

6. Generatory sygnałów sinusoidalnych i niesinusoidalnych

Wprowadzenie

Generatory to grupa urządzeń elektronicznych, których zadaniem jest wytwarzanie przebiegów elektrycznych o określonym kształcie kosztem energii dostarczanej ze źródła zasilania którym najczęściej jest źródło napięcia stałego. Wyróżnia się dwie podstawowe grupy generatorów samowzbudnych: generatory przebiegów sinusoidalnych i generatory przebiegów niesinusoidalnych: liniowych, trójkątnych, prostokątnych, impulsowych (szpilkowych).

Czasami generatory samowzbudne wymagają synchronizmu działania z innymi urządzeniami, z którymi współpracują wtedy są sterowane zewnętrznym sygnałem synchronizującym i nazywają się generatorami synchronizowanymi (np. generatory odchyłania ramki i linii w urządzeniach telewizyjnych). Oprócz generatorów samowzbudnych buduje się także generatory funkcyjne, które wytwarzają przebiegi o określonych kształtach przez przekształcenie innych przebiegów np. z przebiegu prostokątnego formuje się przebieg piłokształtny. W zależności od przeznaczenia wyróżnia się generatory sygnałowe i generatory mocy. Generatory mogą mieć stałą lub przestrajaną w określonym zakresie częstotliwość wyjściową. Mogą generować przebiegi o częstotliwościach bardzo niskiej rzędu 10^{-3} Hz i bardzo wysokiej rzędu GHz.

6.1. Generatory sygnałów sinusoidalnych

Generatory przebiegów sinusoidalnych służą do wytwarzania drgań harmonicznym o stabilnej częstotliwości i amplitudzie. Do podstawowych parametrów opisujących właściwości tych układów zalicza się: częstotliwość i amplitudę przebiegu, stałość częstotliwości, stałość amplitudy oraz współczynnik zawartości harmonicznym mówiący o odkształceniu przebiegu rzeczywistego od idealnego przebiegu sinusoidalnego.

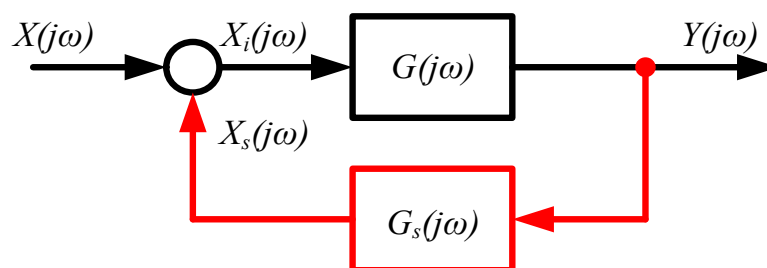
W generatorach mocy dodatkowo uwzględnia się moc wyjściową i sprawność energetyczną.

Wyróżnia się dwa podstawowe typy generatorów:

- dwójniki, z elementem o ujemnej rezystancji dynamicznej odtłumiającym obwody rezonansowe, często stosowane w telekomunikacji (np. układy z diodami tunelowymi) pracujące w zakresie bardzo dużych częstotliwości, oraz
- czwórniki, ze wzmacniaczami objętymi dodatnim sprzężeniem zwrotnym pracujące we wszystkich pozostałych zakresach częstotliwości.

W zależności od zastosowanych w pętli sprzężenia zwrotnego elementów wyróżnia się generatory: LC, RC i kwarcowe.

Generatory z pętlą dodatniego sprzężenia zwrotnego



Rys. 6.1. Układ z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

Warunki generacji drgań

Układ zamknięty z dodatnią pętlą sprzężenia zwrotnego przedstawiono na rys.6.1. Kiedy przy zerowym sygnale wejściowym na wyjściu układu jest sygnał, oznacza to, że Transmitancja zastępcza układu zamkniętego dąży do nieskończoności $G_Z(j\omega) \rightarrow \infty$.

Ponieważ wzmacnienie układu zamkniętego jest równe

$$G_Z(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1 - G(j\omega)G_S(j\omega)} \quad 6.1$$

to, dla $G_Z(j\omega) \rightarrow \infty$ otrzymuje się warunek:

$$G(j\omega)G_S(j\omega) = 1 \quad 6.2$$

Wzmocnienia wzmacniacza $|G(j\omega)|$ oraz tłumienie pętli sprzężenia zwrotnego $|G_S(j\omega)|$ są funkcjami częstotliwości, zatem:

$$G(j\omega)G_S(j\omega) = |G(j\omega)|e^{j\varphi}|G_S(j\omega)|e^{j\varphi_S} = Re + jIm = 1 \quad 6.3$$

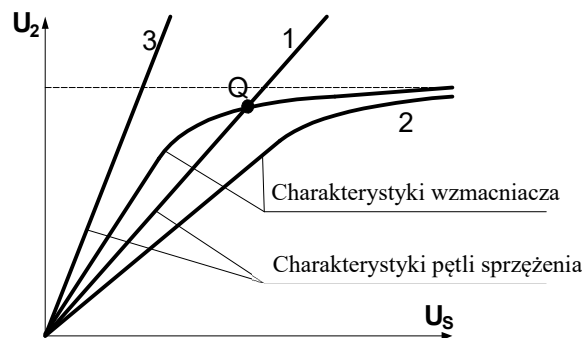
gdzie φ, φ_S – przesunięcia fazowe wprowadzane przez wzmacniacz i pętlę sprzężenia zwrotnego, Re, Im – części rzeczywista i urojona iloczynu wzmacnień.

Zależność (6.3) można przedstawić w postaci dwóch niezależnych warunków:

$$|G(j\omega)| \cdot |G_S(j\omega)| = 1 \quad \text{warunek amplitudy}$$

$$\varphi + \varphi_S = 2k\pi \quad \text{gdzie } k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad \text{warunek fazy}$$

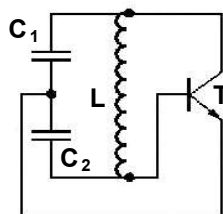
Inaczej te same warunki można przedstawić w postaci: $Re = 1, Im = 0$.



Rys. 6.2. Wzbudzenie drgań w generatorze

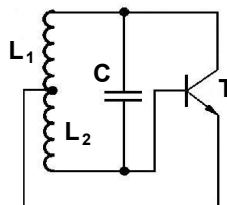
Po załączeniu źródła zasilania w układzie generatora amplituda drgania będzie narastać, jeżeli charakterystyki przejściowe wzmacniacza i pętli sprzężenia zwrotnego, dla sygnału, dla którego jest spełniony warunek fazy, będą się przecinały (linia 1). Ponieważ charakterystyka $u_2=f(u_s)$ wzmacniacza jest z natury nieliniowa, a charakterystyka $u_s=f(u_2)$ pętli sprzężenia zwrotnego, ze względu na zastosowanie liniowych elementów, jest liniowa to uzyskanie stabilnej amplitudy drgań jest możliwe w punkcie Q przecięcia się tych charakterystyk. Gdy sprzężenie jest zbyt słabe (linia 3), lub kiedy wzmacniacz ma zbyt małe wzmacnienie (linia 2) nie uzyskamy stabilnego punktu pracy generatora i drgania zanikną.

Generatory LC



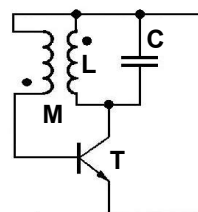
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}}$$

Generator Colpittza



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

Generator Hartleya

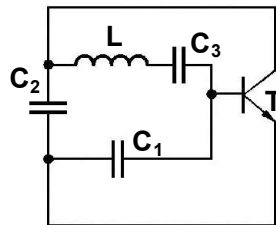


$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Generator Meissnera

Rys. 6.3 Podstawowe topologie generatorów LC z tranzystorami bipolarnymi (dla składowej przemiennej sygnału)

W układach generatorów sinusoidalnych LC w pętli sprzężenia zwrotnego jest włączony obwód rezonansowy, najczęściej równoległy. Wyróżnia się trzy podstawowe konfiguracje tego obwodu: układ z dzieloną pojemnością, z dzieloną indukcyjnością i ze sprzężeniem magnetycznym przez transformator. Powstałe w ten sposób generatory są nazywane odpowiednio generatorem Colpittsa, Hartleya i Meissnera. Poza tymi trzema podstawowymi topologiami obwodów istnieje wiele ich modyfikacji np. generator Clappa (rys.6.4), a także inne rozwiązania.



$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_3} + \frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}}$$

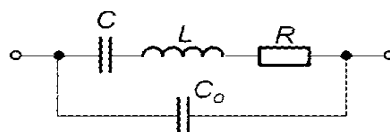
Rys. 6.4. Generator Clappa

Generatory LC, w porównaniu z innymi rodzajami generatorów, mają szereg zalet. Można do nich zaliczyć:

- małe zniekształcenia przebiegu wyjściowego (mały współczynnik zawartości harmonicznych), tym mniejsze im dobroć obwodu rezonansowego jest większa,
- dużą stałość częstotliwości, dzięki kompensacji dodatniego współczynnika temperaturowego indukcyjności zastosowanego w obwodzie rezonansowym dławika przez ujemny współczynnik temperaturowy pojemności, odpowiednio dobranego kondensatora,
- wysoką sprawność energetyczną,
- możliwość łatwego wprowadzenia modulacji przebiegu wyjściowego,
- stałość częstotliwości i nie zrywanie drgań w dość szerokim zakresie zmianach napięcia zasilającego.

Ze względu na występowanie dużych wartości indukcyjności dławika i pojemności kondensatora w obwodzie rezonansowym generatory LC nie nadają się do generacji przebiegów o małych częstotliwościach.

Generatory kwarcowe



$$Z = \frac{j}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 LC - 1}{C_0 + C - \omega^2 L C C_0}$$

Rys. 6.5. Schemat zastępczy drgającego kryształu kwarcu dla $R = 0\Omega$

Odpowiednio uformowany podczas procesu produkcyjnego kryształ kwarcu tworzy tzw. rezonator kwarcowy, który pod względem elektrycznym można traktować jak obwód rezonansowy o schemacie zastępczym jak na rys.6.5. Wielkości dynamiczne L i C zależą ściśle od wymiarów płytki kwarcowej natomiast rezystancja R jest elementem rozpraszającym nagromadzoną w kryształach energię i reprezentuje występujące w nim straty mechaniczne i elektryczne. Ma bardzo małą wartość i dlatego często w opisie matematycznym zachodzących przemian jest pomijana.

Pojemność statyczna C_0 reprezentuje pojemność elektryczną płytki mierzoną pomiędzy elektrodami oraz pojemność wyprowadzeń. Jest ona znacznie większa od pojemności dynamicznej C . Przyjmując $R = 0 \Omega$, impedancja rezonatora kwarcowego przedstawionego na rysunku jest równa:

$$Z = \frac{j}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 LC - 1}{C_0 + C - \omega^2 LCC_0} \quad 6.5$$

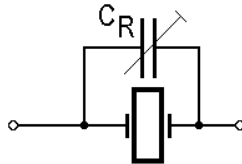
Dla rezonansu szeregowego impedancja obwodu przyjmuje wartość $Z = 0 \Omega$. Zatem pulsacja rezonansowa jest równa:

$$\omega_S = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 6.6$$

Dla rezonansu równoległego $Z \rightarrow \infty$ i pulsacja rezonansowa równa:

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} \quad 6.7$$

jest większa od pulsacji ω_S i zależy od pojemności kondensatora C_0 . Dokładne układy generatorów kwarcowych powinny zatem wykorzystywać zjawisku rezonansu szeregowego do generacji i stabilizacji drgań.

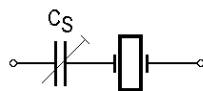


Rys. 6.6. Zmniejszenie wpływu C_0 na pulsację rezonansową

Aby zmniejszyć wpływ pojemności C_0 na pulsację ω_R dołącza się równolegle do rezonatora kondensator o pojemności C_R znacznie większą od C .

Takie działanie powoduje, że pulsacja $\omega_R \rightarrow \omega_S$, ale także niekorzystnie zmniejsza się dobroć obwodu rezonansowego Q ($Q = \omega C/R_z$, $\omega = \omega_S \approx \omega_R$, R_z – zastępcza rezystancja obwodu oscylacyjnego uwzględniająca rezystancję strat kondensatora C_R).

$$\omega_R' = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_R}} \quad 6.8$$

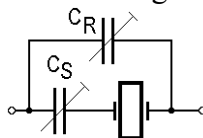


Rys. 6.7. Przestrajanie częstotliwości rezonansowej kwarcu

Aby zmienić pulsację rezonansu szeregowego można rezonator połączyć szeregowo z kondensatorem o pojemności C_S znacznie większej od C . W tym wypadku pulsację rezonansu szeregowego określa zależność:

$$\omega_S = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_S}} \quad 6.9$$

Taki sposób przestrajania jest możliwy w niewielkim zakresie zmian częstotliwości w pobliżu częstotliwości rezonansowej rezonatora kwarcowego.



Rys. 6.8. Inny sposób przestrajania częstotliwości rezonansowej kwarcu

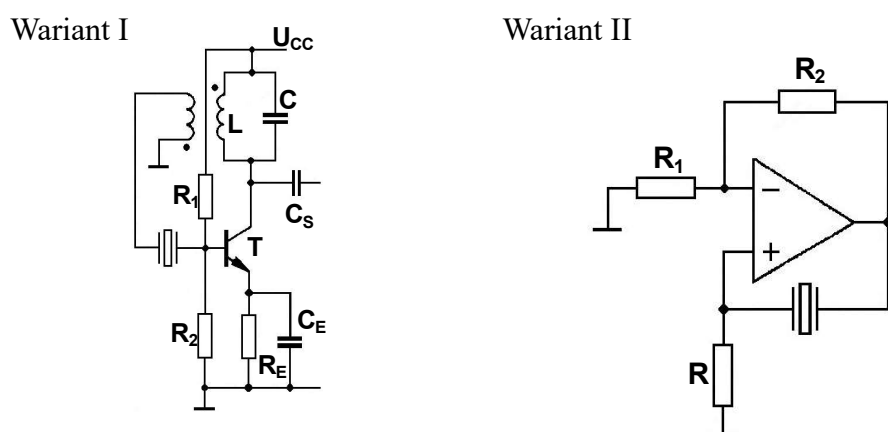
Często w celu ustalenia częstotliwości pracy generatora kwarcowego stosuje się układ przedstawiony na rys.6.8.

Impedancja tego obwodu przy pominięciu rezystancji strat R jest równa:

$$Z = \frac{C + C_0 + C_S - \omega^2 LC(C_0 + C_S)}{j\omega C_S(C_0 + C - \omega^2 LCC_0) + j\omega C_R[C + C_0 + C_S - \omega^2 LC(C_0 + C_S)]} \quad 6.10$$

Przykłady generatorów z rezonans szeregowym przedstawiono na rysunku 6.9.

Wariant I przedstawia układ zmodyfikowanego generatora Meissnera, w którym napięcie sprzężenia zwrotnego jest zadane na wejście wzmacniacza (w tym wypadku wzmacniaczem jest tranzystor) przez selektywny dzielnik napięcia składający się z rezystancji rezonatora, która dla częstotliwości rezonansu szeregowego ma wartość r_s i rezystancji obwodu polaryzacji bazy składającej się z równolegle połączonych rezystorów R_1 i R_2 .



Rys. 6.9. Generatory z rezonatorem kwarcowym

Podobnie jest w przypadku wariantu II generatora ze wzmacniaczem operacyjnym. Tym razem selektywny dzielnik napięcia tworzy rezystancja rezonatora r_s i rezystor R .

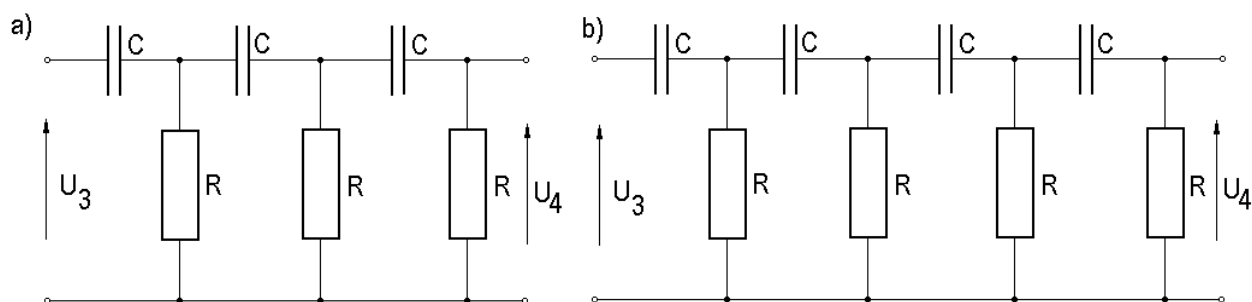
Jeżeli założy się, że wzmacniacz operacyjny jest idealny to przyrównując potencjały wejść odwracającego i powtarzającego możemy napisać:

$$\frac{R}{R + r_s} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad 6.11$$

Generator drga z częstotliwością rezonansu szeregowego rezonatora, jeżeli rezystor R_2 w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego spełnia zależność:

$$R_2 = \frac{r_s \cdot R_1}{R} \quad 6.12$$

Generatory RC



Rys. 6.10. Drabinkowy przesuwnik fazowy RC

W generatorach RC w pętli sprzężenia zwrotnego stosuje się łańcuchy przesuwników fazowych o strukturze RC lub CR.

W wypadku zastosowania wzmacniaczy operacyjnych często zakłada się, że przesunięcie fazowe wprowadzane przez wzmacniacz jest stałe i równe π . W związku z tym, aby był spełniony warunek fazy dla pulsacji $\omega = \omega_0$ łańcuch elementarnych przesuwników fazowych musi wprowadzać przesunięcie fazowe równe $\pm \pi$.

Dla układu z rys.6.10a warunek ten wystąpi dla pulsacji:

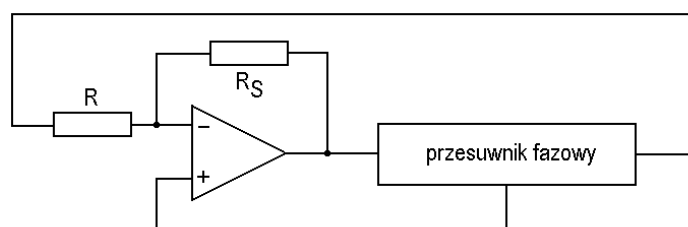
$$\omega_0^2 = \frac{1}{6 \cdot R^2 \cdot C^2} \quad 6.13$$

Aby skompensować mniejsze od jedności wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacz operacyjny, powinien mieć wzmocnienie 29 V/V.

Dla układu z rys.6.10b

$$\omega_0^2 = \frac{7}{10 \cdot R^2 \cdot C^2}, \quad 6.14$$

a wzmocnienie wzmacniacza powinno mieć wartość $901/49 = 18,4$ V/V

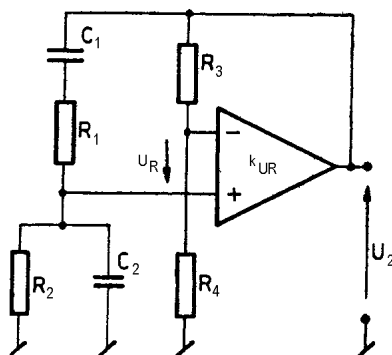


Rys. 6.11. Generator RC

Schemat układu generatora CR z łańcuchem przesuwników fazowych przedstawiono na rys.6.11. Ponieważ wzmacniacz operacyjny pracuje w stanie aktywnym to potencjał wejścia odwracającego fazę, przy założeniu, że wzmacniacz jest idealny, można przyjąć za równy zero. W tym wypadku rezystor ostatniego ogniwa przesuwnika fazowego CR można wykorzystać jako rezystor wejściowy formujący wzmocnienie wzmacniacza. Z tego wynika, że rezystor R_S powinien mieć wartość równą $R_S = k_u \cdot R$, gdzie k_u jest równy 29 V/V dla trzech i 18,4 V/V dla czterech ogniw łańcucha CR.

Generator z mostkiem Wiena

Schemat układu generatora z mostkiem Wiena przedstawiono na rysunku. W gałęzi RC umieszczono dwa rodzaje filtrów: dolnoprzepustowy - równoległe połączenie R_2C_2 i górnoprzepustowy - szeregowe połączenie R_1C_1 .



Rys.6.12. Generator z mostkiem Wiena

Zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego - dzielnik rezystancyjny R_3, R_4 , umożliwia spełnienie warunku amplitudy. Układ przedstawiony na rysunku jest opisany układem równań:

$$k_{UR} \cdot u_R = k_{UR}(u_P - u_N) = u_2 \quad 6.15$$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 = u_N \quad 6.16$$

$$i_{C2} + i_{R2} = i_1 \quad 6.17$$

$$i_{R2} \cdot R_2 = u_P \quad 6.18$$

$$C_2 \frac{du_P}{dt} = i_{C2} \quad 6.19$$

Wstawiając zapisane zależności do równania

$$u_P + i_1 \cdot R_1 + \frac{1}{C_1} \int_{-\infty}^t i_1 d\tau = u_2 \quad 6.20$$

oraz przekształcając go otrzymuje się równanie różniczkowe drugiego rzędu opisujące układ oscylacyjny:

$$\frac{d^2 u_P}{dt^2} + 2\xi\omega_0 \frac{du_P}{dt} + \omega_0^2 \cdot u_P = 0 \quad 6.21$$

gdzie tłumienie ξ i pulsacja obwodu są równe:

$$2\xi = \frac{1}{R_1 C_2} \left[1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} - \frac{k_{UR}(R_3 + R_4)}{R_3 + (1 + k_{UR})R_4} \right] \quad 6.22$$

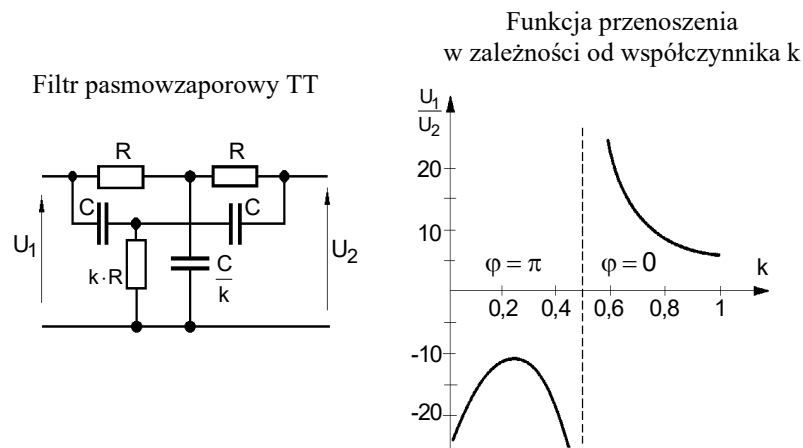
$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad 6.23$$

Tłumienie $\xi = 0$ wyznacza warunek jaki musi być spełniony, aby drgania o pulsacji ω_0 były niegasnące.

$$\xi = 0 = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} - \frac{k_{UR}(R_3 + R_4)}{R_3 + (1 + k_{UR})R_4} \quad 6.24$$

Jeżeli wzmacniacz operacyjny jest idealny i $k_{UR} \rightarrow \infty$ to warunkiem nie tłumienia drgań w obwodzie jest zależność:

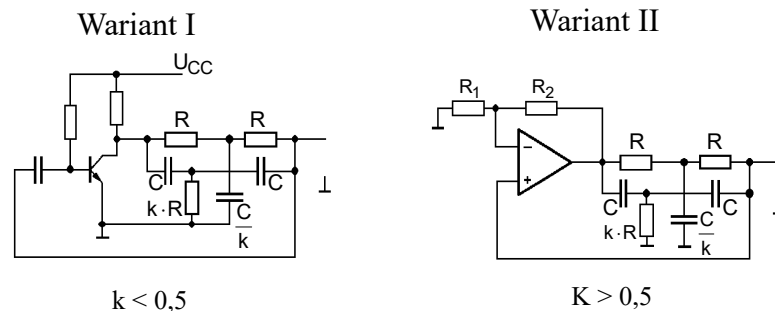
$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad 6.25$$



Rys. 6.13. Filtr pasmowzaporowy TT

Oprócz generatorów z mostkiem Wiena stosuje się również inne generatory RC np. generatory z mostkiem podwójne T.

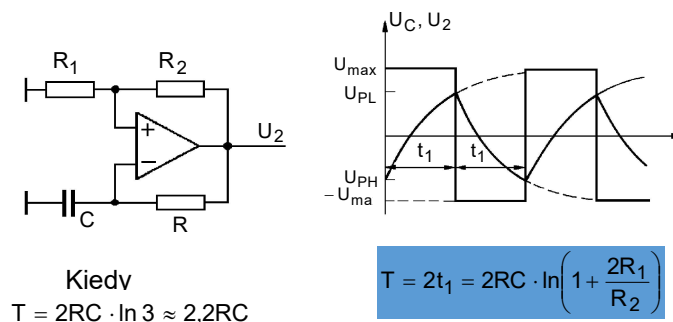
Jak wynika z charakterystyki przenoszenia tego układu, kiedy współczynnik $K < 0,5$ układ wprowadza przesunięcie fazy równe π , kiedy $K > 0,5$ brak jest przesunięcia fazowego ($\varphi=0$). Dobierając zatem odpowiednią wartość współczynnika K istnieje możliwość zastosowania tego mostka w dwóch różnych konfiguracjach współpracy ze wzmacniaczem.



Rys. 6.14. Generatory z filtrem zaporowym TT

W pierwszym przypadku należy zastosować wzmacniacz wprowadzający przesunięcie fazowe równe π , (np. tranzystorowy stopień wzmacniający w konfiguracji wspólnego emitera), w drugim wzmacniacz nie wprowadzający przesunięcia fazowego, np. układ ze wzmacniaczem operacyjnym, którego wzmocnienie można ustawić dobierając rezystory R_1 i R_2 .

Generatory przebiegów niesinusoidalnych



$$\text{Kiedv} \\ T = 2RC \cdot \ln 3 \approx 2,2RC$$

$$T = 2t_1 = 2RC \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

Rys. 6.15. Prosty generator przebiegu prostokątnego

Generator przebiegu prostokątnego

Schemat prostego generatora przebiegu prostokątnego przedstawiono na Rys. 6.15. Wzmacniacz operacyjny pracuje tu w stanie nasycenia, a napięcie wyjściowe przyjmuje wartości $\pm U_{\max}$ i jest bliskie napięciu zasilania. Kondensator C przeładowuje się w obwodzie: wyjście wzmacniacza operacyjnego, rezystor R masa układu. Gdy napięcie na kondensatorze osiągnie poziom wyzwalania wzmacniacz operacyjny przełącza się i napięcie wyjściowe zmienia się np. z $-U_{\max}$ na $+U_{\max}$. Chwile czasowe, w których wzmacniacz zmienia stan na wyjściu występują kiedy potencjały wejść odwracającego i powtarzającego zrównają się. Przebieg napięcia wyjściowego przedstawiono na wykresie. Poziomy wyzwalania są odpowiedni równe

$$U_{PL} = -U_{PH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\max} \quad 6.26$$

Potencjał na wejściu odwracającym (na kondensatorze) można wyznaczyć rozwiązując równanie

$$\frac{du_n}{dt} = \frac{U_{\max} - u_n}{RC}, \quad 6.27$$

które po uwzględnieniu warunku początkowego $u_n(0) = U_{PH} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} U_{max}$

ma następujące rozwiązanie

$$u_n(t) = U_{max} \left[1 - \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \right] = U_{max} \left[1 - (1+k) \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \right] \quad 6.28$$

Napięcie przełączania U_{PL} będzie osiągnięte po czasie

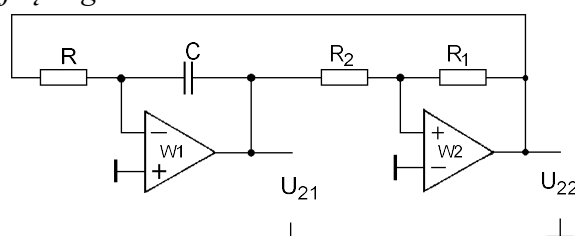
$$t_1 = RC \cdot \ln \frac{1+k}{1-k} = RC \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad 6.29$$

Okres drgań jest zatem równy

$$T = 2t_1 = 2RC \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad 6.30$$

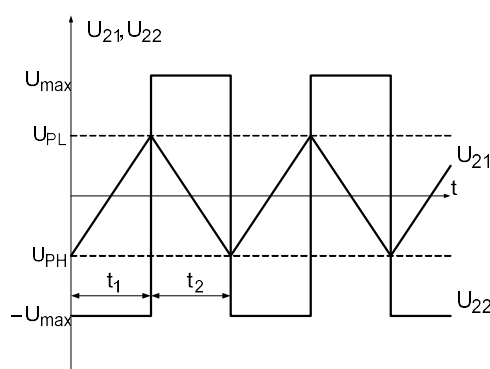
Kiedy $R_1=R_2$, $T = 2RC \cdot \ln 3 \approx 2,2RC$

Generator przebiegu trójkątnego



Rys. 6.16. Prosty generator przebiegu trójkątnego

Najczęściej w generatorach przebiegu trójkątnego do formowania sygnału wyjściowego stosuje się układ całkujący i przerzutnik Schmitta, który w tym przypadku jest źródłem sygnału sterującego integrator. Schemat takiego generatora przedstawiono na rys. 6.16., a przebiegi napięć wyjściowych obu wzmacniaczy operacyjnych na rys. 6.17.



Rys. 6.17. Przebiegi napięć w układzie z rys. 6.16.

Jeżeli w przerzutniku Schmitta (wzmacniacz W2) napięcie na wyjściu przyjmuje wartości $\pm U_{max}$ to poziomy komparacji można wyznaczyć z zależności

$$U_{PL} = -U_{PH} = U_{max} \frac{R_2}{R_1} \quad 6.31$$

Czas t_1 wyznacza się z równania opisującego linową zmianę napięcia na kondensatorze w układzie całkującym

$$u_C = U_{PH} + \frac{1}{RC} U_{max} \cdot t \quad 6.32$$

ponieważ dla $t = t_1$ $u_C = U_{PL}$ to czas t_1 jest równy $t_1 = 2RC \frac{R_2}{R_1}$

podobnie z równania $u_C = U_{PL} - \frac{1}{RC} U_{\max} \cdot t$ można wyznaczyć czas t_2

$$t_2 = 2RC \frac{R_2}{R_1} \quad 6.33$$

Zatem okres przebiegu napięcia wyjściowego generatora jest równy

$$T = t_1 + t_2 = 4RC \frac{R_2}{R_1} . \quad 6.34$$

Bibliografia

Kaźmierkowski M. P., Matysik J. T.: Wprowadzenie do elektroniki i energoelektroniki, Warszawa, Oficyna Wydawnicza PW 2005
Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone, Warszawa, WKiŁ, 1985
Nosal Z., Baranowski J. Układy elektroniczne. Cz. 1. Układy analogowe liniowe, Warszawa, WNT 1998