinny ulec zmianie w zbliżonym stosunku, to samo dotyczy rezystancji R_a i R_d .

5.4.3. Częstotliwość

Na koniec ze wzoru (64) oblicza się pojemność C konieczną dla uzyskania zakładanej częstotliwości impulsów f_p , tożsamej z częstotliwością przełączania przetwornicy f_s . Aby uzyskać największą dokładność, w obliczeniach trzeba użyć ustalonych już wartości R_p , R_c i R_d z typoszeregów, gdyż z takimi rezystancjami współpracować będzie obliczana pojemność.

Wartość C z typoszeregu należy wybrać na sam koniec. Ponieważ w tym przypadku nie chodzi o ograniczenie częstotliwości, a o jej zbieżność z założeniem, wartość z typoszeregu powinna być jak najbliższa obliczonej, podczas gdy kierunek zmiany nie ma znaczenia.

Po ustaleniu wartości C powinno się zweryfikować spełnienie założenia maksymalnego poboru mocy z uwzględnieniem prądu ładowania kondensatora (71), tj. z pełnego wzoru (76). W przypadku niewielkiego wykroczenia poza założenie, wystarczy może wybór odpowiednio większych R_c i R_d . O ile prawdziwe jest, że $R_c, R_d \ll R_p$, to nie powinno to spowodować znaczącej zmiany częstotliwości ani granic współczynnika wypełnienia (należy to jednak zweryfikować obliczeniami). W innym razie konieczny będzie wybór większej rezystancji R_p i powtórzenie wszystkich następujących działań.