



Uniwersytet
Wrocławski

**Wydział Fizyki
i Astronomii**
Instytut Fizyki Doświadczalnej

pl. M. Borna 9
50-204 Wrocław
tel. +48 71 375 93 02, +48 71 328 73 65
fax +48 71 328 73 65
e-mail: sekr@ifd.uni.wroc.pl
www.ifd.uni.wroc.pl

Elektrotechnika i elektronika (konspekt)

Franciszek Gołek (golek@ifd.uni.wroc.pl)

www.pe.ifd.uni.wroc.pl

Wykład 12

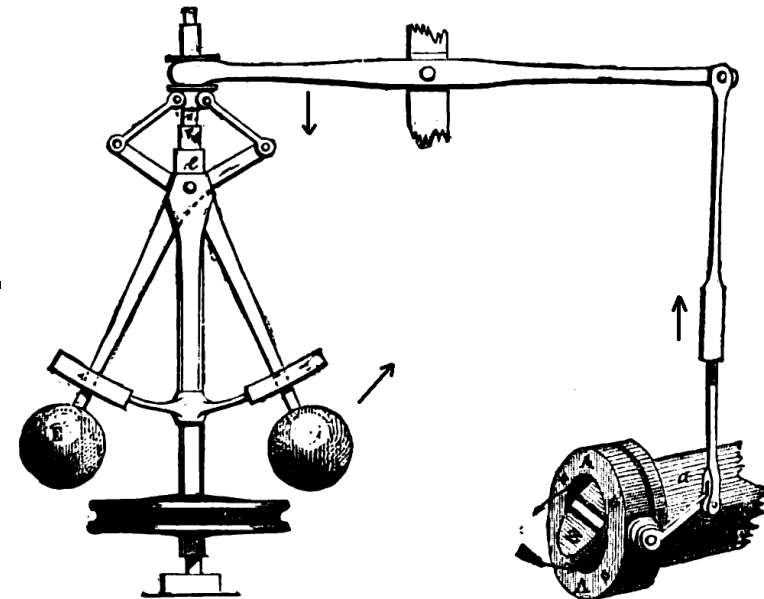
Sprzężenia zwrotne i oscylatory

Obwody sprzężenia zwrotnego badano niemal od początku rozwoju elektroniki. Ich zastosowanie szło w parze z zastosowaniami elementów wzmacniających; lamp elektronowych, tranzystorów i wzmacniaczy operacyjnych.

Generalnie wyróżniamy dwa rodzaje sprzężeń zwrotnych:

- a) Ujemne sprzężenie zwrotne.
- b) Dodatnie sprzężenie zwrotne.

Sprzężenia zwrotne (**feedback**) spotykamy nie tylko w elektronice.



Regulator odśrodkowy Watta

Sprężenia zwrotne

Ujemne sprzężenie zwrotne USZ – samoregulacja.

Ma ono miejsce, gdy sygnał wejściowy jest osłabiany przez część β (może to być ułamek zespolony) sygnału wyjściowego. Np. napięcie sprzężenia zwrotnego jest odejmowane od napięcia sygnału wejściowego.



Dodatnie sprzężenie zwrotne DSZ – możliwość samowzbudzenia.

DSZ ma miejsce, gdy część sygnału wyjściowego jest dodawana do sygnału wejściowego tak, że powiększa to sygnały wejściowy i wyjściowy.

USZ: $U_{\text{wzmacniane}} = U_{\text{wzm}} = U_{\text{we}} - \beta U_{\text{wy}}$ **Wszystko w postaci zespolonej!**

$$U_{\text{wy}} = K_U U_{\text{wzm.}} = K_U (U_{\text{we}} - \beta U_{\text{wy}})$$

Wypadkowe wzmocnienie napięciowe: $K_{UW} = U_{\text{wy}}/U_{\text{we}}$

$$U_{\text{wy}}/U_{\text{we}} = K_U (U_{\text{we}} - \beta U_{\text{wy}})/U_{\text{we}} = K_U - K_U \beta U_{\text{wy}}/U_{\text{we}}$$

$$U_{\text{wy}}/U_{\text{we}} = K_U / (1 + \beta K_U)$$

Wypadkowe wzmocnienie K_{UW} dla USZ:

(Harold Stephen Black 1927 USA)

DSZ: Tu znak β jest przeciwny i wypadkowe wzmocnienie K_{UW} dla DSZ ma postać:

$$K_{UW} = \frac{K_u}{1 + \beta K_u}$$

$$K_{UW} = \frac{K_u}{1 - \beta K_u}$$

Przykład. Wzmacniacz operacyjny o wzmacnieniu $k_U=10^5$ i niestabilności tego wzmacnienia **10%** został zaopatrzony w układ sprzężenia zwrotnego obniżającego wzmacnienie do wartości $k'_U=10^2$. Ile wynosi współczynnik sprzężenia zwrotnego β i jaka jest niestabilność wzmacnienia po tej zmianie?

Rozwiązanie: Zakładamy, że niestabilności leżą w zakresie niskich częstotliwości co pozwala zaniedbać przesunięcia fazy i uwzględnić tylko moduły wielkości β i K_{11} .

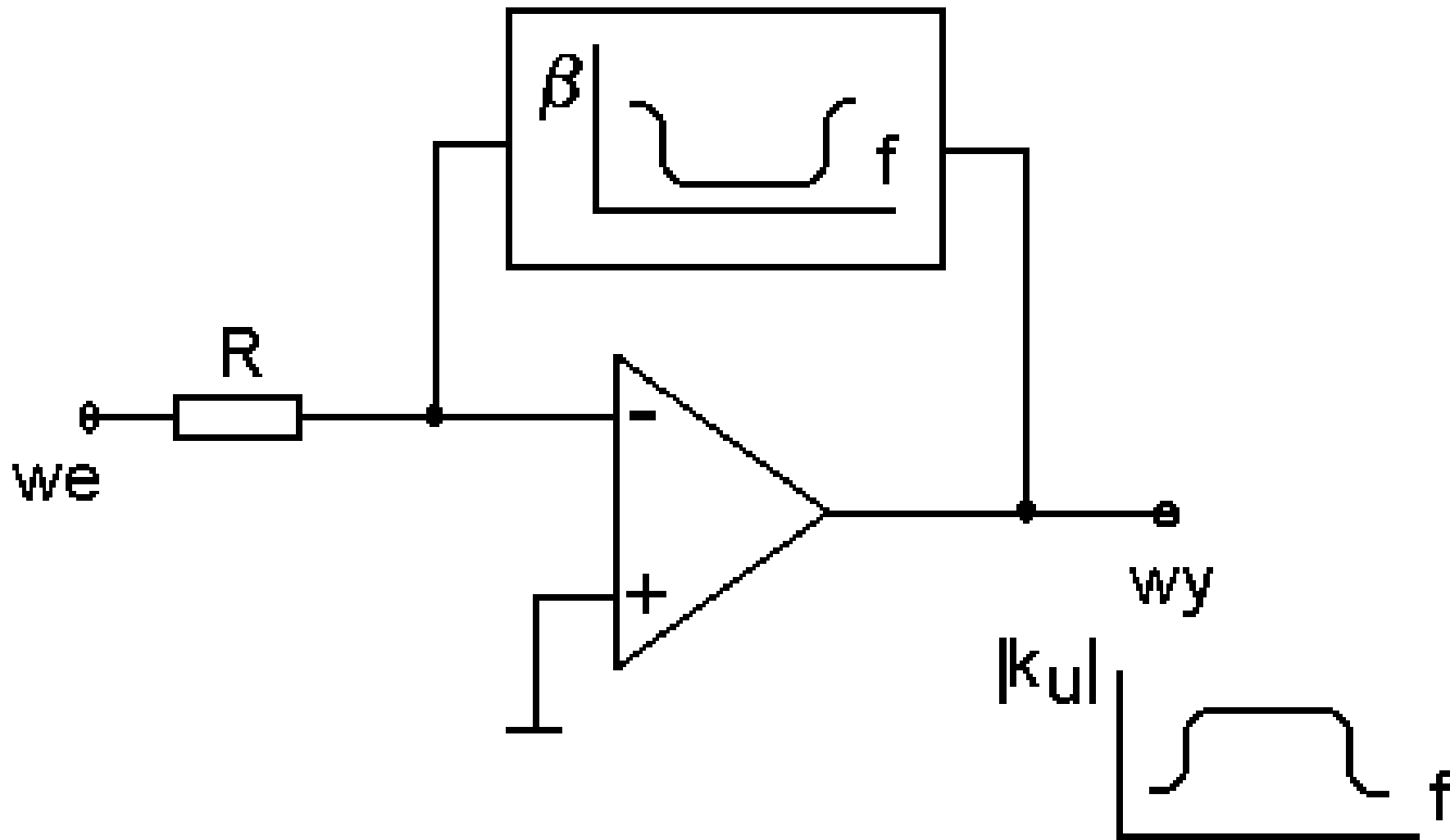
$$k_{UW} = \frac{k_U}{1 + \beta k_U} ; 10^2 = \frac{10^5}{1 + \beta 10^5} ; \beta = 0.01$$

Bez sprzężenia było: $\Delta k_U/k_U = 0.1$. Do określenia $\Delta k_{UW}/k_{UW}$ posłużymy się pochodną z k_{UW} :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta k_{UW}}{k_{UW}} &= \frac{\frac{d}{dk_U}(k_{UW}) \Delta k_U}{k_{UW}} = \frac{\frac{1}{(1 + \beta k_U)^2} 0.1 k_U}{\frac{k_U}{1 + \beta k_U}} = \frac{0.1}{1 + \beta k_U} \\ &= \frac{0.1}{1 + 0.01 \cdot 10^5} = 10^{-4} \text{ czyli } 0.01\% \end{aligned}$$

Filtry aktywne

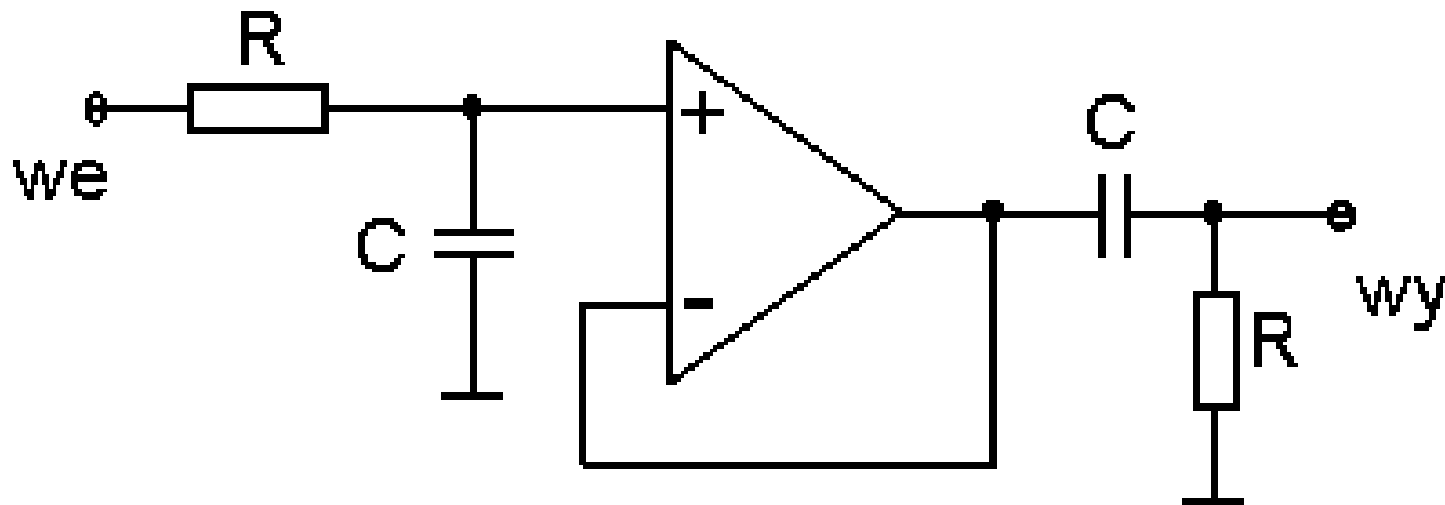
Filtry aktywne buduje się wstawiając w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza impedancję zależną od częstotliwości.



Filtr aktywny pasmowo-przepustowy (drugiego rzędu)

Dwa kaskadowo połączone filtry: filtr dolno-przepustowy i górnoprzepustowy (rozdzielone wtórnikiem napięciowym).

Dzięki dużej impedancji wejściowej wtórnika napięciowego drugi filtr nie obciąża pierwszego.



Filtr aktywny dolno-przepustowy drugiego stopnia

$$Ku(j\omega) = \frac{U_{\text{out}}}{U_S} = - \frac{Z_F(j\omega)}{Z_S(j\omega)}$$

Dobieramy elementy tak aby $\omega_g = \omega_0 = \frac{1}{R_2 C} = \frac{R_1}{L}$

Gdzie

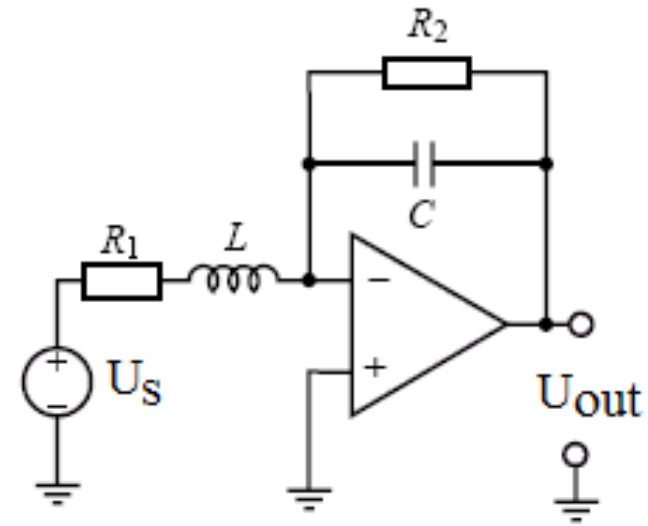
$$Z_F(j\omega) = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C} = \frac{R_2}{1 + j\omega C R_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega/\omega_0}$$

$$Z_S(j\omega) = R_1 + j\omega L = R_1 \left(1 + j\omega \frac{L}{R_1} \right) = R_1 (1 + j\omega/\omega_0)$$

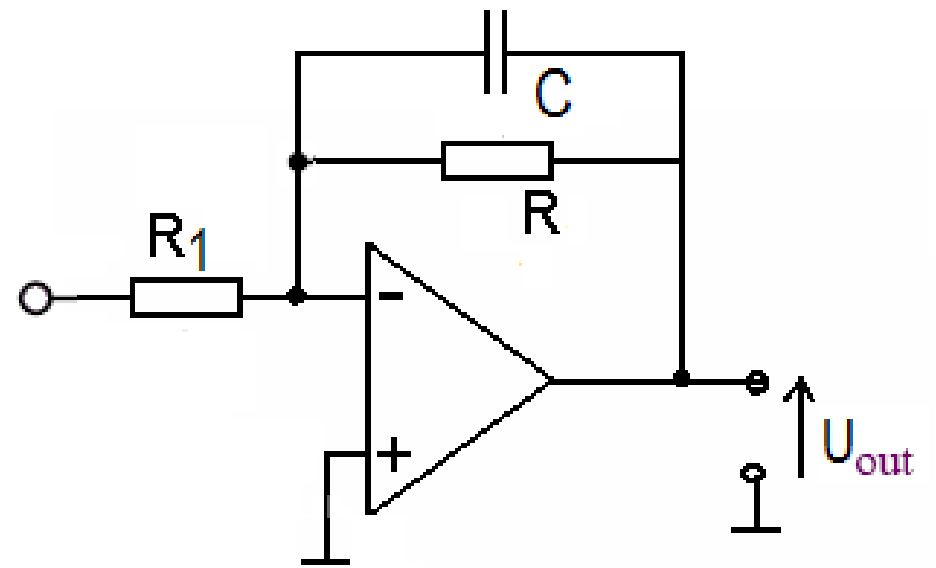
Zatem, wzmocnienie napięciowe wyniesie:

$$Ku(j\omega) = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega/\omega_0}}{R_1 (1 + j\omega/\omega_0)} = \frac{R_2/R_1}{(1 + j\omega/\omega_0)^2}$$

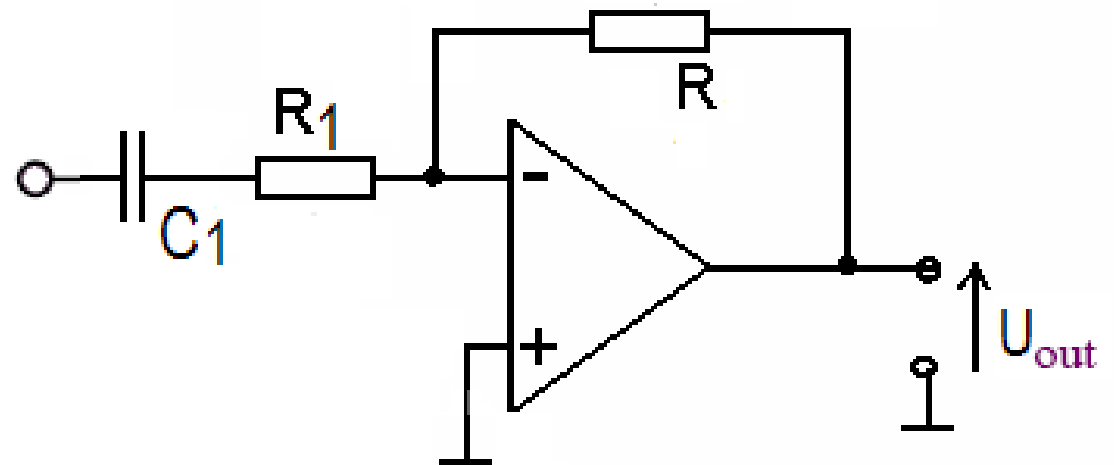
Drugi stopień



Filtr aktywny
dolno-przepustowy



Filtr aktywny
górnoprzepustowy



Dobroć Q (Q-factor, quality factor) jest miarą ostrości krzywych rezonansowych czyli **selektywności**. Dla pasmowego filtra z obwodem rezonansowym (jak na rysunku obok) jest zdefiniowany jako: $Q =$

$$\omega_{\text{rez}}/\Delta\omega_{3\text{dB}} = f_{\text{rez}}/\Delta f_{3\text{dB}}$$

Q można wyrazić za pomocą wartości elementów filtra RLC.

Np. gdy $U_{\text{WY}} = U_R$ to $k_u = |U_R/U_{\text{RLC}}|$ i $k_{\text{umr}} = 1$ $k/k_{\text{umr}} =$

$$\frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega_{3\text{dB}}L - \frac{1}{\omega_{3\text{dB}}C})^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow \omega_{3\text{dB}}L - \frac{1}{\omega_{3\text{dB}}C} = \pm R$$

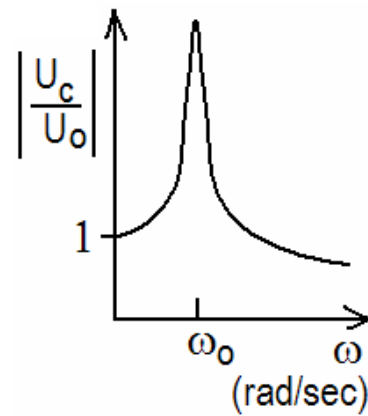
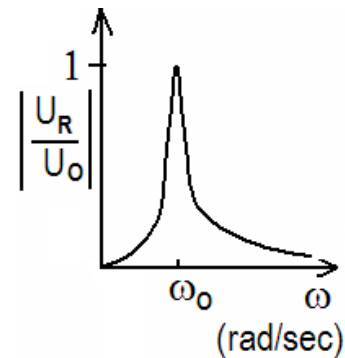
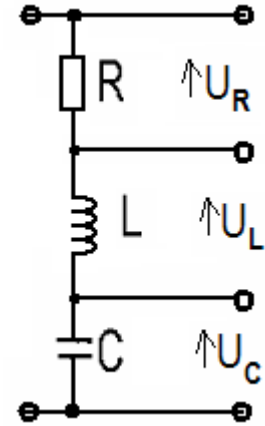
$$L\omega_{3\text{dB}}^2 \mp R\omega_{3\text{dB}} - \frac{1}{C} = 0$$

$$\omega_{3\text{dB}_1} = \frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 + \frac{1}{LC}} \quad \omega_{3\text{dB}_2} = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 + \frac{1}{LC}} \quad \Delta\omega_{3\text{dB}} = \frac{R}{L}$$

Zatem $Q = \omega_{\text{rez}}L/R$. Dodajmy, że w elektronice poza dobrocią układów rezonansowych mówi się o dobroci innych układów czy elementów. Przykładowo dobroć cewki zdefiniowana jest jako stosunek: $\omega L/R$ (gdzie L-indukcyjność cewki, R oporność cewki).

Traktując kondensator jako równoległe połączenie idealnej pojemności i rezystancji R (reprezentującej straty dielektryczne) definiujemy dobroć kondensatora jako stosunek prądów $I_C/I_R = (U/X_C)/(U/R) = R/X_C = \omega CR$.

Wynika z tego, że układy o dużej dobroci to takie, które „marnotrawią” mało energii na straty w rezystancjach przewodów cewki i rezystora R.



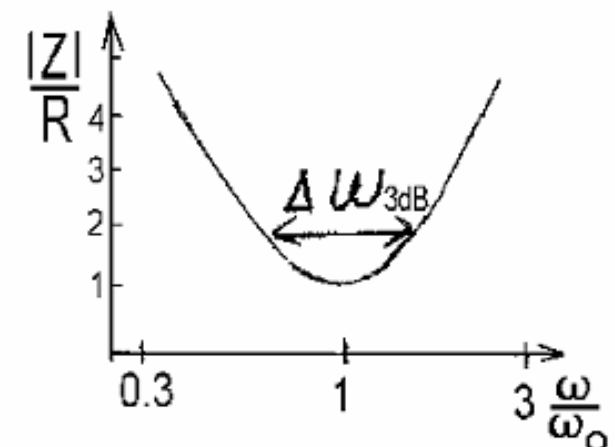
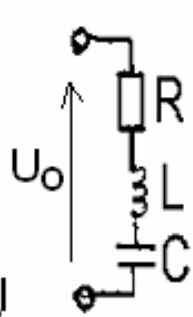
Duża wartość Q oznacza: długi czas zaniku drgań, małe tłumienie czyli małe tempo tracenia zgromadzonej energii, wąski i wysoki wierzchołek na krzywej obrazującej zależność "odpowiedzi" układu od częstotliwości sygnału wzbudzającego.

$Q = f_r / \Delta f_{3dB} = \omega_r / \Delta \omega_{3dB}$ W elektronice ten bezwymiarowy parametr może określać zdolność obwodu do gromadzenia energii

Dla szeregowego układu RLC $\omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$$Q = IU_C / IU_O = IU_L / IU_O =$$

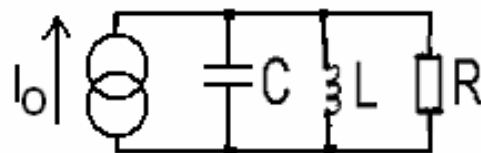
$$= \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \begin{array}{l} \text{gdz } Q \gg 1 \\ \text{to w rezonansie} \\ IU_C = IU_L \gg IU_O = IU_R \end{array}$$



Dla równoległego układu RLC

admitancja $Y = Y_R + Y_L + Y_C =$

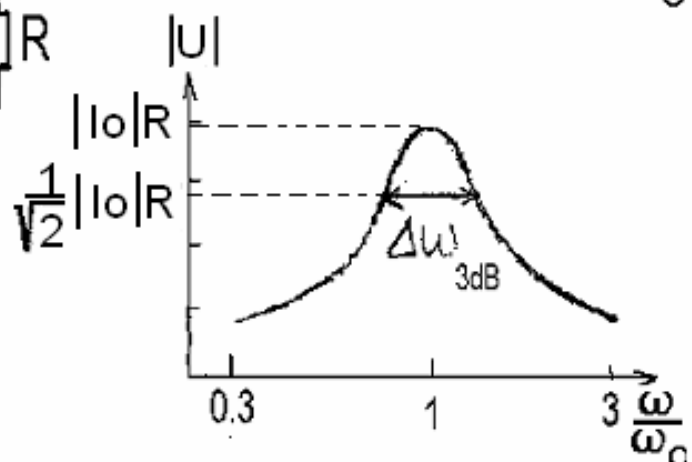
$$\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$



Energia zgromadzona (w L i C) wynosi $\frac{1}{2} CU^2 = \frac{1}{2} C |RI|^2$

$$Q = 2\pi \frac{\text{En. zmag. w rez.}}{\text{En. tracona w 1 cyklu}} =$$

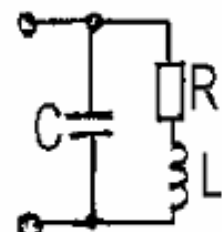
$$\frac{2\pi \frac{1}{2} C |RI|^2}{\frac{1}{2} R |I|^2 T} = \frac{2\pi \frac{1}{2} C |RI|^2}{\frac{1}{2} R |I|^2 \frac{2\pi}{\omega_r}} = \frac{RC}{\sqrt{LC}} = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$



Dla typowego układu równoległego

w rezonansie $|I_{LR}| \approx |I_C| \gg |I_0|$

$$Q \approx \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$



Oscylatory (generatory)

Najogólniej generatory to układy przetwarzające energię. Nawet przy naturalnym przepływie energii często dochodzi do generowania rozmaitych przebiegów i zjawisk (np. fala akustyczna przy wodospadzie, rozmaite zjawiska przyrodnicze, liczne zabawki – zwłaszcza te demonstrujące rzekome perpetuum mobile).

W elektronice generatory nazywane są oscylatorami i wytwarzają określone przebiegi elektryczne.

Wzmacniacze z dodatnim sprzężeniem zwrotnym są w elektronice podstawowym typem oscylatorów (jak dotąd). Stosowane są również (choć rzadziej) tzw. generatory relaksacyjne, generatory samodławne oraz generatory z elementem o ujemnej rezystancji dynamicznej odtłumiającym obwody rezonansowe.

Zastosowania generatorów są bardzo szerokie i bardzo częste. Ich rolą jest nie tylko generowanie określonych przebiegów napięcia ale też bardzo często stanowią sobą układy odmierzające czas. Generator jako źródło sygnału okresowego jest podstawowym elementem praktycznie wszystkich urządzeń cyfrowych (tzw. zegary). Generatory są stosowane w multimetrach cyfrowych, oscyloskopach, cyfrowych układach pomiarowych, sprzęcie audio-wideo, komputerach, peryferyjnych układach komputerowych (drukarki, terminale itp.) i wielu innych.

Generator jako wzmacniacz z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

Wielkości K_U (wzmocnienia) i β (współczynnik sprzężenia zwrotnego), opisujące działanie wzmacniacza i obwodu sprzężenia zwrotnego są oczywiście funkcjami zespolonymi zależnymi od częstotliwości ω . Warunkiem podtrzymywania oscylacji jest, aby mianownik wyrażenia:

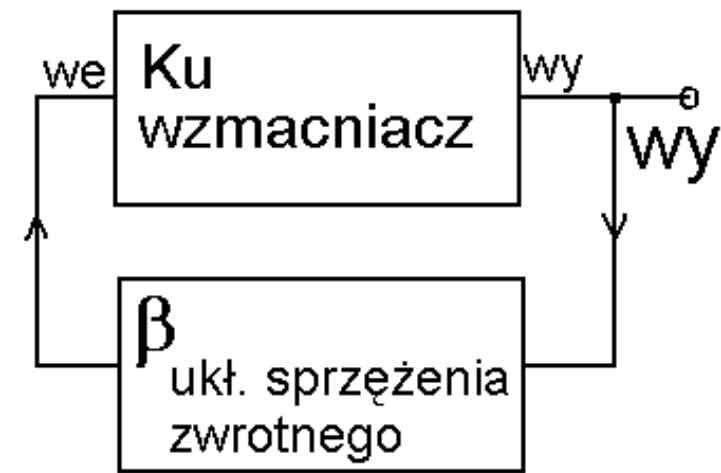
wynosił „0”, tj. aby $1 - \beta K_U = 0$, czyli

$$\beta K_U = \beta e^{j\varphi} k_U e^{j\psi} = \beta k_U e^{j(\varphi+\psi)} = 1$$

co daje warunek amplitudy: $|\beta K_U| = \beta k_U = 1$

i warunek fazy: $\varphi + \psi = n2\pi$

Zatem: $\text{Re}(\beta K_U) = 1$ i $\text{Im}(\beta K_U) = 0$

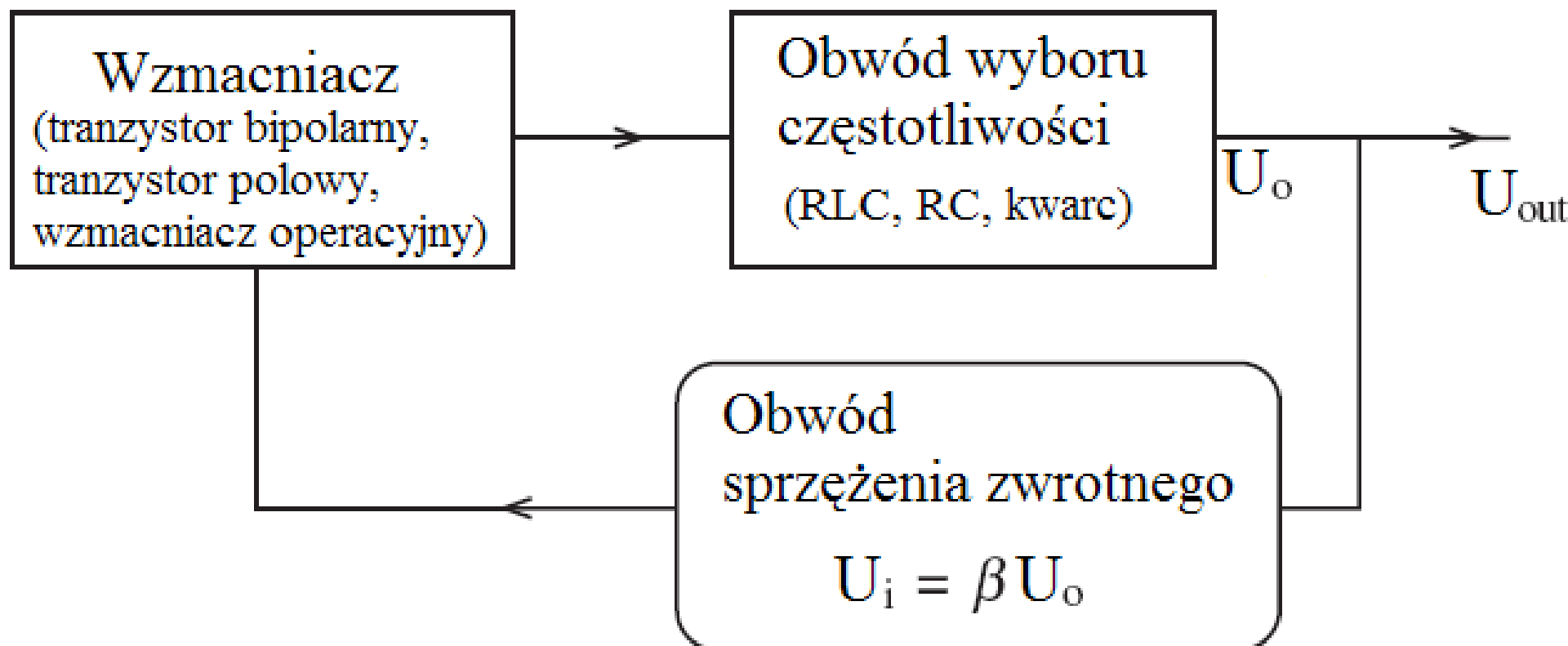


$$K_{UW} = \frac{K_U}{1 - \beta K_U}$$

Gdy włączamy zasilanie to w pierwszej chwili mamy szum i stan nieustalony. Ale ta składowa „szumu”, której częstotliwość spełnia warunek fazy szybko rośnie aż osiągnie warunek amplitudy. Ograniczenie dalszego wzrostu amplitudy wynika z osłabienia wartości K_U wzmacniacza dla

Ogólna zasada działania oscylatora

$$K_{UW} = \frac{K_U}{1 - \beta K_U}$$

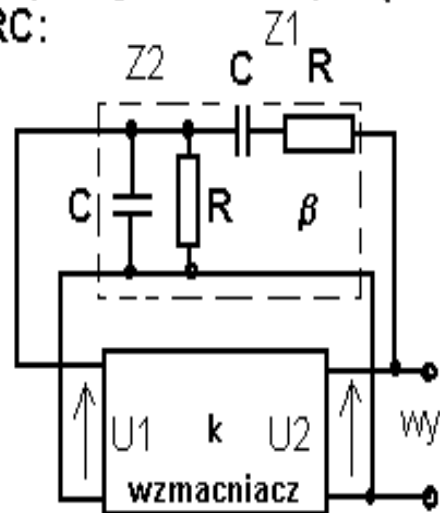


Przykład: Zakładając, że wsp. wzmacnienia napięciowego k jest liczbą rzeczywistą (małe częstotliwości) obliczyć częstotliwość i współczynnik k generatora RC generującego przebieg sinusoidalny. ($k = \frac{U_2}{U_1}$ mówi co wzmacniacz robi z U_1)

Rozw. Dla sinusoidy iloczyn $k\beta = 1$ (dla iloczynu mniejszego od 1 mamy brak oscylacji a dla większego od 1 mamy większą i zniekształconą amplitudę). Wartość wsp. sprzężenia zwrotnego β określa dzielnik napięcia **RC**:

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I Z_2}{I(Z_1 + Z_2)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}} = \frac{\frac{R}{1 + j\omega CR}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1 + j\omega CR}}$$

$$= \frac{R}{(R + \frac{1}{j\omega C})(1 + j\omega CR) + R}$$



$$k\beta = 1 \rightarrow \frac{kR}{(R + \frac{1}{j\omega C})(1 + j\omega CR) + R} = 1 \rightarrow kR = R + j\omega CR^2 + \frac{1}{j\omega C} + R + R \rightarrow$$

$$kR = 3R + j(\omega CR^2 - \frac{1}{\omega C})$$

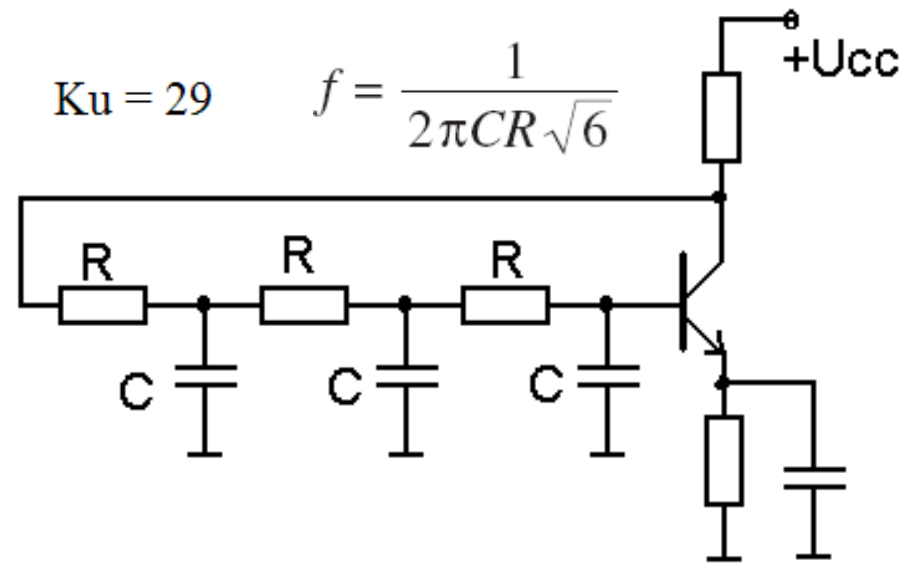
Dwie liczby zesp. są równe gdy ich składowe są identyczne. \rightarrow

$$kR = 3R \rightarrow k = 3$$

$$0 = \omega CR^2 - \frac{1}{\omega C} \rightarrow \omega^2 = \frac{1}{R^2 C^2} \rightarrow \omega = \frac{1}{RC}$$

Generator drabinkowy

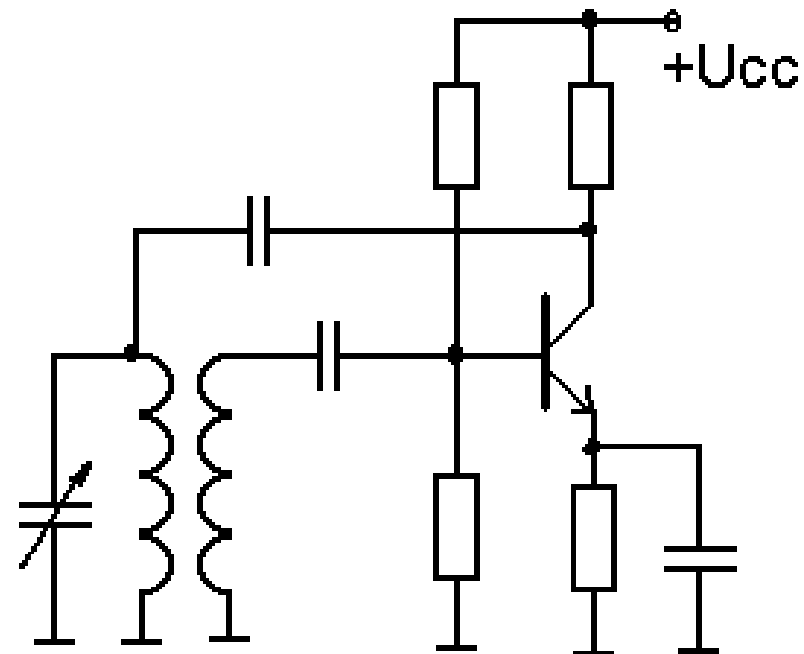
Jest to generator z trzystopniowym przesuwaniem fazy. Przesuwanie fazy sygnału z kolektora o 180° (przed podaniem go na bazę) odbywa się na trzech stopniach RC.



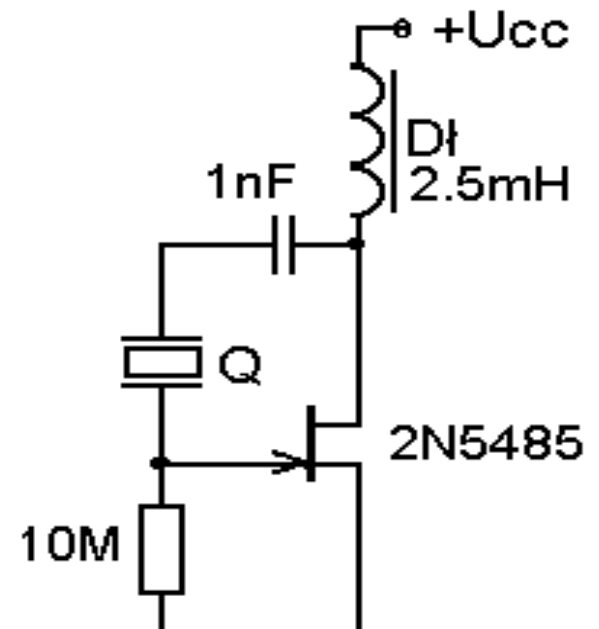
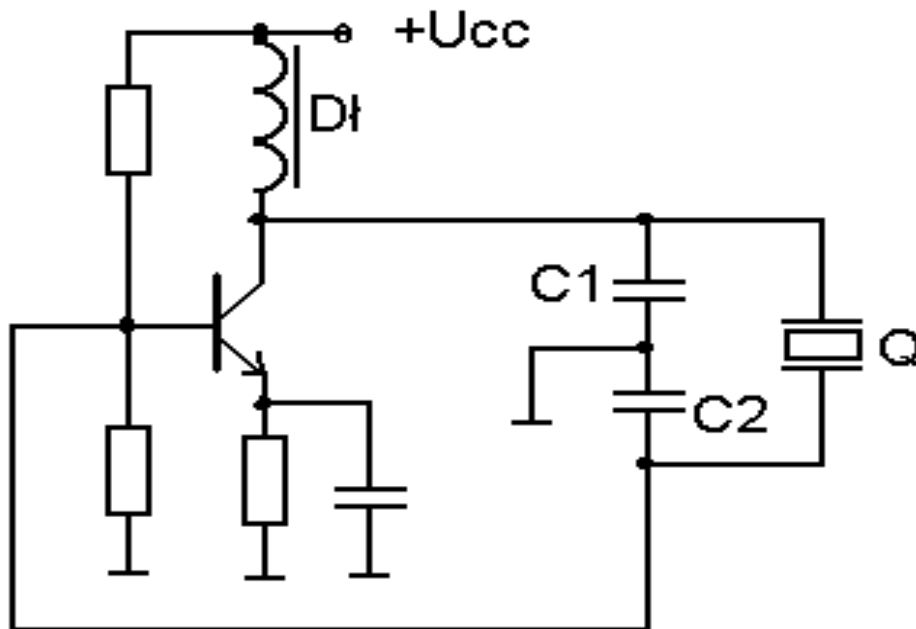
Generator Meissnera

W generatorze Meissnera dodatnie sprzężenie zwrotne realizowane jest za pomocą transformatora.

Przykład generatora z obwodem rezonansowym w obwodzie kolektora.



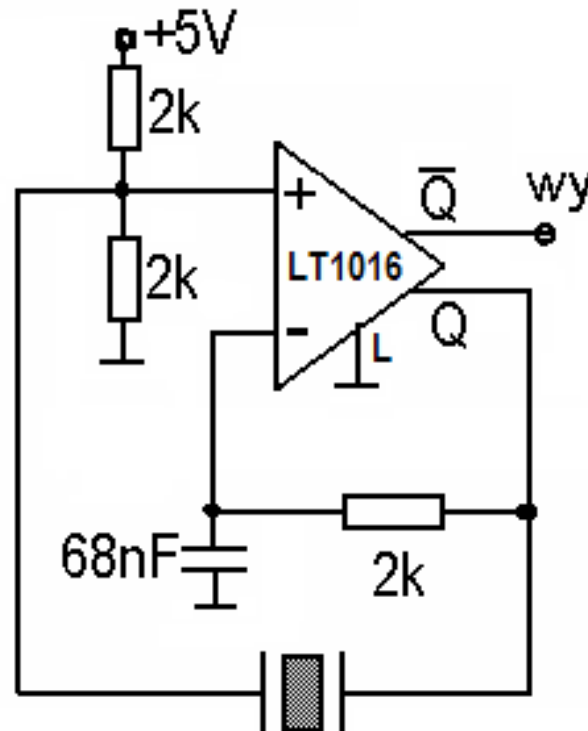
Generatory kwarcowe. Piezoelektryczny odpowiednio wycięty i wyszlifowany kryształ kwarcu (SiO_2) jako rezonator wykazuje bardzo dużą dobroć (10^6) i wyjątkową stabilność częstotliwości. Typowa niestabość częstotliwości jest rzędu 10^{-7} , a w specjalnych rozwiązaniach bywa lepsza niż 10^{-11} . Dla porównania warto podać, iż niestabość częstotliwości generatorów typu LC sięga zaledwie 10^{-4} . Na rys. mamy generatory: Colpittsa i Pirce'a. W gen. Colpittsa dodatnie sprzężenie zwrotne realizowane jest za pomocą podzielonej pojemności w obwodzie rezonansowym. Ważne zastosowania to „zegary” w układach cyfrowych.



Generatory kwarcowe jako sensory do monitorowania zmian ilości substancji osadzanych na powierzchni kryształu poprzez pomiar zmiany jego częstotliwości rezonansowej.

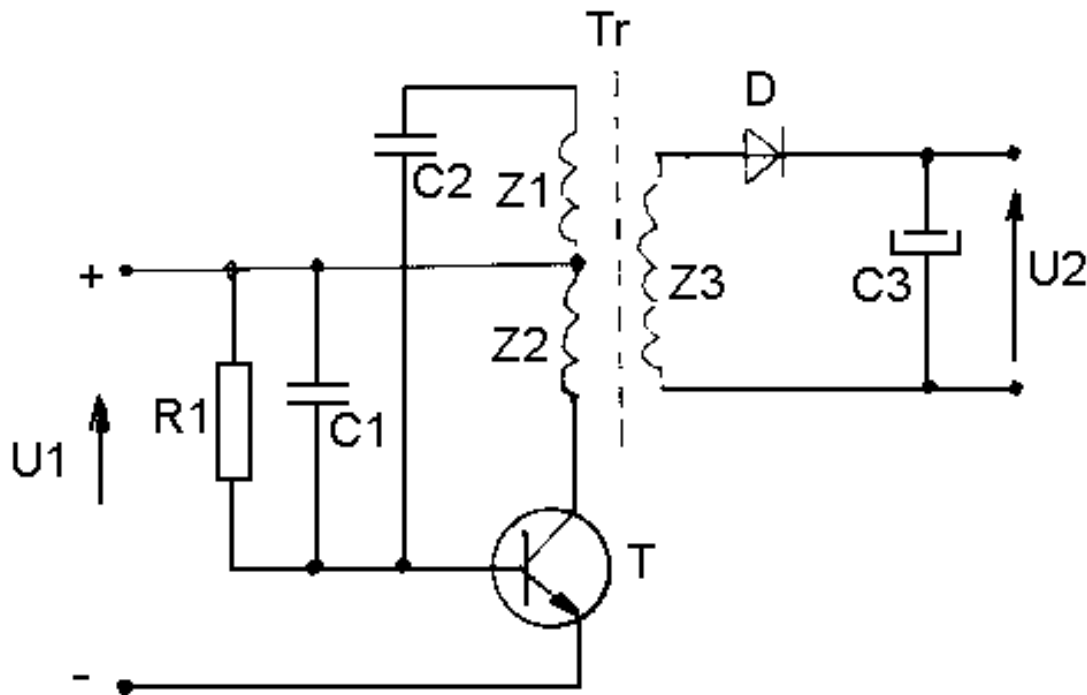
Bardzo praktyczny związek: $\Delta m/m = c \times \Delta f/f$ czyli $\Delta m = c' \times \Delta f$ (c – stała, m – masa rezonatora kwarcowego, f – częstotliwość rezonansowa rezonatora kwarcowego) zachodzi dla $\Delta m/m \leq 0.01$ i przy stałej temperaturze.

Zasilanie +5V



Generator Hartleya w przetwornicy napięcia

W samym generatorze dodatnie sprzężenie zwrotne zrealizowane jest dzięki podziałowi indukcyjności ($Z1$ i $Z2$) w obwodzie rezonansowym. Transformator służy tu do przekazania wygenerowanego przebiegu o zwiększonej amplitudzie do układu prostownika.



Generator z mostkiem Wiena

Mostek jest równoległym połączeniem zwykle dwóch dzielników napięcia. (M.W. służył do pomiaru pojemności)

$$U_- = U_{wy} R_3 / (R_3 + R_4). \quad \mathbf{X}_1 = -j/\omega C_1, \quad \mathbf{X}_2 = -j/\omega C_2.$$

$$\mathbf{Z}_1 = R_1 \mathbf{X}_1 / (R_1 + \mathbf{X}_1), \quad \mathbf{Z}_2 = R_2 + \mathbf{X}_2,$$

$$U_+ = U_{wy} \mathbf{Z}_1 / (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2) - u$$

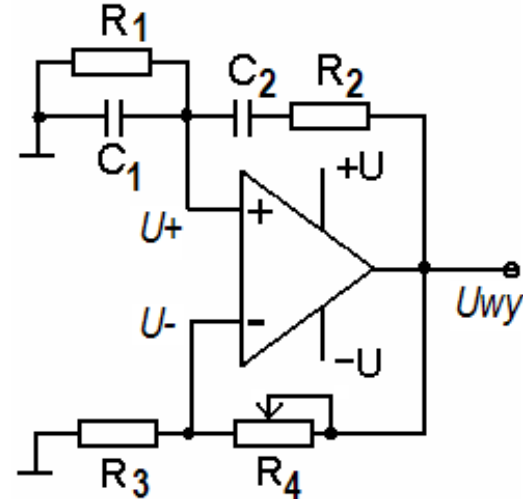
$$U_+ = U_{wy} [(R_1 \mathbf{X}_1) / (R_1 + \mathbf{X}_1)] / [R_1 \mathbf{X}_1 / (R_1 + \mathbf{X}_1) + R_2 + \mathbf{X}_2]$$

Warunek amplitudy: $U_+ > U_-$,

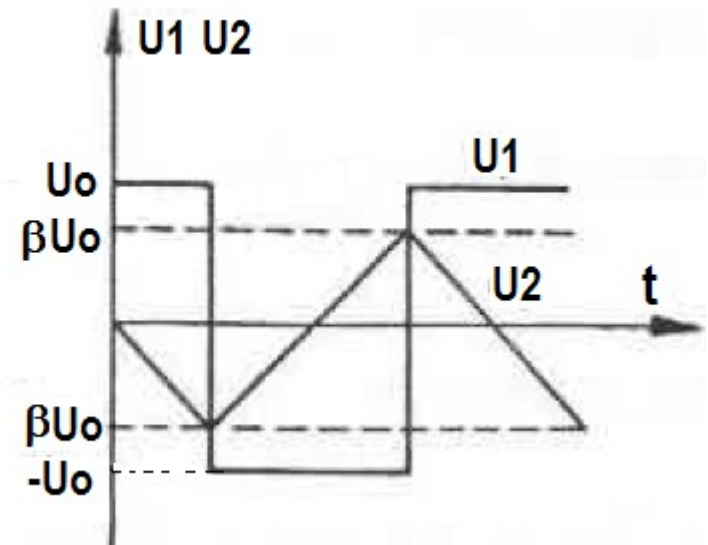
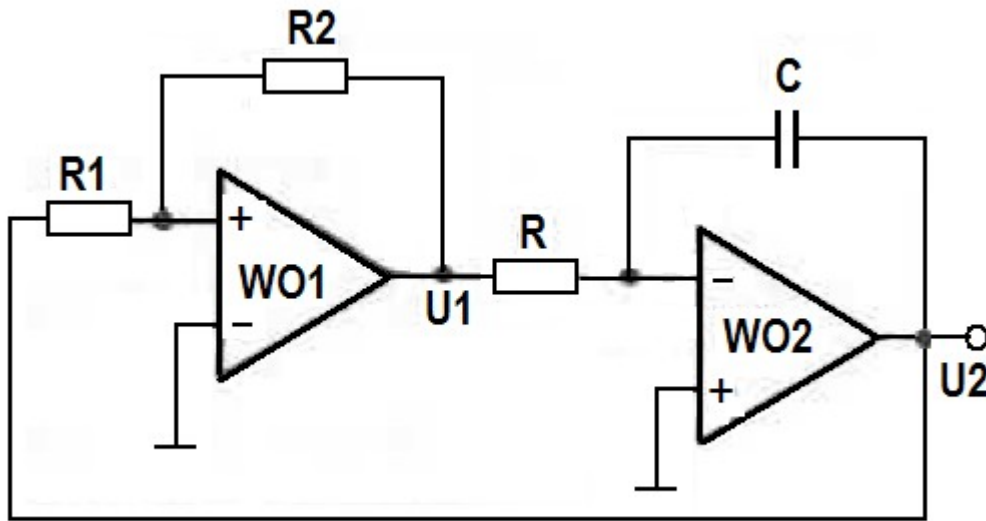
Warunek fazy: zgodność faz między U_{wy} i różnicą $U_+ - U_- = U_{wy} \mathbf{Z}_1 / (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2) - U_{wy} R_3 / (R_3 + R_4)$ będzie spełniona gdy $\mathbf{Z}_1 / (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2)$ będzie

$$\frac{\frac{R_1 \frac{-j}{\omega C_1}}{R_1 + \frac{-j}{\omega C_1}}}{\frac{R_1 \frac{-j}{\omega C_1}}{R_1 + \frac{-j}{\omega C_1}} + R_2 + \frac{-j}{\omega C_2}} = \frac{-j \frac{R_1}{\omega C_1}}{-j \frac{R_1}{\omega C_1} + (R_1 + \frac{-j}{\omega C_1})(R_2 + \frac{-j}{\omega C_2})} = \frac{-j \frac{R_1}{\omega C_1}}{-j(\frac{R_1}{\omega C_1} + \frac{R_2}{\omega C_1} + \frac{R_1}{\omega C_2}) + R_1 R_2 - \frac{1}{\omega C_1} \frac{1}{\omega C_2}}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{= 0}$



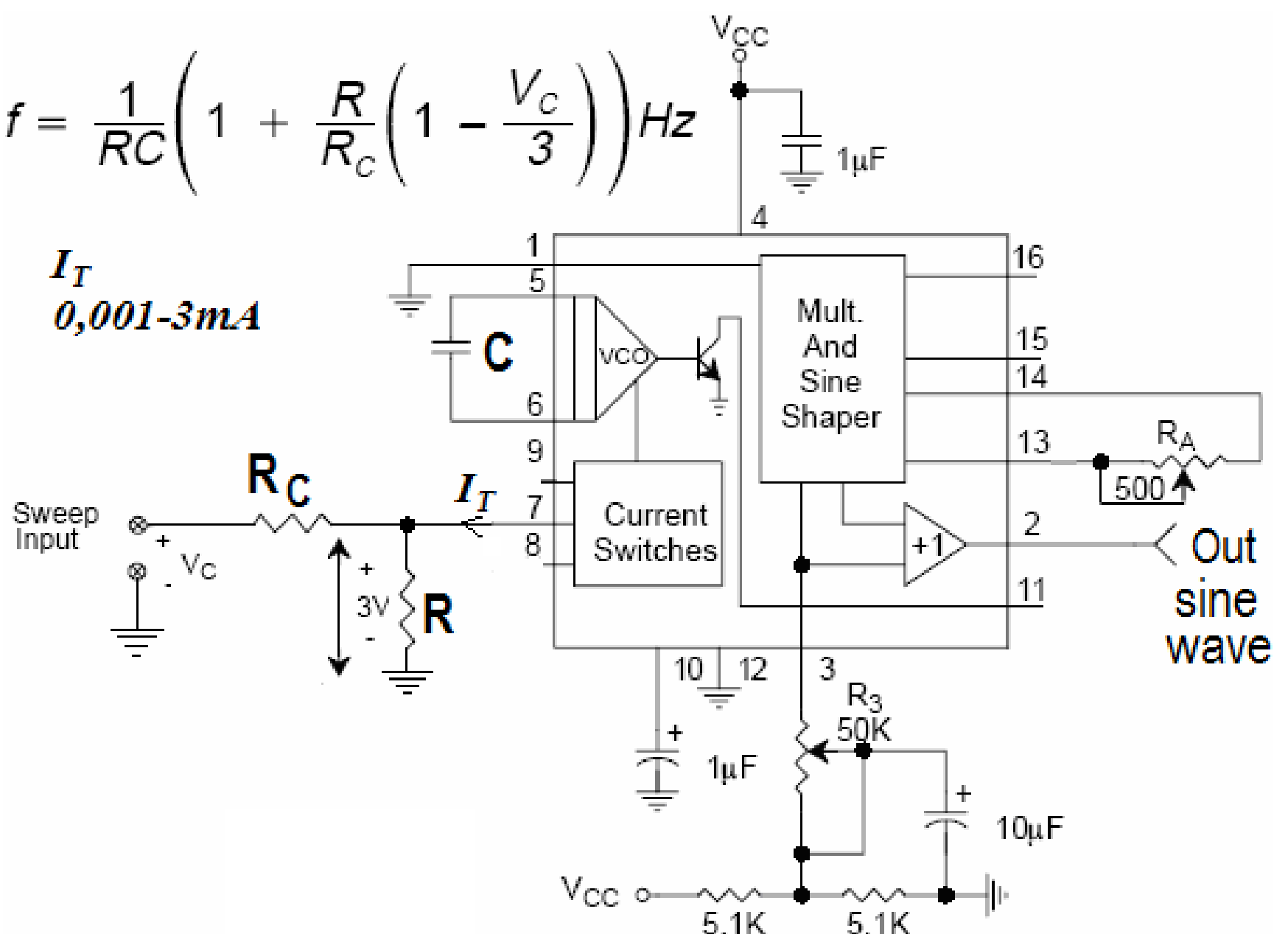
Generator przebiegu trójkątnego z integratorem na wzmacniaczu operacyjnym



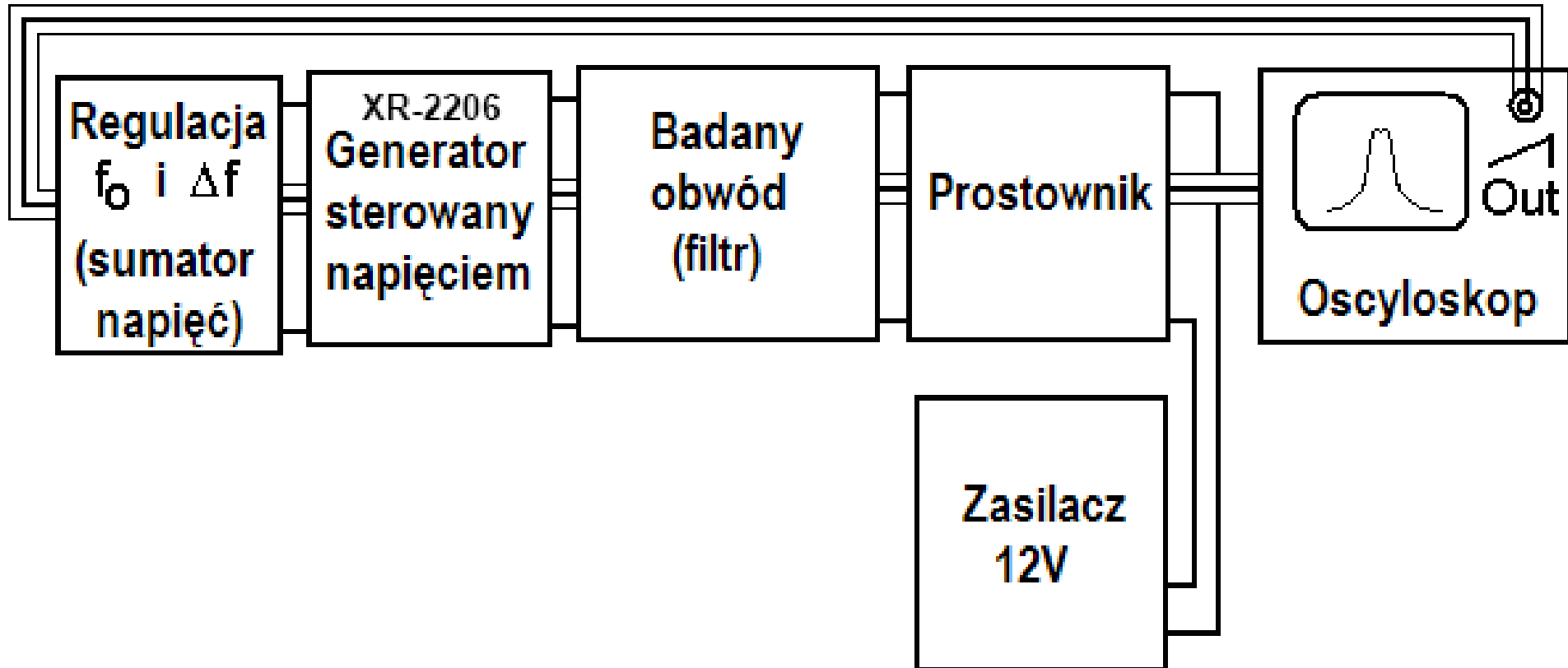
Generator sterowany napięciem (przykład z XR-2206)

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_c} \left(1 - \frac{V_c}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

I_T
0,001-3mA

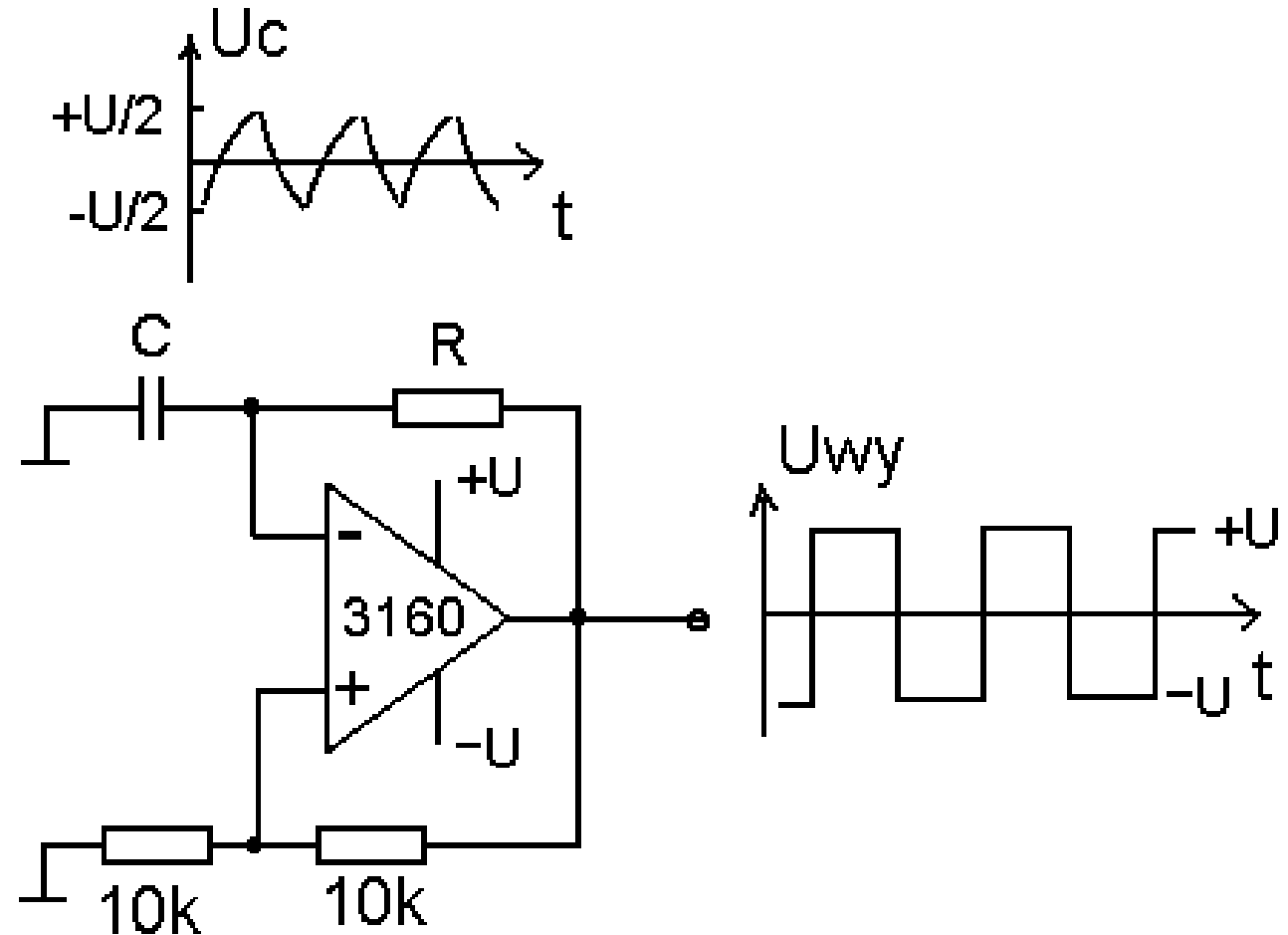


Wobulator Wobulator to generator o zmieniającej się w określony sposób częstotliwości, zwykle liniowo z czasem. Wobulatory służą do wyznaczania charakterystyk przenoszenia filtrów, wzmacniaczy i innych obwodów elektronicznych. Rysunek przedstawia schemat blokowy prostego wobulatora z generatorem sterowanym napięciem z podstawy czasu oscyloskopu:



Generator relaksacyjny ze wzmacniaczem operacyjnym

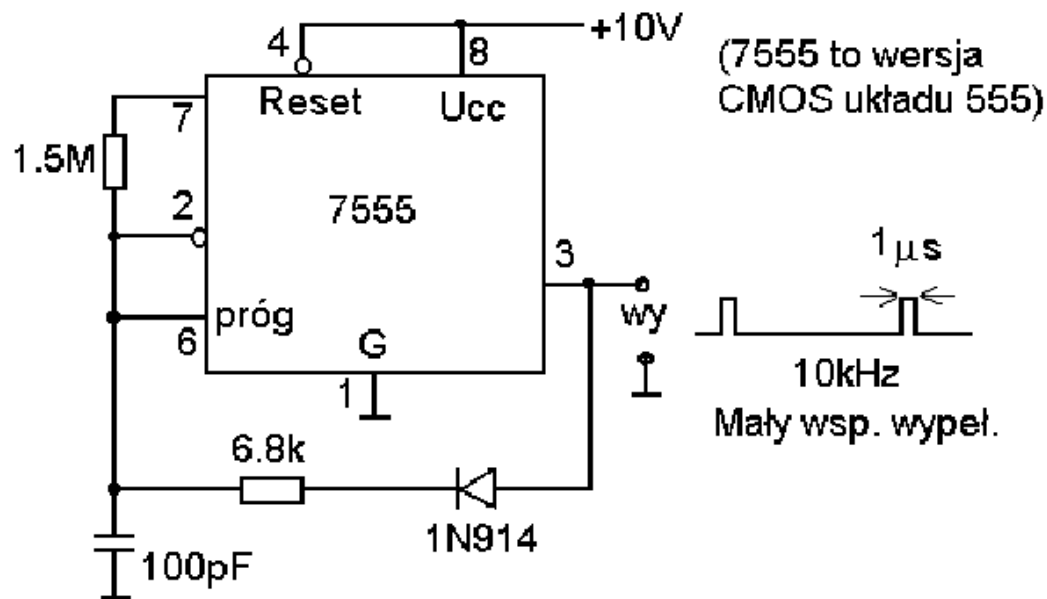
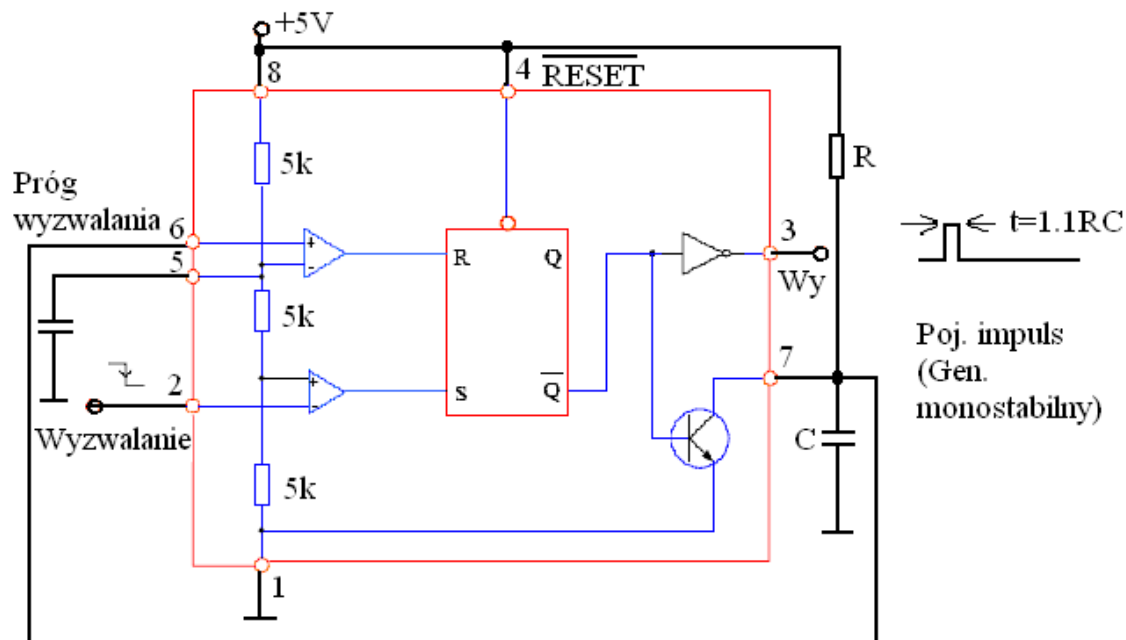
Kondensator C jest przeładowywany poprzez rezystor R . Na wyjściu mamy przeskoki potencjału między wartościami napięć zasilania $+U$ i $-U$. Przeskok następuje w chwili, gdy C osiąga połowę aktualnego napięcia wyjściowego (połowę bo dzielnik $10k$ i $10k$ tyle wymusza na wejściu $+$).



Układ czasowy 555

Jest najbardziej rozpowszechniony układem scalonym stosowanym do generacji fal prostokątnych, trójkątnych itp. Opublikowano liczne i rozmaite jego aplikacje.

Przykładowe aplikacje.



Generatory jako wzorce czasu i częstotliwości

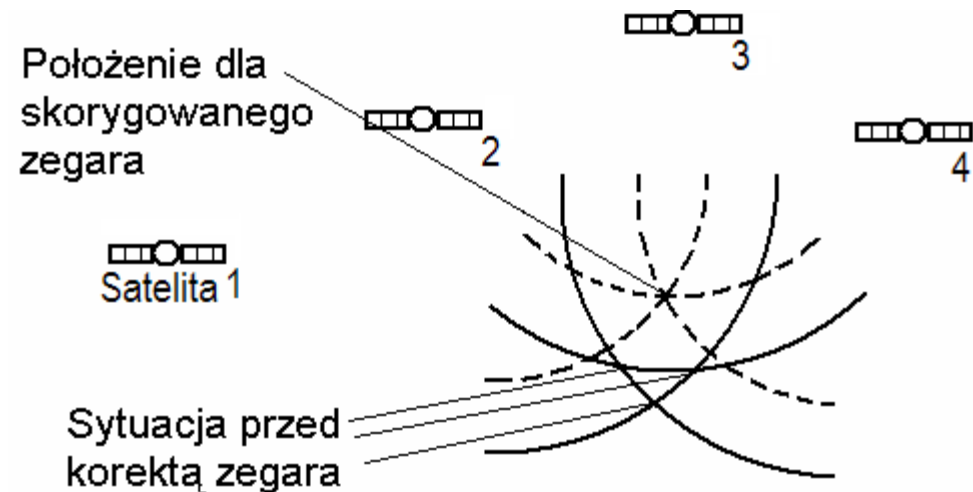
Każdy przyrząd pomiarowy wymaga kalibracji, w tym porównania z wzorcem jednostki pomiarowej i korekty. Obecnie (od roku 1967) najdoskonalszymi wzorcami sekundy i jej odwrotności czyli częstotliwości 1 Hz są **zegary atomowe**.

Fontannowy **atomowy zegar** cezowy NIST-F1 zapewnia precyzję 5×10^{-16} . Chmurka atomów cezu ochłodzona laserami do temperatury około 10^{-6} K jest pchnięta (wiązką lasera) do góry aby przechodzić przez wnękę rezonatora mikrofalowego 2 razy. Raz wznosząc się do góry z prędkością kilka cm/s i drugi raz przy grawitacyjnym spadku (jak fontanna). Mała prędkość i wielokrotne przebywanie w rezonatorze trwające całe sekundy pozwala na precyzyjne dostrojenie wnęki mikrofalowej do naturalnej częstotliwości rezonansowej atomów cezu 9 192 631 777 Hz. Dostrojenie obserwowane jest przez detekcję fluorescencji atomów. **Zastosowanie:** GPS (Global Positioning System), nawigacja, stacje nadawcze, radioastronomia.

Lokalizacja przy pomocy GPS

W dużym uproszczeniu każdy satelita tego systemu, z precyzją pokładowego zegara atomowego, ciągle wysyła sygnały zawierające informację o swojej pozycji i czasie wysłania danego sygnału oraz informację o pozostałych satelitach systemu (ich pozycjach). Odbiornik GPS porównując czas otrzymania sygnału z czasem jego wysłania oblicza odległość do danego satelity. Analizując odległości do minimum czterech satelitów odbiornik GPS jest w stanie określić swoją pozycję trójwymiarowo i czas. Z ciągłego powtarzania takiego wyznaczania pozycji GPS określa szybkość i kierunek przemieszczania się.

Odbiorniki GPS posiadają zegary kwarcowe, których niedokładność można korygować dzięki analizie opóźnień sygnałów z trzech satelitów.



10kHz to 10MHz, Low Power Crystal Oscillator

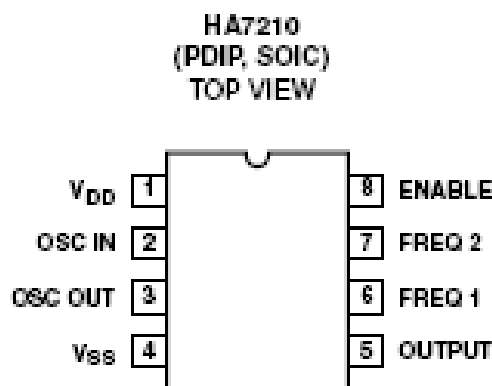
The HA7210 is a very low power crystal-controlled oscillators that can be externally programmed to operate between 10kHz and 10MHz. For normal operation it requires only the addition of a crystal. The part exhibits very high stability over a wide operating voltage and temperature range.

The HA7210 also features a disable mode that switches the output to a high impedance state. This feature is useful for minimizing power dissipation during standby and when multiple oscillator circuits are employed.

Ordering Information

PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
HA7210IP	-40 to 85	8 Ld PDIP	E8.3
HA7210IB (H7210I)	-40 to 85	8 Ld SOIC	M8.15
HA7210Y	-40 to 85	DIE	

Pinout



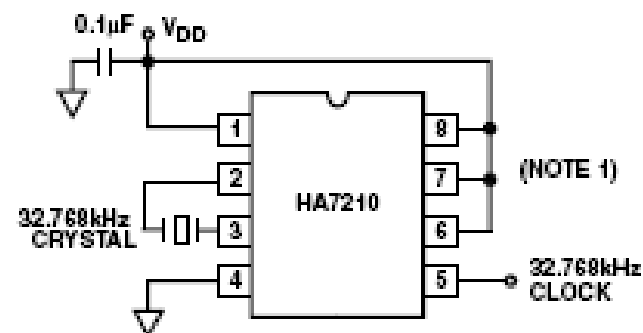
Features

- Single Supply Operation at 32kHz 2V to 7V
- Operating Frequency Range 10kHz to 10MHz
- Supply Current at 32kHz 5µA
- Supply Current at 1MHz 130µA
- Drives 2 CMOS Loads
- Only Requires an External Crystal for Operation

Applications

- Battery Powered Circuits
- Remote Metering
- Embedded Microprocessors
- Palm Top/Notebook PC
- Related Literature
 - AN9334, Improving HA7210 Start-Up Time

Typical Application Circuit

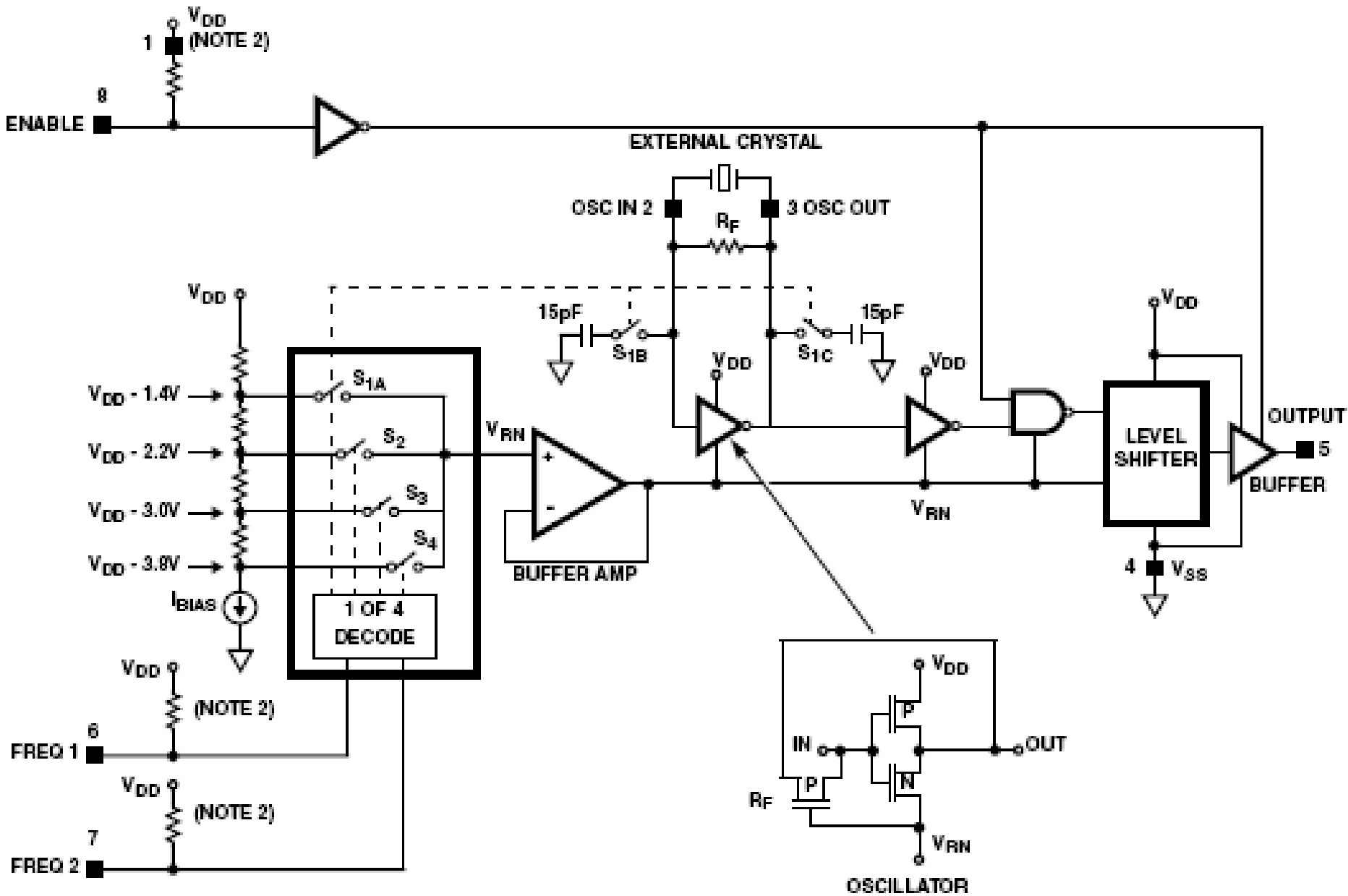


32.768kHz MICROPOWER CLOCK OSCILLATOR

NOTE:

1. Internal pull-up resistors provided on EN, FREQ1, and FREQ2 inputs.

Simplified Block Diagram



FREQUENCY SELECTION TRUTH TABLE

ENABLE	FREQ 1	FREQ 2	SWITCH	OUTPUT RANGE
1	1	1	S _{1A} , S _{1B} , S _{1C}	10kHz - 100kHz
1	1	0	S ₂	100kHz - 1MHz
1	0	1	S ₃	1MHz - 5MHz
1	0	0	S ₄	5MHz - 10MHz+
0	X	X	X	High Impedance

NOTE:

- Logic input pull-up resistors are constant current source of 0.4μA.

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage 10V
 Voltage (Any Pin) V_{SS} -0.3V to V_{DD} +0.3V
 ESD Rating
 Human Body Model (Per MIL-STD-883 Method 3015.7) . . . 4000V

Operating Conditions

Temperature Range (Note 3) -40°C to 85°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

- This product is production tested at 25°C only.
- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PCB board in free air.

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 4) θ_{JA} (°C/W)
 PDIP Package 125
 SOIC Package 170
 Maximum Junction Temperature (Plastic Package) 150°C
 Maximum Storage Temperature Range -65°C to 150°C
 Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) 300°C
 (SOIC - Lead Tips Only)

Electrical Specifications $V_{SS} = \text{GND}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$V_{DD} = 5\text{V}$			$V_{DD} = 3\text{V}$			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{DD} Supply Range	$f_{OSC} = 32\text{kHz}$	2	5	7	-	-	-	V
I_{DD} Supply Current	$f_{OSC} = 32\text{kHz}$, EN = 0 (Standby)	-	5.0	9.0	-	-	-	μA
	$f_{OSC} = 32\text{kHz}$, $C_L = 10\text{pF}$ (Note 5), EN = 1, Freq1 = 1, Freq2 = 1	-	5.2	10.2	-	3.6	6.1	μA
	$f_{OSC} = 32\text{kHz}$, $C_L = 40\text{pF}$, EN = 1, Freq1 = 1, Freq2 = 1	-	10	15	-	6.5	9	μA
	$f_{OSC} = 1\text{MHz}$, $C_L = 10\text{pF}$ (Note 5), EN = 1, Freq1 = 0, Freq2 = 1	-	130	200	-	90	180	μA
	$f_{OSC} = 1\text{MHz}$, $C_L = 40\text{pF}$, EN = 1, Freq1 = 0, Freq2 = 1	-	270	350	-	180	270	μA
V_{OH} Output High Voltage	$I_{OUT} = -1\text{mA}$	4.0	4.9	-	-	2.8	-	V
V_{OL} Output Low Voltage	$I_{OUT} = 1\text{mA}$	-	0.07	0.4	-	0.1	-	V
I_{OH} Output High Current	$V_{OUT} \geq 4\text{V}$	-	-10	-5	-	-	-	mA
I_{OL} Output Low Current	$V_{OUT} \leq 0.4\text{V}$	5.0	10.0	-	-	-	-	mA
Three-State Leakage Current	$V_{OUT} = 0\text{V}$, 5V , $T_A = 25^\circ\text{C}$, -40°C	-	0.1	-	-	-	-	nA
	$V_{OUT} = 0\text{V}$, 5V , $T_A = 85^\circ\text{C}$	-	10	-	-	-	-	nA
I_{IN} Enable, Freq1, Freq2 Input Current	$V_{IN} = V_{SS}$ to V_{DD}	-	0.4	1.0	-	-	-	μA
V_{IH} Input High Voltage Enable, Freq1, Freq2		2.0	-	-	-	-	-	V
V_{IL} Input Low Voltage Enable, Freq1, Freq2		-	-	0.8	-	-	-	V
Enable Time	$C_L = 18\text{pF}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$	-	800	-	-	-	-	ns
Disable Time	$C_L = 18\text{pF}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$	-	90	-	-	-	-	ns
t_r Output Rise Time	10% - 90%, $f_{OSC} = 32\text{kHz}$, $C_L = 40\text{pF}$	-	12	25	-	12	-	ns
t_f Output Fall Time	10% - 90%, $f_{OSC} = 32\text{kHz}$, $C_L = 40\text{pF}$	-	12	25	-	14	-	ns
Duty Cycle, Packaged Part Only (Note 6)	$C_L = 40\text{pF}$, $f_{OSC} = 1\text{MHz}$	40	54	60	-	-	-	%
Duty Cycle, (See Typical Curves)	$C_L = 40\text{pF}$, $f_{OSC} = 32\text{kHz}$	-	41	-	-	44	-	%
Frequency Stability vs Supply Voltage	$f_{OSC} = 32\text{kHz}$, $V_{DD} = 5\text{V}$, $C_L = 10\text{pF}$	-	1	-	-	-	-	ppm/V
Frequency Stability vs Temperature	$f_{OSC} = 32\text{kHz}$, $V_{DD} = 5\text{V}$, $C_L = 10\text{pF}$	-	0.1	-	-	-	-	ppm/ $^\circ\text{C}$
Frequency Stability vs Load	$f_{OSC} = 32\text{kHz}$, $V_{DD} = 5\text{V}$, $C_L = 10\text{pF}$	-	0.01	-	-	-	-	ppm/pF

NOTES:

- Calculated using the equation $I_{DD} = I_{DD}(\text{No Load}) + (V_{DD})(f_{OSC})(C_L)$
- Duty cycle will vary with supply voltage, oscillation frequency, and parasitic capacitance on the crystal pins.

Test Circuit

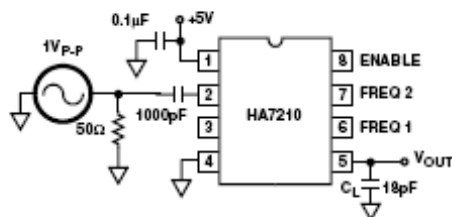


FIGURE 1.

In production the HA7210 is tested with a 32kHz and a 1MHz crystal. However for characterization purposes data was taken using a sinewave generator as the frequency determining element, as shown in Figure 1. The 1Vp.p input is a smaller amplitude than what a typical crystal would generate so the transitions are slower. In general the Generator data will show a "worst case" number for I_{DD} , duty cycle, and rise/fall time. The Generator test method is useful for testing a variety of frequencies quickly and provides curves which can be used for understanding performance trends. Data for the HA7210 using crystals has also been taken. This data has been overlaid onto the generator data to provide a reference for comparison.

Application Information

Theory Of Operation

The HA7210 is a Pierce Oscillator optimized for low power consumption, requiring no external components except for a bypass capacitor and a Parallel Mode Crystal. The Simplified Block Diagram shows the Crystal attached to pins 2 and 3, the Oscillator input and output. The crystal drive circuitry is detailed showing the simple CMOS inverter stage and the P-channel device being used as biasing resistor R_F . The inverter will operate mostly in its linear region increasing the amplitude of the oscillation until limited by its transconductance and voltage rails, V_{DD} and V_{RN} . The inverter is self biasing using R_F to center the oscillating waveform at the input threshold. Do not interfere with this bias function with external loads or excessive leakage on pin 2. Nominal value for R_F is 17M Ω in the lowest frequency range to 7M Ω in the highest frequency range.

The HA7210 optimizes its power for 4 frequency ranges selected by digital inputs Freq1 and Freq2 as shown in the Block Diagram. Internal pull up resistors (constant current 0.4 μ A) on Enable, Freq1 and Freq2 allow the user simply to leave one or all digital inputs not connected for a corresponding "1" state. All digital inputs may be left open for 10kHz to 100kHz operation.

A current source develops 4 selectable reference voltages through series resistors. The selected voltage, V_{RN} , is buffered and used as the negative supply rail for the oscillator section of the circuit. The use of a current source in the reference string allows for wide supply variation with minimal effect on performance. The reduced operating

voltage of the oscillator section reduces power consumption and limits transconductance and bandwidth to the frequency range selected. For frequencies at the edge of a range, the higher range may provide better performance.

The OSC OUT waveform on pin 3 is squared up through a series of inverters to the output drive stage. The Enable function is implemented with a NAND gate in the inverter string, gating the signal to the level shifter and output stage. Also during Disable the output is set to a high impedance state useful for minimizing power during standby and when multiple oscillators are OR'ed to a single node.

Design Considerations

The low power CMOS transistors are designed to consume power mostly during transitions. Keeping these transitions short requires a good decoupling capacitor as close as possible to the supply pins 1 and 4. A ceramic 0.1 μ F is recommended. Additional supply decoupling on the circuit board with 1 μ F to 10 μ F will further reduce overshoot, ringing and power consumption. The HA7210, when compared to a crystal and inverter alone, will speed clock transition times, reducing power consumption of all CMOS circuitry run from that clock.

Power consumption may be further reduced by minimizing the capacitance on moving nodes. The majority of the power will be used in the output stage driving the load. Minimizing the load and parasitic capacitance on the output, pin 5, will play the major role in minimizing supply current. A secondary source of wasted supply current is parasitic or crystal load capacitance on pins 2 and 3. The HA7210 is designed to work with most available crystals in its frequency range with no external components required. Two 15pF capacitors are internally switched onto crystal pins 2 and 3 on the HA7210 to compensate the oscillator in the 10kHz to 100kHz frequency range.

The supply current of the HA7210 may be approximately calculated from the equation:

$$I_{DD} = I_{DD}(\text{Disabled}) + V_{DD} \times f_{OSC} \times C_L \text{ where:}$$

- I_{DD} = Total supply current
- V_{DD} = Total voltage from V_{DD} (pin 1) to V_{SS} (pin 4)
- f_{OSC} = Frequency of Oscillation
- C_L = Output (pin 5) load capacitance

EXAMPLE #1:

$$V_{DD} = 5V, f_{OSC} = 100\text{kHz}, C_L = 30\text{pF}$$
$$I_{DD}(\text{Disabled}) = 4.5\mu\text{A} \text{ (Figure 10)}$$
$$I_{DD} = 4.5\mu\text{A} + (5V)(100\text{kHz})(30\text{pF}) = 19.5\mu\text{A}$$
$$\text{Measured } I_{DD} = 20.3\mu\text{A}$$

EXAMPLE #2:

$$V_{DD} = 5V, f_{OSC} = 5\text{MHz}, C_L = 30\text{pF}$$
$$I_{DD}(\text{Disabled}) = 75\mu\text{A} \text{ (Figure 9)}$$
$$I_{DD} = 75\mu\text{A} + (5V)(5\text{MHz})(30\text{pF}) = 825\mu\text{A}$$
$$\text{Measured } I_{DD} = 809\mu\text{A}$$

Crystal Selection

For general purpose applications, a Parallel Mode Crystal is a good choice for use with the HA7210. However for applications where a precision frequency is required, the designer needs to consider other factors.

Crystals are available in two types or modes of oscillation, Series and Parallel. Series Mode crystals are manufactured to operate at a specified frequency with zero load capacitance and appear as a near resistive impedance when oscillating. Parallel Mode crystals are manufactured to operate with a specific capacitive load in series, causing the crystal to operate at a more inductive impedance to cancel the load capacitor. Loading a crystal with a different capacitance will "pull" the frequency off its value.

The HA7210 has 4 operating frequency ranges. The higher three ranges do not add any loading capacitance to the oscillator circuit. The lowest range, 10kHz to 100kHz, automatically switches in two 15pF capacitors onto OSC IN and OSC OUT to eliminate potential start-up problems. These capacitors create an effective crystal loading capacitor equal to the series combination of these two capacitors. For the HA7210 in the lowest range, the effective loading capacitance is 7.5pF. Therefore the choice for a crystal, in this range, should be a Parallel Mode crystal that requires a 7.5pF load.

frequency. In Method two these two goals can be at odds with each other; either the oscillator is trimmed to frequency by de-tuning the load circuit, or stability is increased at the expense of absolute frequency accuracy.

Method one allows these two conditions to be met independently. The two fixed capacitors, C_1 and C_2 , provide the optimum load to the oscillator and crystal. C_3 adjusts the frequency at which the circuit oscillates without appreciably changing the load (and thus the stability) of the system. Once a value for C_3 has been determined for the particular type of crystal being used, it could be replaced with a fixed capacitor. For the most precise control over oscillator frequency, C_3 should remain adjustable.

This three capacitor tuning method will be more accurate and stable than method two and is recommended for 32kHz tuning fork crystals; without it they may leap into an overtone mode when power is initially applied.

Method two has been used for many years and may be preferred in applications where cost or space is critical. Note that in both cases the crystal loading capacitors are connected between the oscillator and V_{DD} ; do not use V_{SS} as an AC ground. The Simplified Block Diagram shows that the oscillating inverter does not directly connect to V_{SS} but is referenced to V_{DD} and V_{RN} . Therefore V_{DD} is the best AC ground available.

In the higher 3 frequency ranges, the capacitance on OSC IN and OSC OUT will be determined by package and layout parasitics, typically 4 to 5pF. Ideally the choice for crystal should be a Parallel Mode set for 2.5pF load. A crystal manufactured for a different load will be "pulled" from its nominal frequency (see Crystal Pullability).

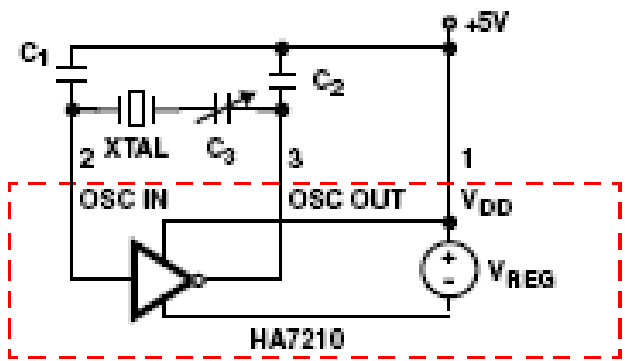


FIGURE 2.

Frequency Fine Tuning

Two Methods will be discussed for fine adjustment of the crystal frequency. The first and preferred method (Figure 2), provides better frequency accuracy and oscillator stability than method two (Figure 3). Method one also eliminates start-up problems sometimes encountered with 32kHz tuning fork crystals.

For best oscillator performance, two conditions must be met: the capacitive load must be matched to both the inverter and crystal to provide ideal conditions for oscillation, and the frequency of the oscillator must be adjustable to the desired

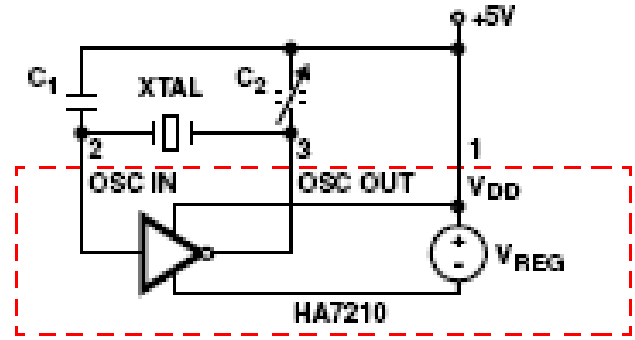


FIGURE 3.

Typical values of the capacitors in Figure 2 are shown below. Some trial and error may be required before the best combination is determined. The values listed are total capacitance including parasitic or other sources. Remember that in the 10kHz to 100kHz frequency range setting the HA7210 switches in two internal 15pF capacitors.

CRYSTAL FREQUENCY	LOAD CAPS C ₁ , C ₂	TRIMMER CAP C ₃
32kHz	33pF	5pF to 50pF
1MHz	33pF	5pF to 50pF
2MHz	25pF	5pF to 50pF
4MHz	22pF	5pF to 100pF

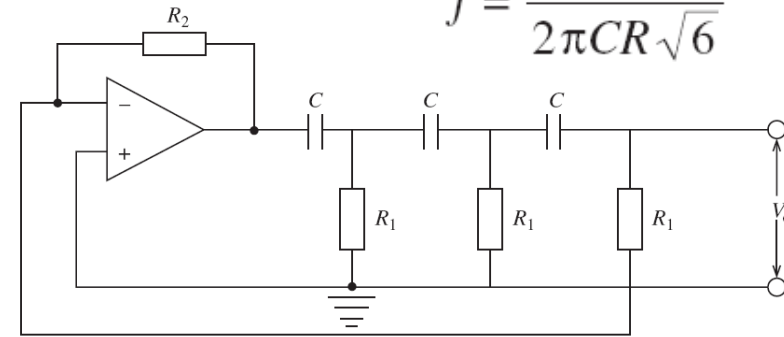
Przykład

Dobierz wartości R_1 , R_2 i C tak aby
Układ generował sygnał o częstotliwości 10 kHz.

Rozwiązanie.

Wskazówka: $K_u = 29$

$$f = \frac{1}{2\pi CR\sqrt{6}}$$



$$f = \frac{1}{2\pi CR_1\sqrt{6}}$$

Wyberzmy np.: $C = 22 \text{ nF}$.

$$R_1 = \frac{1}{2\pi Cf\sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi \times 22 \times 10^{-9} \times 10^4 \times \sqrt{6}} = 295.3 \text{ } \Omega$$

Ponieważ ta wartość jest krytyczna w tego typu oscylatorach należy zastosować potencjometr.

$$A = \frac{R_2}{R_1} = 29$$

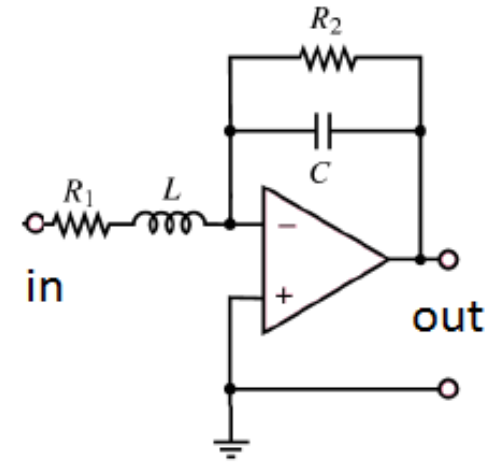
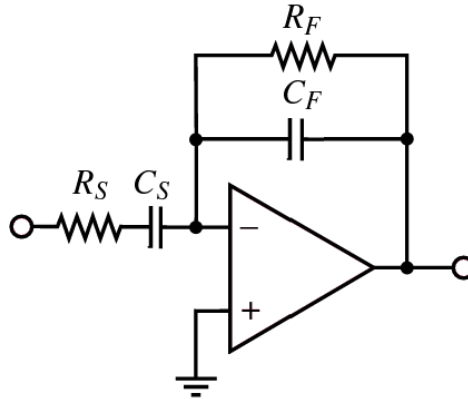
$$R_2 = AR_1 = 29 \times 295.3 = 8.56 \text{ k}\Omega$$

Wartość R należy wybrać odrobinę większą by mieć pewność zadziałania oscylatora.

Elektrotechnika i elektronika lista 12

1) Do wzmacniacza operacyjnego z $k_U = 10^5$ zastosowano pętlę sprzężenia zwrotnego z wartością wsp. $\beta = 0,01$. jak zmieni się wzmacnienie i ile razy zmaleją fluktuacje termiczne wzmacnienia?

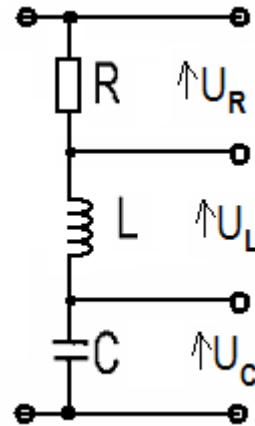
2) Dla podanych układów wyznacz zależność wzmacnienia od częstotliwości.



3) W układzie RLC mamy $R = 100 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 1 \text{ nF}$.

Ile wynosi dobroć tego układu. Do jakiej wartości należy zredukować wartość R aby dobroć Q wynosiła 1000?

4) Zaproponuj przerzutnik Schmitta, który przełącza się przy napięciach wejściowych $0,5 \text{ V}$ i $2,5 \text{ V}$. Wiadomo, że sam wzmacniacz operacyjny zasilany $\pm 12 \text{ V}$ nasyca się do $\pm 10 \text{ V}$.



5) W oscylatorze Wina $R_1 = R_2 = 50 \text{ k}$,
 $R_3 = 3R_4 = 600 \Omega$, $F = 20 \text{ KHz}$. Oblicz $C_1 = C_2$

