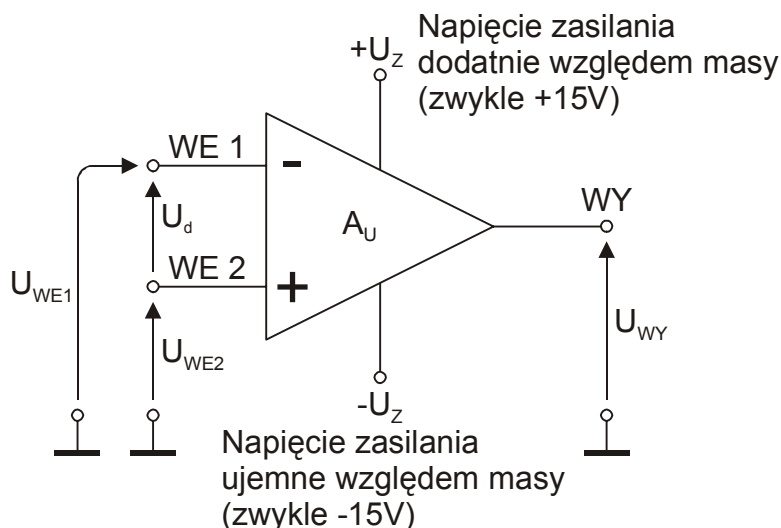


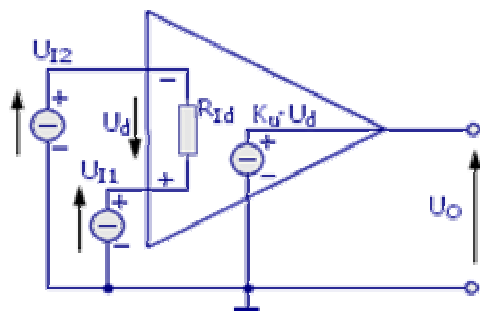
Wzmacniacz operacyjny opisywany jest jako wzmacniacz prądu stałego, czy jak kto woli wzmacniacz o sprzężeniach bezpośrednich, który charakteryzuje się bardzo dużym wzmocnieniem, wejściem różnicowym (symetrycznym) i wyjściem asymetrycznym - są również wzmacniacze z wyjściem symetrycznym.

Wzmacniacz operacyjny służy podobnie jak inne wzmacniacze do wzmocnienia napięcia czy też mocy, różni się jednak od zwykłych wzmacniaczy tym, że w przeciwieństwie do nich sposób jego działania zależy głównie od zastosowanego zewnętrznego obwodu sprzężenia zwrotnego (najczęściej silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego).



Symbol wzmacniacza operacyjnego.

Na rysunku przedstawiony jest przykładowy symbol graficzny wzmacniacza operacyjnego. Wejście oznaczone znakiem "-" jest tak zwanym wejściem odwracającym (odwraca fazę sygnału wejściowego), wejście oznaczone znakiem "+" to wejście nieodwracające, po przeciwnej stronie znajduje się wyjście wzmacniacza. Aby na wejściach i wyjściu mogły występować napięcia zarówno dodatnie jak i ujemne to układ musi być zasilany napięciami dodatnim i ujemnym.



Na następnym rysunku pokazany jest najprostszy schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego. Na wejście odwracające doprowadzony jest sygnał U_{I2} , na wejście nieodwracające U_{I1} . Sygnał wejściowy występujący pomiędzy wejściami wzmacniacza jest nazywany sygnałem różnicowym U_d i jest równy różnicy sygnałów

wejściowych $U_{I1} - U_{I2}$. Pomiedzy wejściami wzmacniacza występuje wejściowa rezystancja różnicowa R_{Id} . Napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do wejściowego napięcia różnicowego U_d , a współczynnik K_u jest nazywany wzmocnieniem napięciowym wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (open loop gain). Napięcie na wyjściu wzmacniacza można więc opisać zależnością

$$U_O = K_u \cdot (U_{I1} - U_{I2}) = K_u \cdot U_d$$

Właściwości idealnego wzmacniacza operacyjnego można w skrócie przedstawić następująco:

- nieskończenie duże wzmocnienie przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego K_u ,
- nieskończenie duża wejściowa impedancja zarówno różnicowa ($R_{Id} \rightarrow \infty$) jak i pomiędzy każdym wejściem i masą ($R_{Ic} \rightarrow \infty$),
- impedancja wyjściowa równa zero ($Z_{wy}=0$),
- nieskończenie szerokie pasmo przenoszenia częstotliwości ($\omega_d=0$, $\omega_g \rightarrow \infty$),
- napięcie wyjściowe równe zero przy równych napięciach wejściowych (napięcie niezrównoważenia $U_{os}=0$),
- zerowy prąd wejściowy,
- nieskończenie duży dopuszczalny prąd wyjściowy,
- nieskończenie duże tłumienie sygnału współbieżnego (współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego $CMRR \rightarrow \infty$),
- niezmiennosc parametrów pod wpływem temperatury.

Nieskończenie duże wzmocnienie powoduje, że **różnica potencjałów końcówek wejściowych jest równa 0**. Nieskończenie duża rezystancja wejściowa pociąga za sobą zerowy prąd wyjściowy.

Oczywiście wszystkie te właściwości nie są praktycznie osiągalne ale upraszczają analizę wzmacniaczy i stanowią wyznacznik do osiągania najlepszych parametrów produkcyjnych wzmacniaczy.

W tablicy poniżej przedstawiono podstawowe parametry jakimi powinien charakteryzować się wzmacniacz idealny w zestawieniu z parametrami masowo produkowanego i najpowszechniej stosowanego wzmacniacza μA 741 firmy FAIRCHILD (odpowiednik polski ULY 7741N) oraz z typowymi przedziałami wartości parametrów obecnie używanych WO.

		Wzmacniacz idealny	μA 741	Inne WO
Wzmocnienie różnicowe K_U	V/V	$\rightarrow \infty$	10^5	$10^4 \dots 10^7$
Rezystancja wejściowa różnicowa R_{ID}	M Ω	$\rightarrow \infty$	1	$0,05 \dots 10^4$
Rezystancja wyjściowa R_O	Ω	$\rightarrow 0$	75	$50 \dots 200$
Częstotliwość graniczna f_T	MHz	$\rightarrow \infty$	1	$1 \dots 100$

gdzie:

RÓŻNICOWE WZMOCNIENIE NAPIĘCIOWE K_U - stosunek napięcia wyjściowego do różnicowego napięcia na wejściu przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego,

WEJŚCIOWA REZYSTANCJA RÓŻNICOWA R_{ID} - rezystancja występująca między wejściowymi zaciskami WO,

REZYSTANCJA WYJŚCIOWA R_O - rezystancja występująca między zaciskiem wyjściowym a masą we wzmacniaczu zrównoważonym z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego,

CZĘSTOTLIWOŚĆ GRANICZNA f_T (pasmo wzmocnienia jednostkowego) - największa częstotliwość, przy której wzmocnienie różnicowe jest równe wzmocnieniu jednostkowemu (wzmocnieniu dla prądu stałego).

Z danych zawartych w tablicy wynika, że właściwości idealnego WO stanowią pewną granicę teoretyczną, do której zbliżają się parametry powszechnie konstruowanych WO.

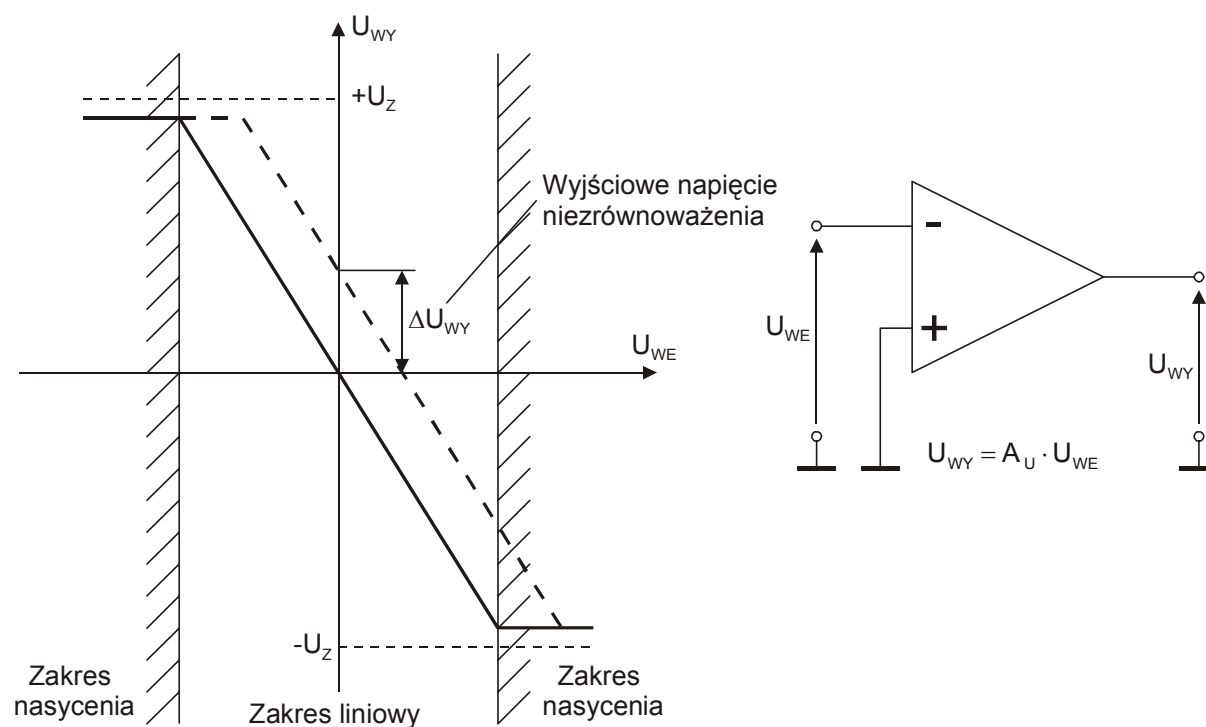
Wzmacniacze operacyjne stosuje się obecnie w wielu nowoczesnych układach elektronicznych. Gwałtowny wzrost zainteresowania wzmacniaczami operacyjnymi nastąpił po wprowadzeniu w latach siedemdziesiątych do produkcji masowej, monolitycznych układów scalonych o bardzo dobrych właściwościach i niskiej cenie.

Różnorodność funkcji realizowanych przy użyciu współczesnych wzmacniaczy operacyjnych jest, praktycznie biorąc, nieograniczona. Oprócz typowych funkcji dla zastosowań wzmacniacza operacyjnego w komputerach analogowych (podstawowe operacje arytmetyczne oraz logarytmowanie, całkowanie i różniczkowanie) należy wymienić inne zastosowania tego układu, np.:

- ograniczniki napięciowe,
- układy porównujące (komparatory),
- prostowniki liniowe,
- przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe,
- generatory przebiegów prostokątnych, trójkątnych i sinusoidalnych,
- filtry aktywne.

Charakterystyka przenoszenia

Na rysunku przedstawiono **charakterystykę przenoszenia** WO z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego oraz podstawowy układ do pomiaru tej charakterystyki.



Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza operacyjnego.

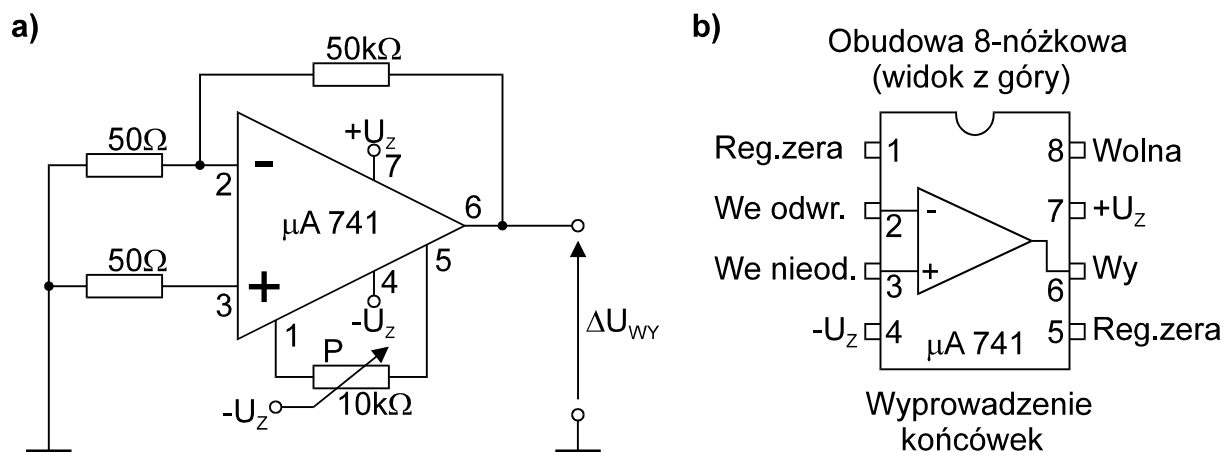
Na tej charakterystyce można wyróżnić trzy zakresy pracy WO: zakres pracy liniowej i dwa zakresy nasycenia. W zakresie pracy liniowej napięcie wyjściowe jest określone wzorem:

$$U_{WY} = K_U \cdot U_{WE}$$

W zakresie nasycenia napięcie wyjściowe przyjmuje dodatnią, albo ujemną wartość napięcia nasycenia, które jest zwykle mniejsze co do wartości bezwzględnej, o 1 do 2V od napięcia zasilania. Zakres liniowości WO pracującego bez sprzężenia zwrotnego jest bardzo mały. Przykładowo, gdy WO ma napięcie nasycenia rzędu 10V, a wzmacnienie K_U wynosi 100000V/V, wówczas zakres liniowości napięcia wejściowego znajduje się w przedziale do 0,1mV.

Po przekroczeniu zakresu liniowości WO przechodzi do stanu nasycenia. Napięcie wyjściowe WO powinno być równe zero przy zerowej różnicy napięć wejściowych ($U_{WE}=0$).

W rzeczywistości występuje w tej sytuacji pewne napięcie, nazywane **wyjściowym napięciem niezerowności**. Na rysunku powyżej linią przerywaną przedstawiono charakterystykę przenoszenia dla przypadku, gdy wyjściowe napięcie niezerowności jest większe od zera ($U_{WY}>0$). Nowoczesne WO posiadają możliwość prostej kompensacji wyjściowego napięcia niezerowności poprzez doprowadzenie do wejścia różnicowego, odpowiedniej wartości napięcia - takiej, aby uzyskać zerową wartość napięcia na wyjściu. W praktyce, kompensacja ta odbywa się za pomocą potencjometru P dołączonego do specjalnie wyprowadzonych końcówek wzmacniacza, jak to pokazano na rysunku poniżej.



Kompensacja (równoważenie, zerowanie) napięcia niezerowności WO $\mu A 741$ (a) i rozmieszczenie jego końcówek (b)

Podstawowe układy pracy wzmacniaczy operacyjnych

Wstęp

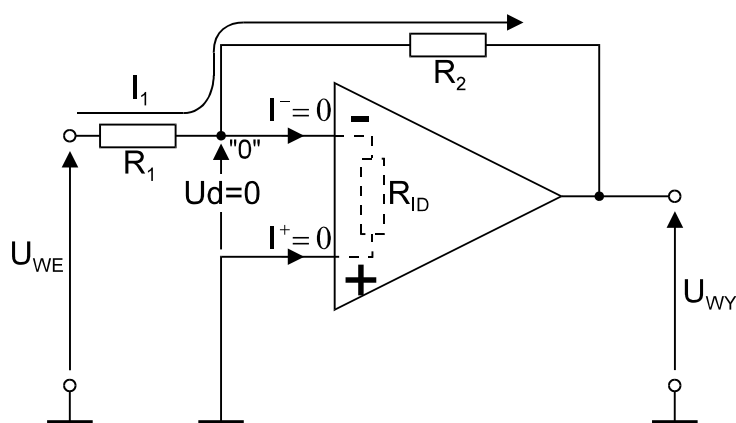
WO mogą pracować w wielu różnych konfiguracjach układowych. Najprostszą możliwością jest zastosowanie układu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego. W tym przypadku WO pracuje jako komparator napięcia, to znaczy już przy niewielkich wartościach różnicowego napięcia wejściowego wchodzi, zależnie od znaku tego napięcia, w jeden z dwóch stanów nasycenia.

Jego praca jest w tym układzie bardzo niestabilna.

WO są stosowane przede wszystkim w układach z zewnętrznym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Sprzężenie to polepsza właściwości wzmacniacza - zmniejsza nieliniowość charakterystyk i niezerowność, poszerza pasmo, poprawia stałość parametrów i umożliwia dobór wzmocnienia. Poniżej omówiono kilka podstawowych układów pracy WO przy założeniu, że jego właściwości są idealne.

Wzmacniacz odwracający

Wzmacniacz odwracający stanowi taki układ włączenia WO w którym sygnał wejściowy jest podany na wejście odwracające.



Wzmacniacz odwracający.

Przyjmując $K_U \rightarrow \infty$ otrzymujemy:

$$U_d = \frac{U_{WY}}{K_U} \rightarrow 0$$

a to oznacza, że potencjał punktu „0” jest w przybliżeniu równy potencjałowi na wejściu nieodwracającym, a więc jest bliski potencjałowi masy. Z tego powodu punkt „0” jest nazywany punktem „masy pozornej”.

Przyjmując $R_{ID} \rightarrow \infty$ można łatwo zauważyć, że do wejść WO nie wpływają żadne prądy ($I^- = 0$ oraz $I^+ = 0$) a zatem prąd w rezystorze R_1 jest równy prądowi w rezystorze R_2 (na rys. oznaczony jako I_1).

Biorąc pod uwagę powyższe dwa spostrzeżenia możemy napisać:

$$\frac{U_{WE}}{R_1} = -\frac{U_{WY}}{R_2}$$

a stąd **wzmocnienie napięciowe wzmacniacza odwracającego (wzmocnienie układu ze sprzężeniem zwrotnym)** wynosi:

$$K_{uf} = \frac{U_{WY}}{U_{WE}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Dobierając rezystancję R_2 (najczęściej $R_1 = \text{const}$) można uzyskać wymagane wzmocnienie.

W przypadku gdy $R_1 = R_2$ otrzymuje się inwerter o wzmocnieniu 1.

Rezystancja wejściowa wzmacniacza odwracającego:

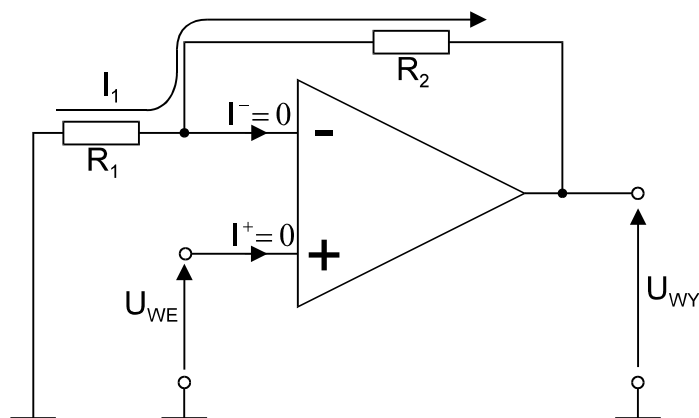
$$R_I = \frac{U_{WE}}{I_1} = R_1$$

Ponieważ rezystancja R_1 jest niewielka to również R_I jest niewielka.

W praktyce często włącza się pomiędzy masę a wejście „+” dodatkowy rezystor o wartości równej rezystancji połączenia równoległego R_1 i R_2 , gdyż w tym przypadku uzyskuje się najlepszą kompensację błędu spowodowanego napięciem niezrównoważenia.

Wzmacniacz nieodwracający

W układzie wzmacniacza nieodwracającego sygnał wejściowy jest doprowadzany do wejścia nieodwracającego.



Wzmacniacz nieodwracający

Przyjmując założenie, że WO jest idealny i przeprowadzając rozumowanie jak powyżej otrzymujemy:

$$-\frac{U_{WE}}{R_1} = \frac{U_{WE} - U_{WY}}{R_2}$$

a stąd wzmocnienie napięciowe układu:

$$K_{uf} = \frac{U_{WY}}{U_{WE}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Warto zauważyć, że w tym układzie w przeciwieństwie do wzmacniacza odwracającego, nie jest możliwe uzyskanie wzmocnienia ≤ 1 .

Rezystancja wejściowa wzmacniacza nieodwracającego:

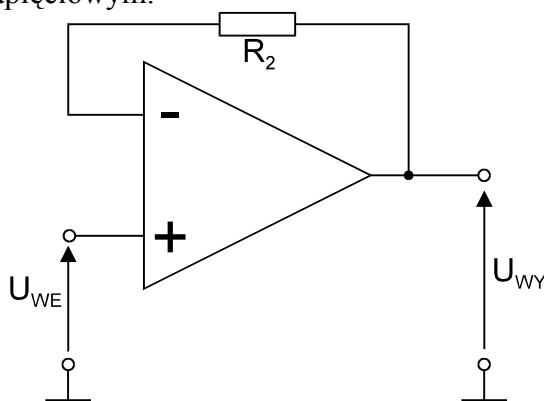
$$R_I = \frac{U_{WE}}{I^+}$$

Ponieważ $I^+ \rightarrow 0$ to $R_I \rightarrow \infty$, w praktyce rezystancja R_I jest bardzo duża.

Z tych samych powodów, jakie opisano przy omawianiu wzmacniacza odwracającego w praktycznym układzie włącza się w obwód wejścia „+” rezystor o wartości równej rezystancji połączenia równoległego R_1 i R_2 .

Wtórnik napięciowy

Jeżeli we wzmacniaczu nieodwracającym wartość rezystora R_1 jest nieskończenie duża, to otrzymuje się układ ze 100-procentowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Taki układ nazywamy wtórnikiem napięciowym.



Wtórnik napięciowy

Przyjmując we wzorze na wzmocnienie wzmacniacza nieodwracającego $R_1 = \infty$ otrzymujemy:

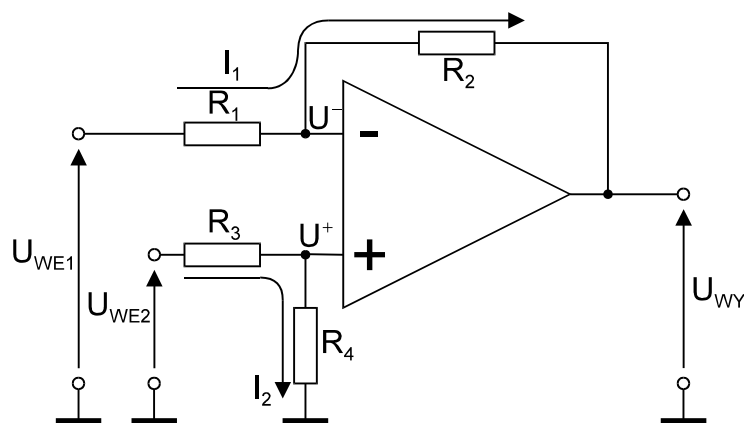
$$K_{uf} = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = 1$$

Wtórnik napięciowy ma wzmocnienie równe 1 oraz charakteryzuje się bardzo dużą rezystancją wejściową i małą rezystancją wyjściową. Z tego powodu nadaje się doskonale do zastosowań jako bufor separujący układy elektroniczne (np. w układzie próbkującym z pamięcią).

W praktyce wartość rezystancji R_2 należy dobierać równą rezystancji wewnętrznej źródła sygnału wejściowego.

Wzmacniacz różnicowy

Na rysunku poniżej przedstawiono schemat wzmacniacza różnicowego.



Wzmacniacz różnicowy

Przyjmując, jak poprzednio, że WO jest idealny oraz oznaczając przez U^+ oraz U^- napięcia na wejściach WO w stosunku do masy, możemy napisać równania:

$$\frac{U_{WE2} - U^+}{R_3} = \frac{U^+}{R_4}, \quad \frac{U_{WE1} - U^-}{R_1} = \frac{U^- - U_{WY}}{R_2}$$

Przekształcając powyższe równania i podstawiając

$$U^- = U^+$$

uzyskuje się wyrażenie na wartość napięcia wyjściowego:

$$U_{wy} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_4}{R_1} \cdot U_{we2} - \frac{R_2}{R_1} U_{we1}$$

W większości przypadków we wzmacniaczu różnicowym stosuje się wartości rezystorów spełniające warunek:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

Wtedy napięcie wyjściowe:

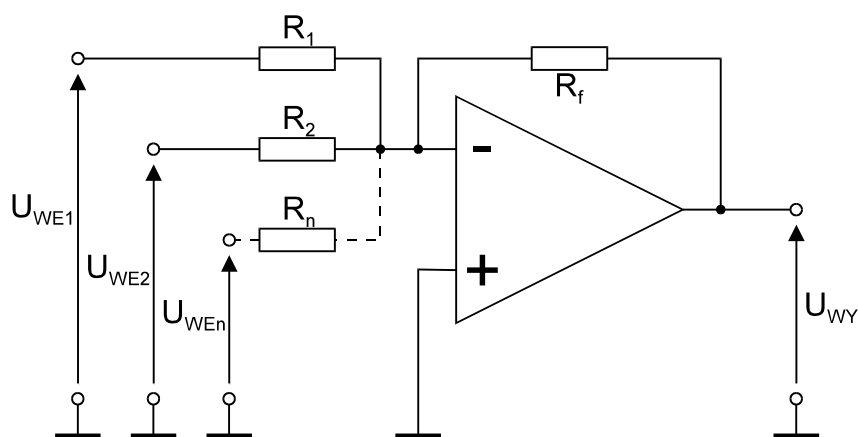
$$U_{wy} = \frac{R_2}{R_1} (U_{we2} - U_{we1})$$

Jeżeli dodatkowo $\frac{R_2}{R_1} = 1$, wtedy $U_{wy} = U_{we2} - U_{we1}$, czyli możemy stwierdzić, że

wzmacniacz różnicowy wzmacnia różnicę sygnałów wejściowych, natomiast sygnał współbieżny ($U_{we1} = U_{we2}$) jest tłumiony.

Wzmacniacz sumujący

Za pomocą WO można łatwo realizować sumowanie napięć stosując układ pokazany na rysunku.



Wzmacniacz sumujący

$$U_{wy} = -R_f \left(\frac{U_{we1}}{R_1} + \frac{U_{we2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{wen}}{R_n} \right)$$

Stosując różne wartości rezystorów $R_1, R_2, \dots, R_n$ uzyskuje się różne wzmocnienia sygnałów dla poszczególnych wejść, czyli realizuje się dodatkowo funkcję mnożenia sygnałów wejściowych przez odpowiednie stałe.

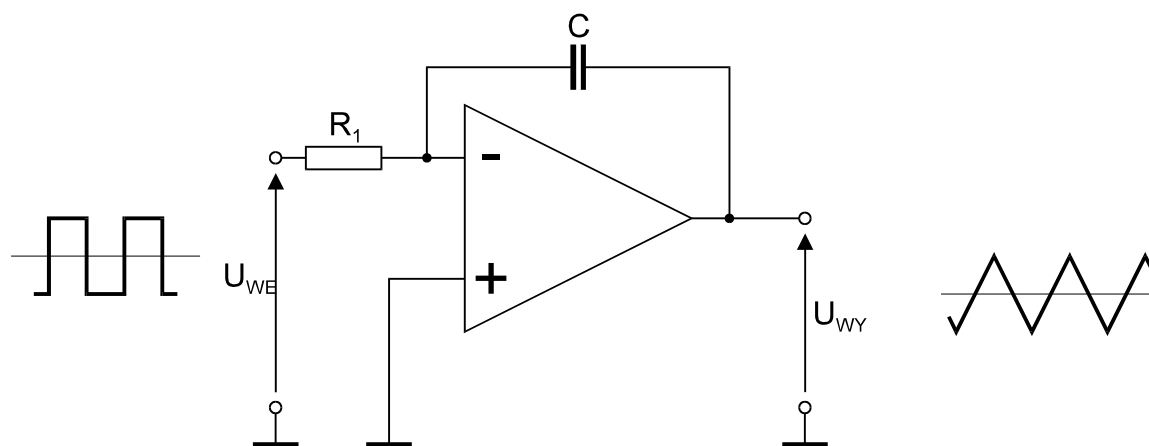
Jeżeli $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_f$ to:

$$U_{wy} = -(U_{we1} + U_{we2} + \dots + U_{wen})$$

W praktyce między zacisk wejściowy „+” a masę włącza się rezystor o wartości równej rezystancji połączonych równolegle rezystorów $R_1, R_2, \dots, R_n, R_f$.

Wzmacniacz całkujący (integrator)

Układ włączenia WO wykonujący funkcję całkowania przedstawiono na rysunku poniżej.



Wzmacniacz całkujący

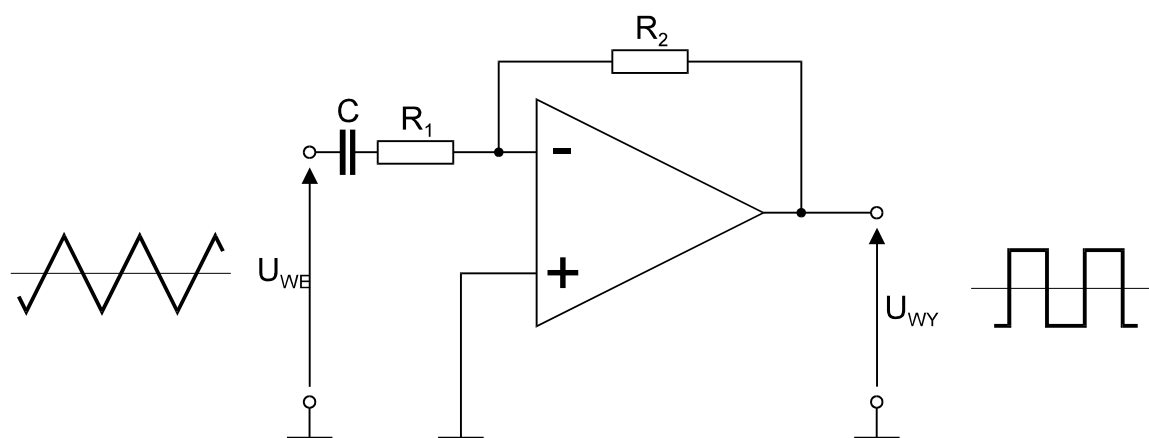
$$U_{WY} = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^T U_{WE} \cdot dt \quad \text{gdzie } R_1 \cdot C = \tau \text{ jest stałą czasową całkowania.}$$

Należy zauważyć, że układy całkujące pracują prawidłowo, gdy zmiany sygnału wyjściowego zachodzą z częstotliwością mniejszą niż $1/\tau$.

Na rysunku pokazano przebieg trójkątny sygnału wyjściowego, który jest całką wejściowego przebiegu prostokątnego. Praktyczne układy integratorów są zwykle znacznie bardziej rozbudowane, zawierają bowiem dodatkowe elementy ustalające początkowe warunki pracy (zwierające kondensator C) oraz kompensujące błędy.

Wzmacniacz różniczkujący

Jeżeli w układzie wzmacniacza odwracającego rezystor wejściowy zastąpić kondensatorem C, otrzymuje się układ różniczkujący.



Wzmacniacz różniczkujący

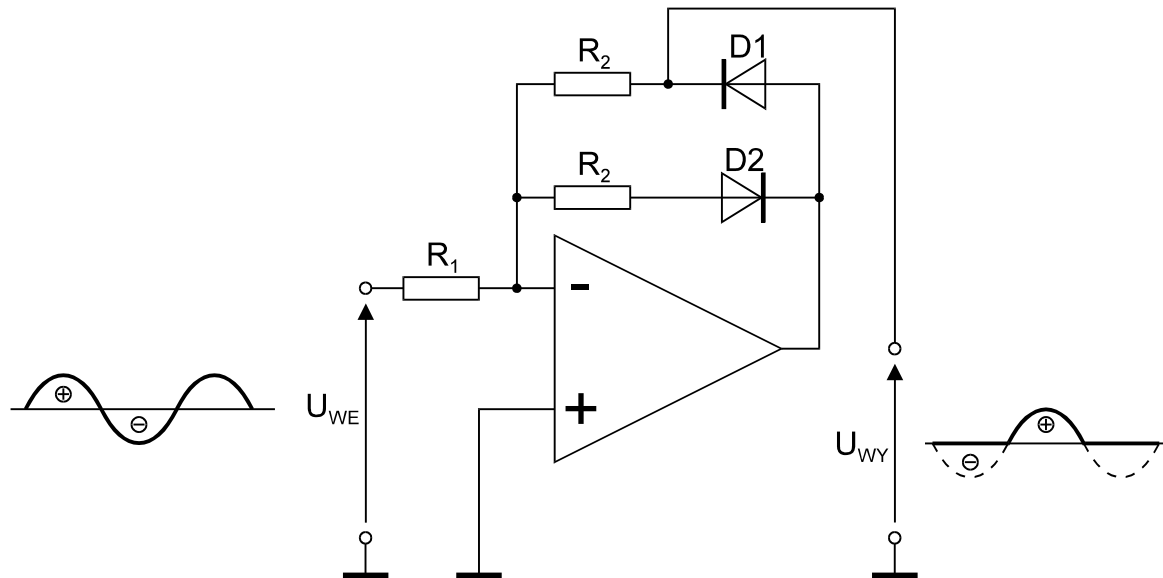
$$U_{WY} = -R_2 C \cdot \frac{dU_{WE}}{dt} \quad \text{gdzie } R_2 C = \tau \text{ jest stałą czasową różniczkowania.}$$

Na rysunku pokazano przebieg prostokątny sygnału wyjściowego, który jest pochodną wejściowego przebiegu trójkątnego. Odpowiednio dobrany rezystor R_1 włącza się w celu poprawienia stabilności wzmacniacza. Z tego samego powodu w niektórych układach istnieje też konieczność włączenia dodatkowego kondensatora w obwodzie sprzężenia zwrotnego (równolegle do rezystora R_2).

Inne zastosowania wzmacniaczy operacyjnych

Prostownik liniowy

Zastosowanie diod półprzewodnikowych w konwencjonalnych układach prostowniczych w zakresie małych sygnałów jest ograniczone. Jest to spowodowane bardzo dużą nieliniowością tych elementów przy bardzo małych napięciach. Np. dla diod krzemowych przy napięciach mniejszych od około 0,7V praktycznie niemożliwe jest przewodzenie prądu. Dużą liniowość przetwarzania napięcia zmiennego na stałe, osiąga się przez umieszczenie diod w obwodzie sprzężenia zwrotnego, co powoduje, że diody przewodzą nawet przy bardzo małej wartości napięcia wejściowego. Jednopołówkowy prostownik liniowy przedstawiono na rysunku.



Prostownik liniowy jednopołówkowy

Diody D1 i D2 są odcięte jeżeli napięcie na wyjściu WO jest $< |0,7V|$, Wzmocnienie układu określone jest wtedy przez wzmocnienie różnicowe WO (otwarte sprzężenie zwrotne).

Zamknięcie pętli sprzężenia zwrotnego następuje przy napięciu na wyjściu WO $> |0,7V|$.

Strefie odcięcia diod D1 i D2 odpowiada bardzo mały zakres napięcia wejściowego (przy WO, dla którego $K_U = 100\,000\text{ V/V}$ zakres napięć wejściowych, przy których diody są odcięte wynosi $\pm 0,7V$: $100\,000\text{ V/V} = \pm 7\mu V$). Tak mały zakres napięć wejściowych nieprostowanych praktycznie nie ma żadnego wpływu na dokładność przetwarzania napięcia zmiennego na stałe.

Dla wejściowych napięć dodatnich $> +7\mu V$ dioda D2 przewodzi, zatem dioda D1 jest odcięta. Napięcie U_{wy} jest równe zero. Dioda D2 służy do zabezpieczenia WO przed wejściem w nasycenie i związanemu z tym opóźnieniu czasowemu.

Przy wejściowych napięciach ujemnych $< -7\mu V$ dioda D1 przewodzi, zaś dioda D2 jest odcięta. Napięcie wyjściowe układu jest równe:

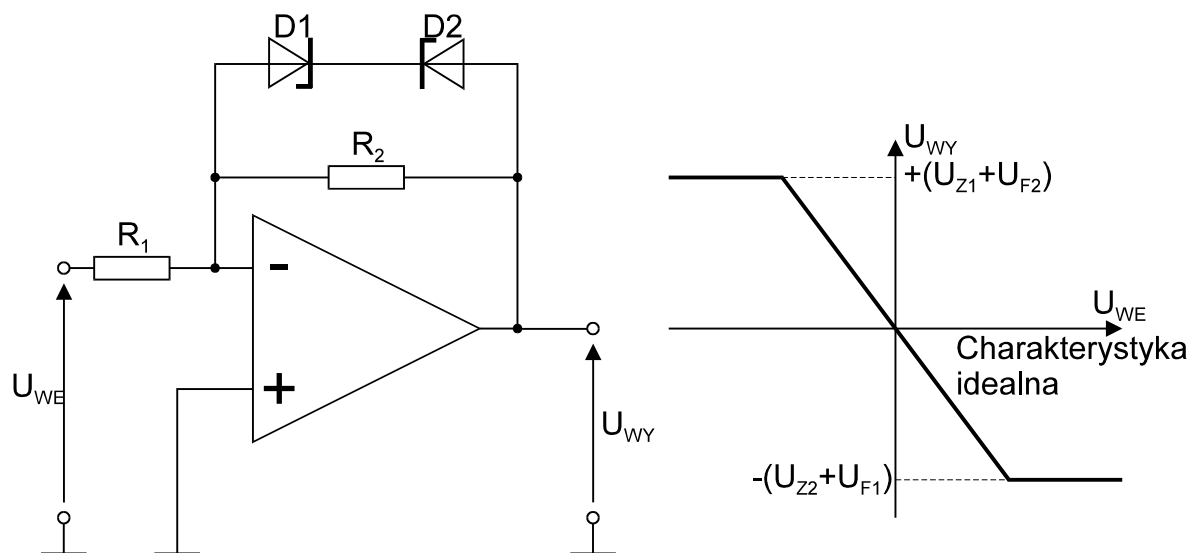
$$U_{wy} = -\frac{R_2}{R_1} U_{we}$$

W przypadku, gdy $R_1 = R_2$ wzmocnienie układu równa się -1 i ujemna połówka napięcia wejściowego jest powtarzana na wyjściu jako dodatnia.

Ogranicznik napięcia

Ogranicznik napięcia jest układem zawierającym w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego elementy nieliniowe (diody prostownicze lub diody Zenera).

Zadaniem ograniczników napięcia jest kształtowanie przebiegu wejściowego polegające na niesymetrycznym lub symetrycznym ograniczeniu przebiegu - od góry lub od dołu albo obustronnie. W układzie WO ograniczenie może zapobiegać wchodzeniu wzmacniacza w nasycenie wywołującemu opóźnienia czasowe. Konieczność ograniczenia napięcia powstaje też przy współpracy wzmacniaczy z układami cyfrowymi. Ogranicznik napięcia z diodami Zenera w pętli sprzężenia zwrotnego jest przedstawiony na rysunku poniżej.



Ogranicznik napięcia

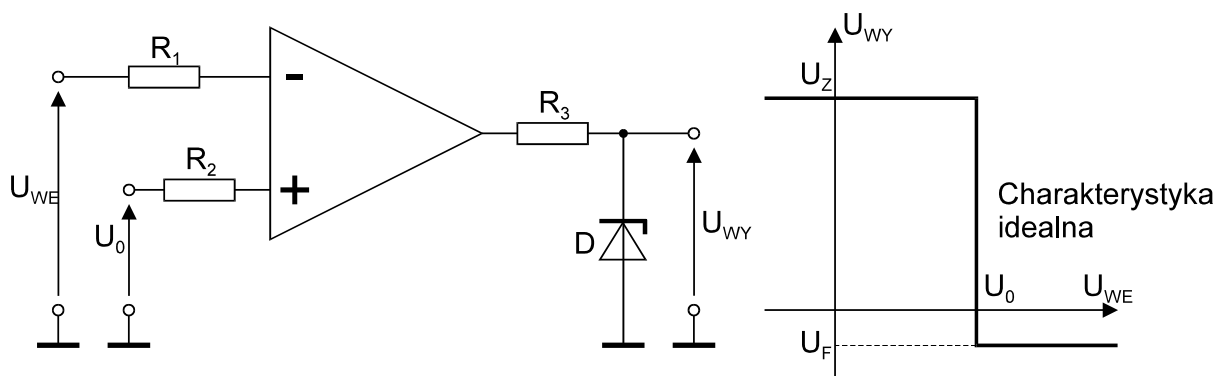
W układzie następuje obustronne ograniczenie przebiegu wejściowego do wartości $(U_Z + U_F)$, przy czym U_Z jest napięciem Zenera diod D1 lub D2, a U_F - ich napięciem w kierunku przewodzenia. W zakresie napięć, w którym diody D1 i D2 nie przewodzą i żadna z nich nie pracuje w obszarze Zenera, układ działa jak wzmacniacz o wzmocnieniu:

$$K_{uf} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Komparator

Funkcja komparatora (układu porównującego) polega na porównaniu wejściowego sygnału analogowego U_{WE} z sygnałem odniesienia U_0 . Na wyjściu układu uzyskuje się rezultat porównania w postaci dwustanowego sygnału logicznego zawierającego informację o znaku różnicy sygnału wejściowego i sygnału odniesienia. Układ porównujący jest więc elementarnym jednobitowym **przetwornikiem analogowo - cyfrowym** i stanowi pośrednie ogniwo między układami analogowymi i cyfrowymi.

Wśród komparatorów rozróżnia się **dyskryminatory progowe** (napiecie odniesienia $U_0 \neq 0$) oraz **detektory przejścia przez zero** ($U_0 = 0$). Na rysunku poniżej przedstawiono różnicowy układ dyskryminatora progowego.



Komparator (dyskryminator progowy)

Napięcie wyjściowe w tym układzie jest równe napięciu Zenera U_Z jeśli $U_{WE} < U_0$ lub napięciu U_F diody Zenera spolaryzowanej w kierunku przewodzenia (około -0,7V) jeśli $U_{WE} > U_0$.

Dla zmniejszenia błędu spowodowanego napięciem niezrównoważenia należy dobierać $R_1 = R_2$.

Rezystor R_3 służy do ograniczania prądu diody Zenera D . Poprzez dobranie diody Zenera ustala się poziomy napięcia wyjściowego odpowiednie do współpracy z bramkami logicznymi różnych typów.

Miedzy wejściami WO może wystąpić dość duże napięcie wynikające z różnicy napięć wejściowego i odniesienia. Ten fakt trzeba uwzględnić przy doborze typu wzmacniacza o odpowiednio dużym dopuszczalnym wejściowym napięciu różnicowym.

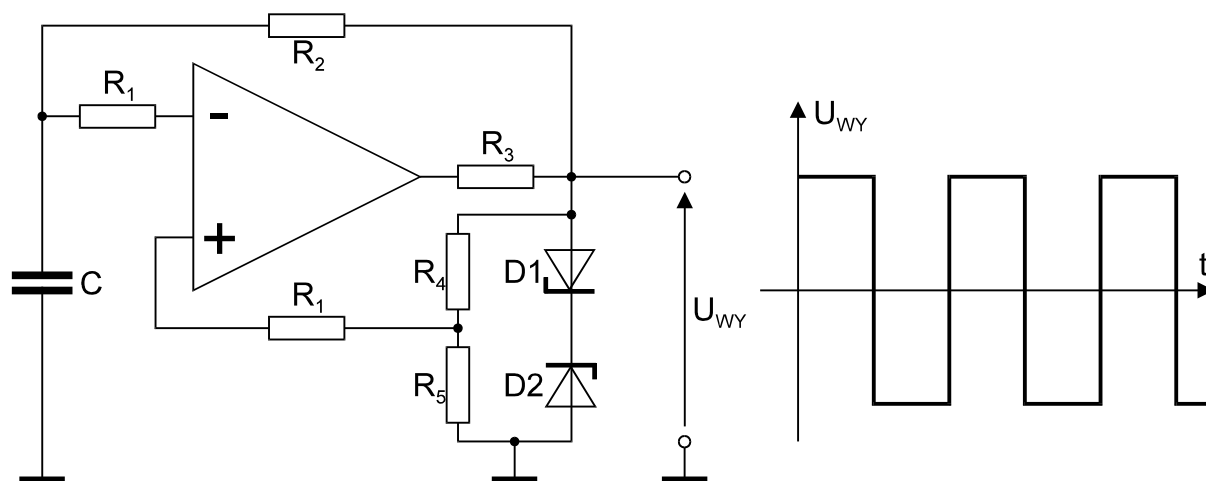
Podany na rysunku układ dyskryminatora progowego może również pracować jako **detektor przejścia przez zero**, jeżeli rezystor R_2 jest dołączony do masy ($U_0 = 0$).

Sygnał wyjściowy zmienia stan za każdym razem, gdy wartość analogowego sygnału wejściowego przekracza poziom zerowy.

Detektory przejścia przez zero znajdują szerokie zastosowanie w różnych systemach badania i obróbki sygnałów analogowych.

Generator przebiegu prostokątnego

Dotychczas omówione zastosowania WO obejmowały układy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Ważną dziedziną wykorzystania wzmacniaczy są też generatory przebiegów, będące układami ze **sprzężeniem dodatnim**. Przykład prostego rozwiązania generatora impulsów prostokątnych przy użyciu jednego WO podano na rysunku.



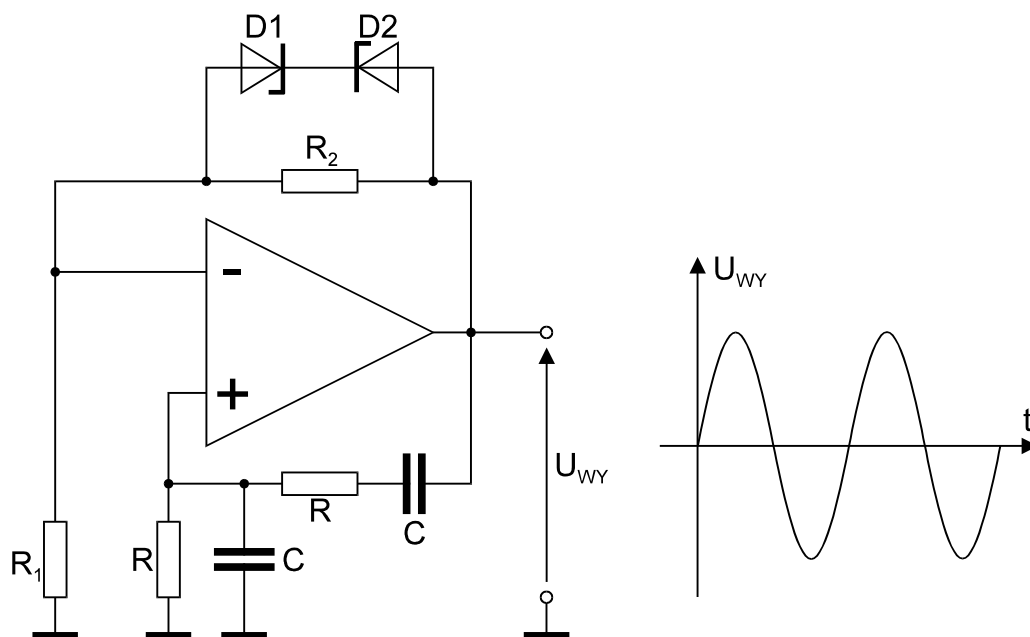
Generator przebiegu prostokątnego.

Napięcie otrzymane na wyjściu jest ograniczone przez diody Zenera D1 i D2. Elementy R_2 i C tworzą układ całkujący, który decyduje o częstotliwości generatora. Regulację częstotliwości najlepiej jest przeprowadzić zmieniając wartość rezystora R_2 .

Generator przebiegu sinusoidalnego

Do najprostszych i najczęściej stosowanych generatorów sinusoidalnych o ustalonej częstotliwości należy układ z tzw. mostkiem Wiena.

Podstawowy układ tego rodzaju przedstawiono na rysunku poniżej.



Generator przebiegu sinusoidalnego

Diody Zenera D1 i D2 ograniczają i stabilizują amplitudę oscylacji. W pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego są umieszczone elementy RC mostka Wiena. Elementy te decydują o częstotliwości generatora.

Filtry aktywne RC

Wstęp

Filtry budowane z zastosowaniem WO nazywane są **filtrami aktywnymi**.

Filtr aktywny jest zespołem **elementów pasywnych RC i elementów aktywnych** (wzmacniających), najczęściej wzmacniaczy operacyjnych.

Właściwości wzmacniaczy, w tym również i filtrów opisują charakterystyki częstotliwościowe. Podstawową jest charakterystyka amplitudowa, która określa zależność modułu wzmocnienia od częstotliwości. Dwie wartości częstotliwości, przy których wzmocnienie zmniejsza się do określonej wartości są nazywane częstotliwościami granicznymi: dolną f_L i górną f_H i one wyznaczają pasmo przenoszenia. We wzmacniaczach jako typowe przyjęto zmniejszenie wzmocnienia do wartości $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$ co w mierze

logarytmicznej odpowiada 3dB.

Zadaniem **filtrów przepustowych** jest przenoszenie sygnałów o częstotliwościach leżących w **paśmie przenoszenia**, a tłumienie sygnałów o częstotliwościach leżących poza tym pasmem.

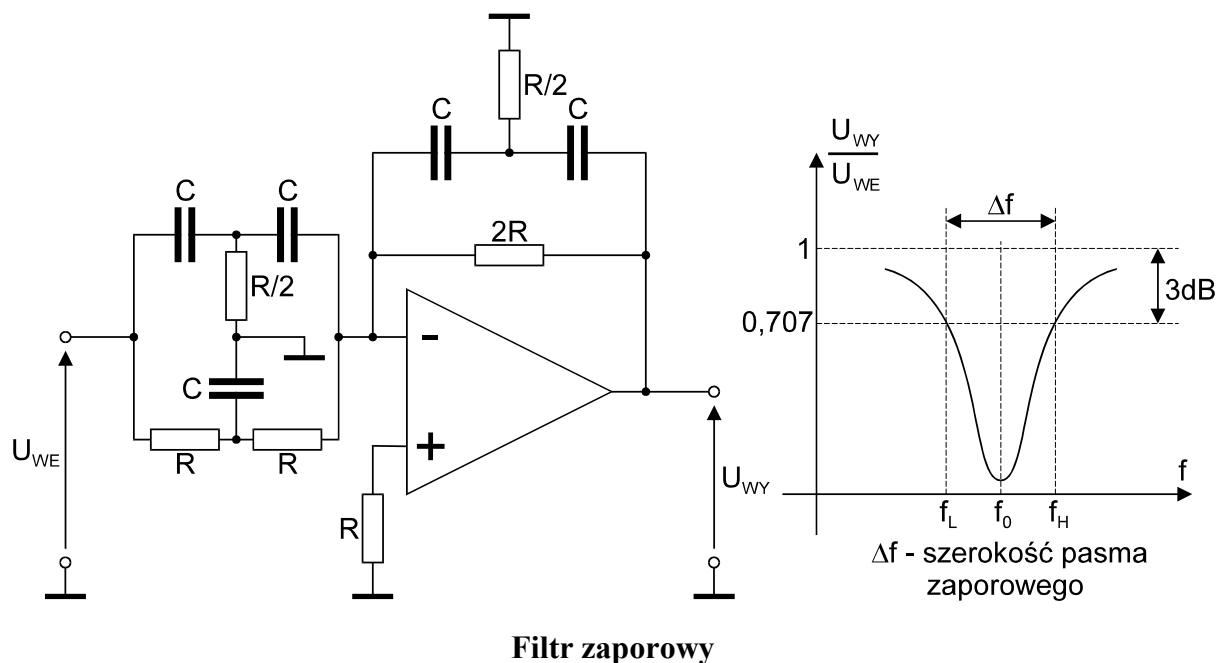
Filtry zaporowe spełniają funkcję odwrotną, tłumią sygnały o częstotliwościach leżących w **paśmie zaporowym**, a przenoszą wszystkie inne sygnały o częstotliwościach leżących poza pasmem zaporowym.

Filtry aktywne, w porównaniu z filtrami pasywnymi RLC, wyróżniają się wieloma zaletami, np.. dużą stabilnością pracy, dokładnością, łatwością przestrajania częstotliwości, brakiem tłumienia sygnału użytecznego a nawet możliwością jego wzmacniania, eliminacją elementów indukcyjnych (L) kosztownych i niewygodnych za względu na duże gabaryty. Filtry aktywne RC mogą pracować w szerokim zakresie częstotliwości - od tysięcznych części herca do kilkudziesięciu, a nawet do kilkuset kiloherców. Górna częstotliwość pracy filtru jest ograniczona pasmem przenoszenia WO.

Filtr zaporowy

Filtry zaporowe (środkowozaporowe) są stosowane do tłumienia sygnałów zakłócających o częstotliwościach leżących w paśmie użytecznym. Mogą być stosowane np. do eliminacji przydźwięku o częstotliwości sieci.

Jedną z wielu możliwych realizacji filtru zaporowego przedstawia rysunek.



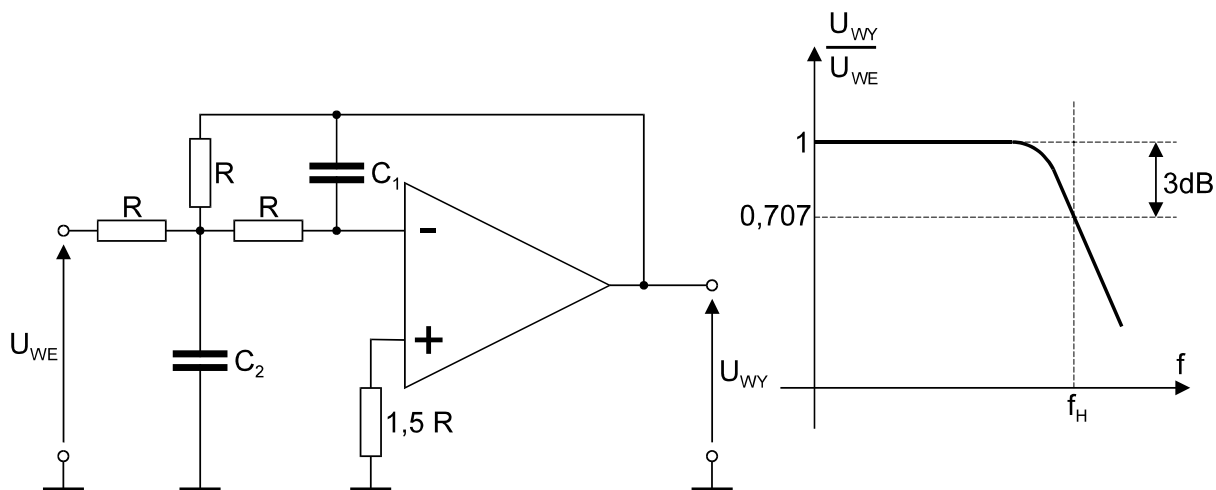
Częstotliwość, przy której występuje maksymalne tłumienie sygnału, jest **częstotliwością środkową (lub zerową) f_0** . Dla filtru przedstawionego na rysunku:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad K_{uf} = -1$$

gdzie K_{uf} jest **wzmocnieniem układu w paśmie przepustowym**.

Filtr dolnoprzepustowy

Przykład dolnoprzepustowego filtru z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym przedstawiono na rysunku poniżej:



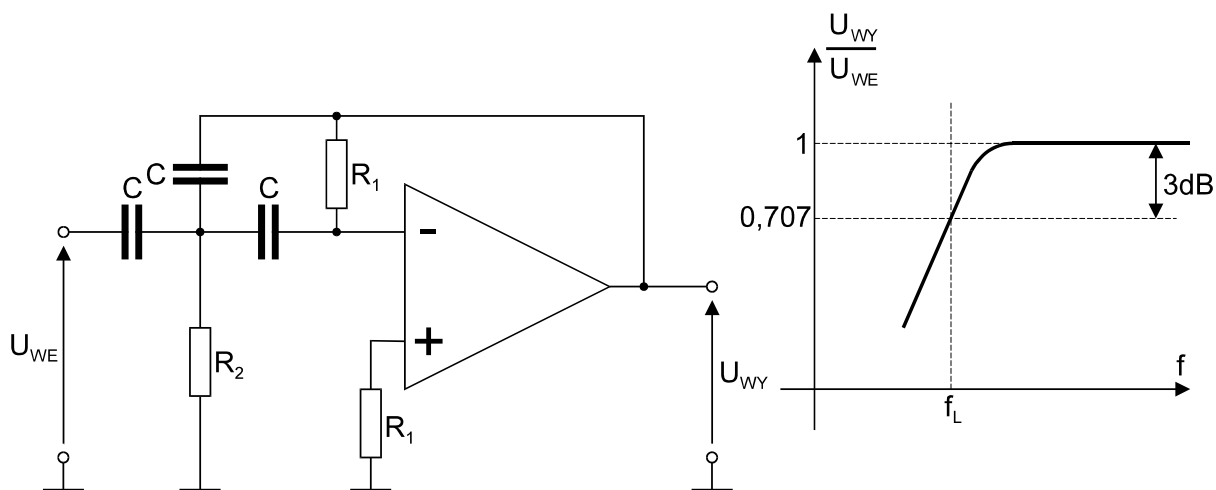
Filtr dolnoprzepustowy

W filtrze tym:

$$f_H = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}, \quad K_{uf} = -1$$

Filtr górnoprzepustowy

Schemat filtru przedstawiono na rysunku.



Filtr górnoprzepustowy

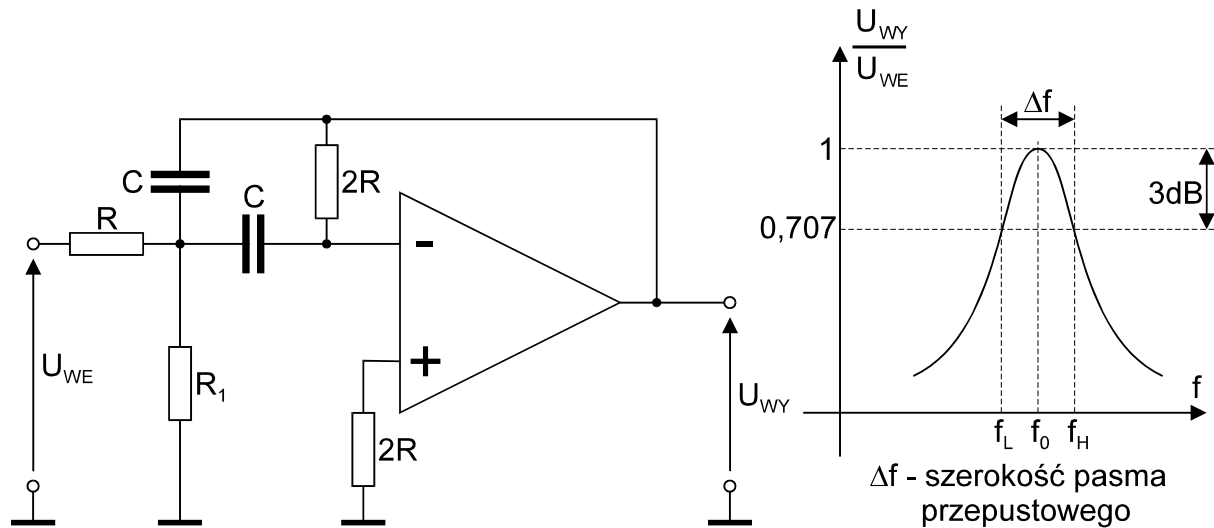
W filtrze tym:

$$f_L = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}}, \quad K_{uf} = -1$$

Filtr pasmowoprzepustowy

Filtry pasmowoprzepustowe (środkowoprzepustowe) są stosowane głównie w takich przypadkach, w których z sygnałów o jednej częstotliwości, lub występujących w wąskim pasmie częstotliwości, należy usunąć towarzyszące im szumy lub zakłócenia o częstotliwościach zbliżonych do częstotliwości sygnału.

Filtr pasmowoprzepustowy przedstawiono na rysunku.



Filtr pasmowoprzepustowy

W filtrze tym:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{\frac{2R_1}{R + R_1}}}, \quad K_{uf} = -1$$