

# Elektronika

Wzmacniacze operacyjne

# Czym tak naprawdę jest wzmacniacz operacyjny?

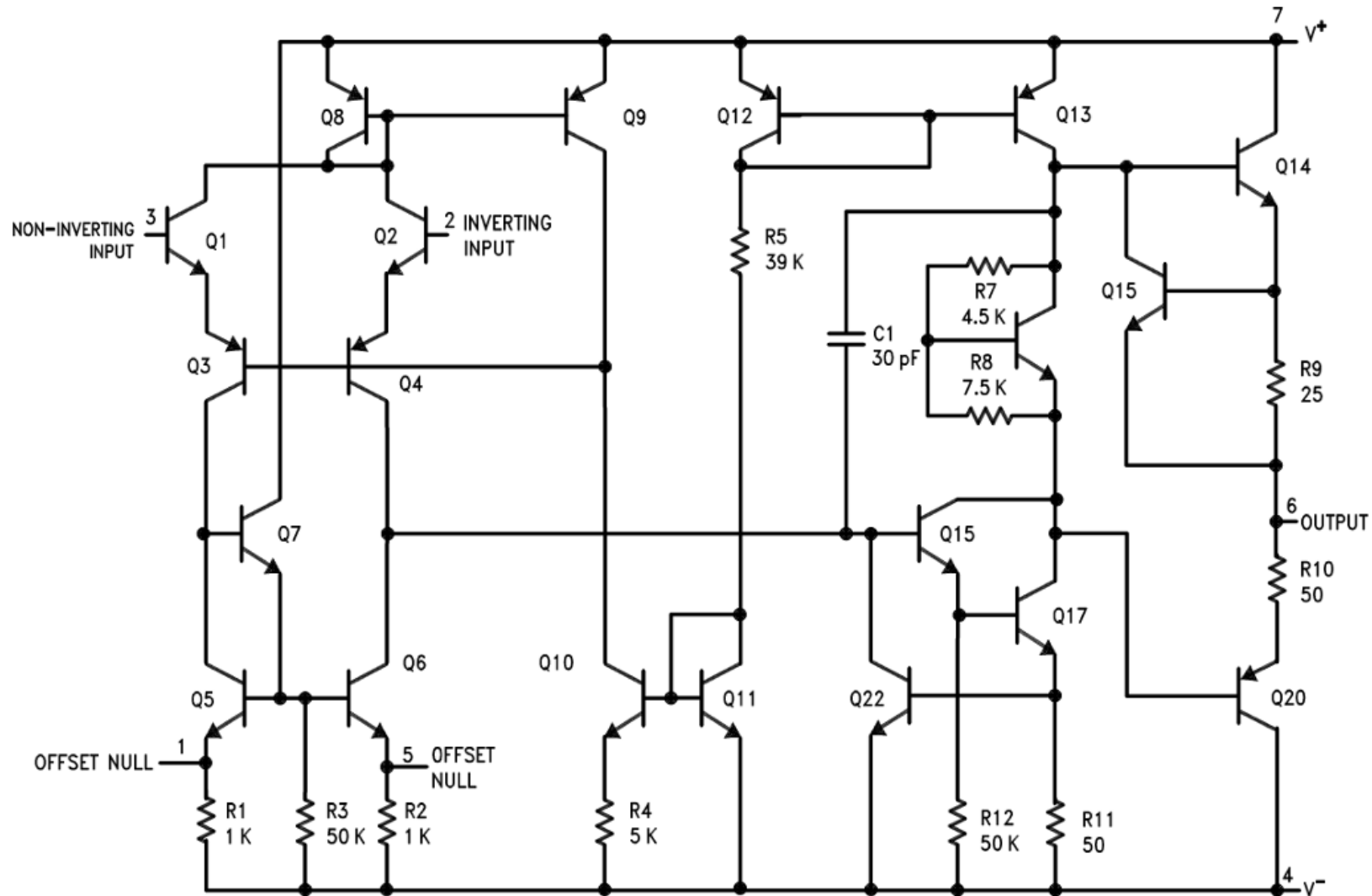
- Wzmacniacz operacyjny jest obecnie najbardziej rozpowszechnionym analogowym układem elektronicznym.
- Wynika to przede wszystkim z możliwości realizacji przy jego użyciu układów o bardzo różnych zastosowaniach, przy czym układy zbudowane na WO charakteryzują się zwartością i prostotą konstrukcji, niską ceną i bardzo dobrymi parametrami użytkowymi.

# Czym tak naprawdę jest wzmacniacz operacyjny?

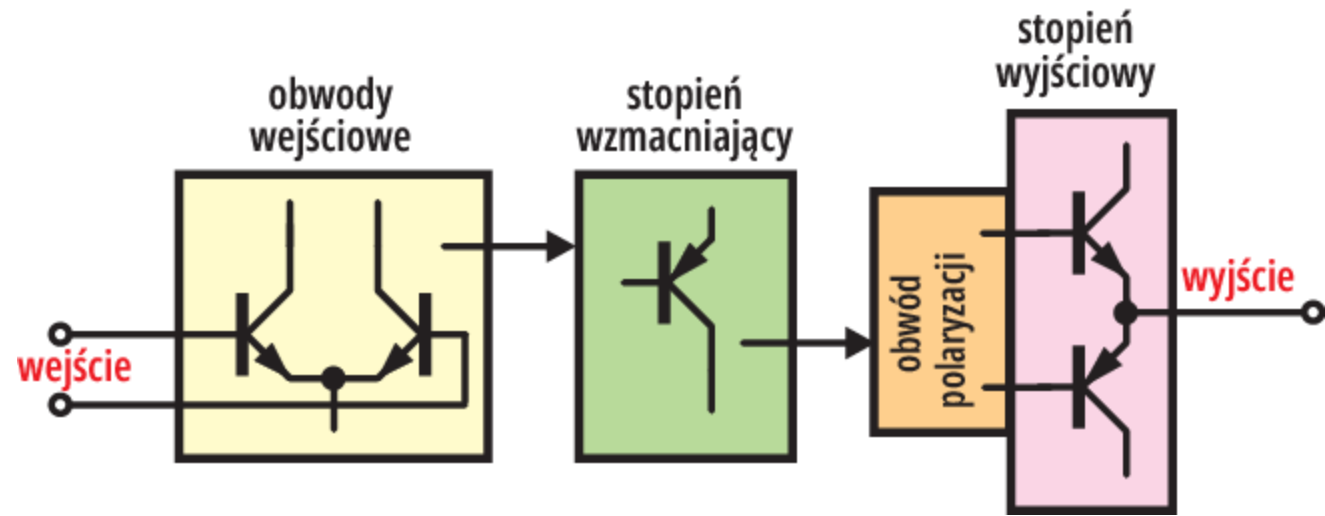
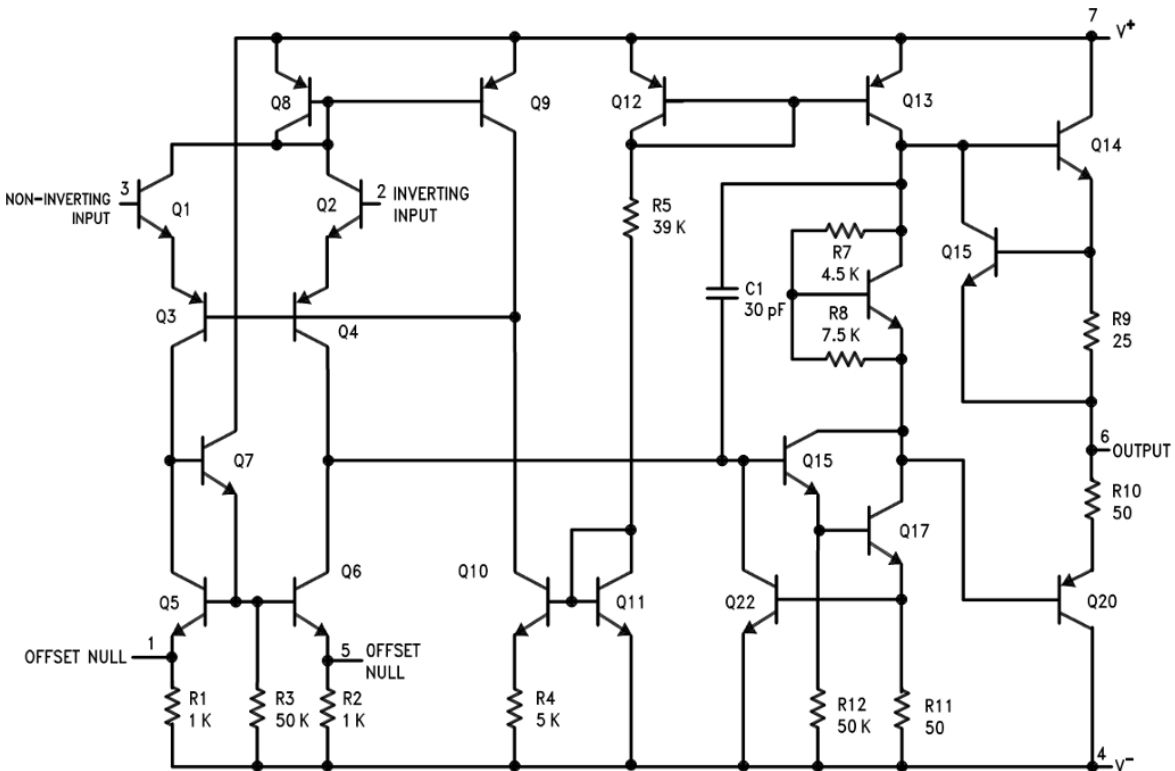
- Wzmacniacz operacyjny to w istocie wielostopniowy wzmacniacz różnicowy prądu stałego, charakteryzujący się bardzo dużym różnicowym wzmocnieniem napięciowym dla sygnału zarówno prądu stałego, jak i zmiennego.
- Jego właściwości funkcjonalne mogą być szeroko kształtowane poprzez dobór zewnętrznego układu sprzężenia zwrotnego.



# Układ scalony i jego wnętrze



# Układ scalony i jego wnętrze



# Symbol i oznaczenia

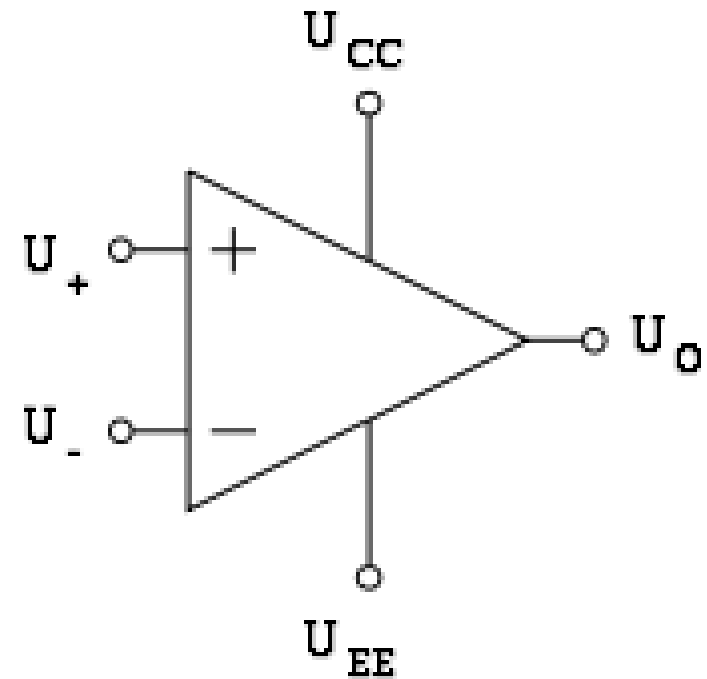
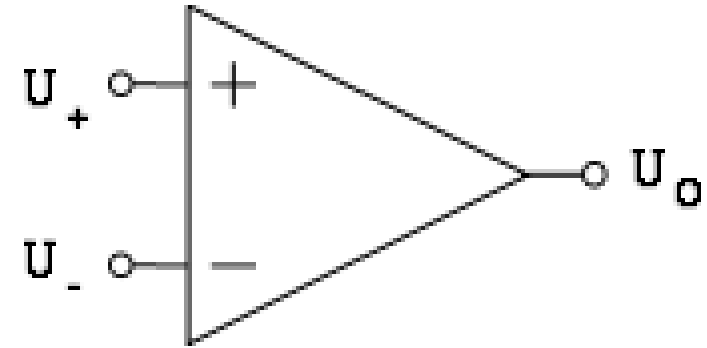
➔ Wejścia:

➔ odwracające,

➔ nieodwracające.

➔ Wyjście

➔ Zasilanie – **przesterowanie.**



# Parametry WO

- różnicowe wzmocnienie napięciowe  $\mathbf{A_R} \rightarrow \infty$ ,
- rezystancja wejściowa  $\mathbf{R_{IN}} \rightarrow \infty$ ,
- rezystancja wyjściowa  $\mathbf{R_{OUT}} \rightarrow \mathbf{0}$ ,
- nieskończenie szerokie pasmo przenoszenia częstotliwości.

## Parametry WO:

- różnicowe wzmocnienie napięciowe  $A_R \rightarrow \infty$

- Co z tego wynika?

Napięcie wyjściowe  $U_o$  jest dane jako  $U_o = A_R \cdot (U_+ - U_-)$ ,

jeżeli podzielimy to stronami przez  $A_R$ , wyjdzie:  $\frac{U_o}{A_R} = U_+ - U_-$ ,

a skoro  $A_R \rightarrow \infty$ , to cała lewa strona równania dąży do zera, stąd:  $0 = U_+ - U_-$ .

Jeżeli teraz przeniesiemy  $U_-$  na lewą stronę równania, otrzymamy równość:  $U_+ = U_-$ .

- Stąd -> tzw. **wirtualne zwarcie**.

# Parametry WO:

- rezystancja wejściowa  $R_{IN} \rightarrow \infty$

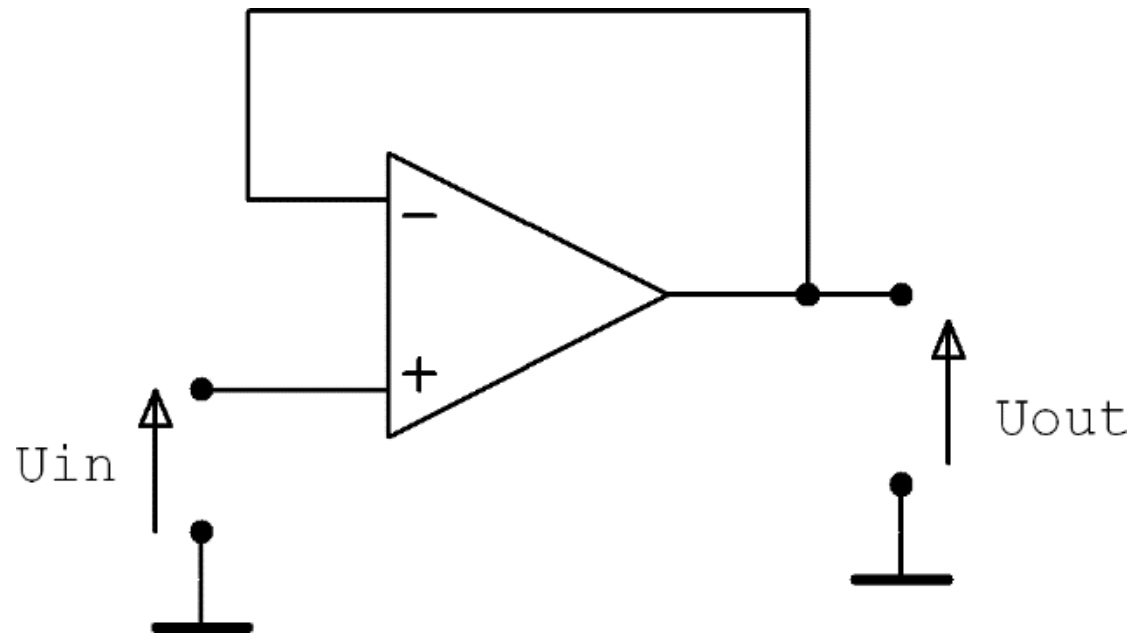
- Co z tego wynika?

## 6.5 Electrical Characteristics

$V_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
Input offset voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$			1	5	mV
						6	mV
Input offset voltage adjustment range		$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{ V}$			$\pm 15$		mV
Input offset current		$T_A = 25^\circ\text{C}$			20	200	nA
					85	500	
Input bias current		$T_A = 25^\circ\text{C}$			80	500	nA
						1.5	$\mu\text{A}$
Input resistance		$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{ V}$		0.3	2		$\text{M}\Omega$
Input voltage range				$\pm 12$	$\pm 13$		V
Large signal voltage gain	$V_S = \pm 15\text{ V}$ , $V_O = \pm 10\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		50	200		V/mV
				25			
Output voltage swing	$V_S = \pm 15\text{ V}$	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$		$\pm 12$	$\pm 14$		V
		$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		$\pm 10$	$\pm 13$		
Output short circuit current		$T_A = 25^\circ\text{C}$			25		mA
Common-mode rejection ratio		$R_S \leq 10\ \Omega$ , $V_{\text{CM}} = \pm 12\text{ V}$		80	95		dB
Supply voltage rejection ratio		$V_S = \pm 20\text{ V}$ to $V_S = \pm 5\text{ V}$ , $R_S \leq 10\ \Omega$		86	96		dB
Transient response	Rise time	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , unity gain			0.3		$\mu\text{s}$
	Overshoot				5%		
Slew rate		$T_A = 25^\circ\text{C}$ , unity gain			0.5		$\text{V}/\mu\text{s}$
Supply current		$T_A = 25^\circ\text{C}$			1.7	2.8	mA
Power consumption	$V_S = \pm 15\text{ V}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$			50	85	mW
		$T_A = T_{\text{A(min)}}$			60	100	
		$T_A = T_{\text{A(min)}}$			45	75	

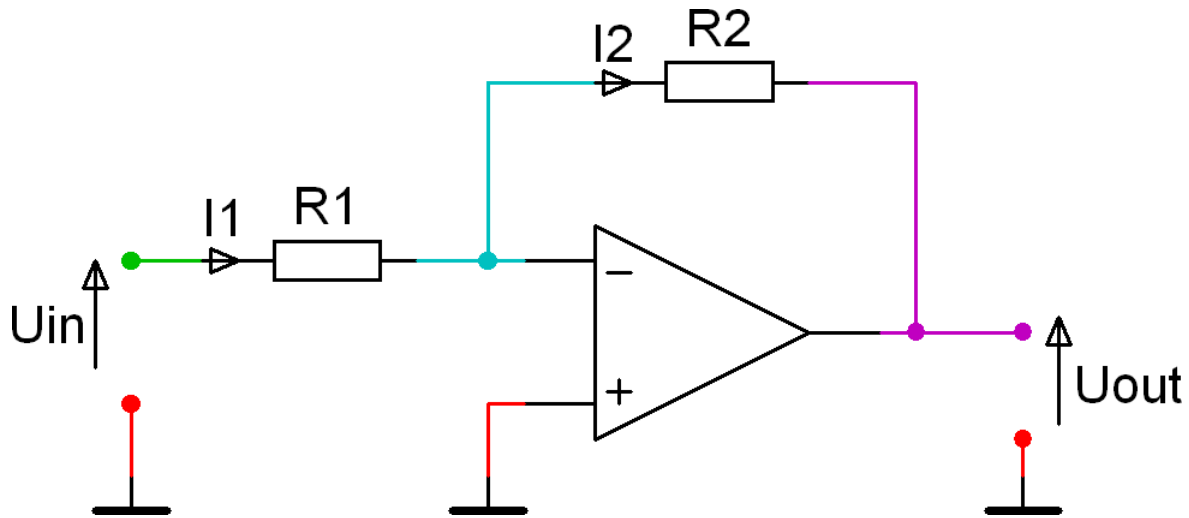
# Podstawowe układy pracy wzmacniacza operacyjnego



Wtórnik napięciowy

- $U_{out} = U_{in}$

# Podstawowe układy pracy wzmacniacza operacyjnego



$$I_1 = I_2$$

$$\frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2}$$

Napięcie na rezystorze  $R_1$ : na zielonej jego końcówce potencjał jest równy  $U_{in}$ , na niebieskiej jest on równy 0 (pozorne zwarcie), skoro tak, to:  $U_1 = U_{in} - 0 = U_{in}$ .

Napięcie na rezystorze  $R_2$ : na niebieskiej końcówce potencjał jest równy 0, na fioletowej jest on równy  $U_{out}$ , a zatem:

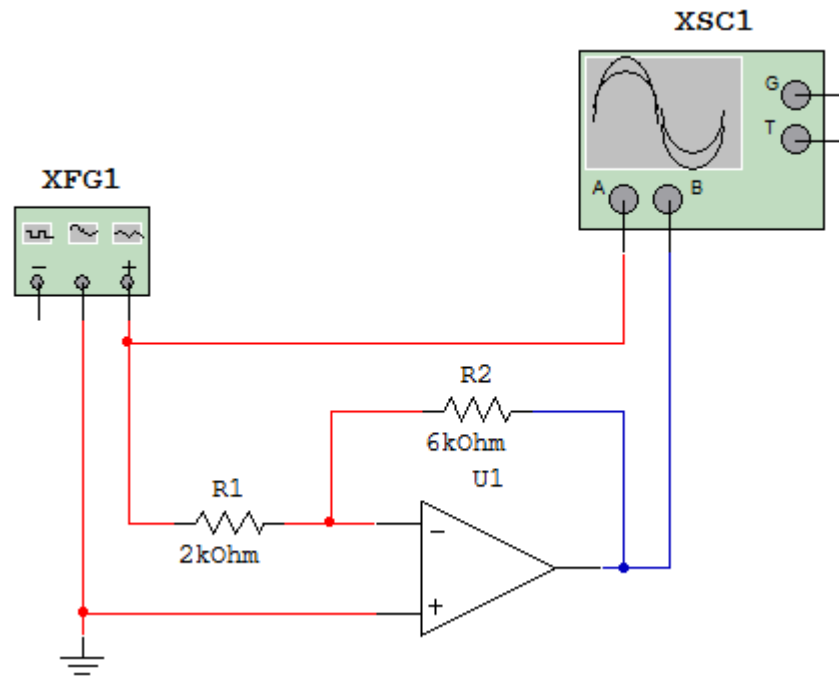
$$U_2 = 0 - U_{out} = -U_{out}.$$

$$\frac{U_{in}}{R_1} = \frac{-U_{out}}{R_2}$$

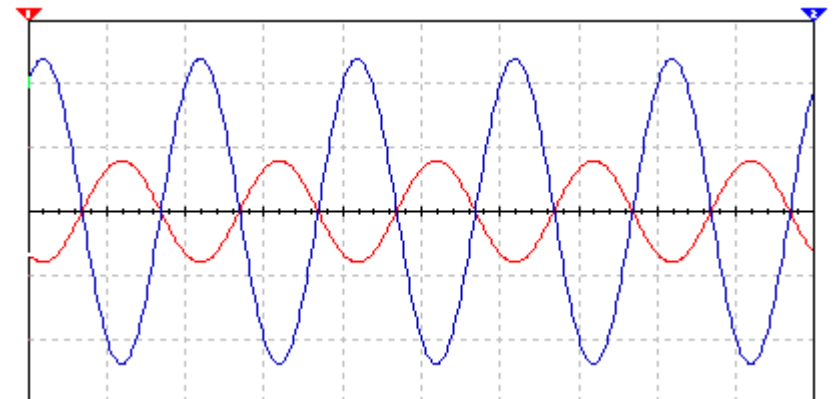
$$U_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{in}$$

# A zatem – WZMACNIACZ ODWRACAJĄCY FAZĘ

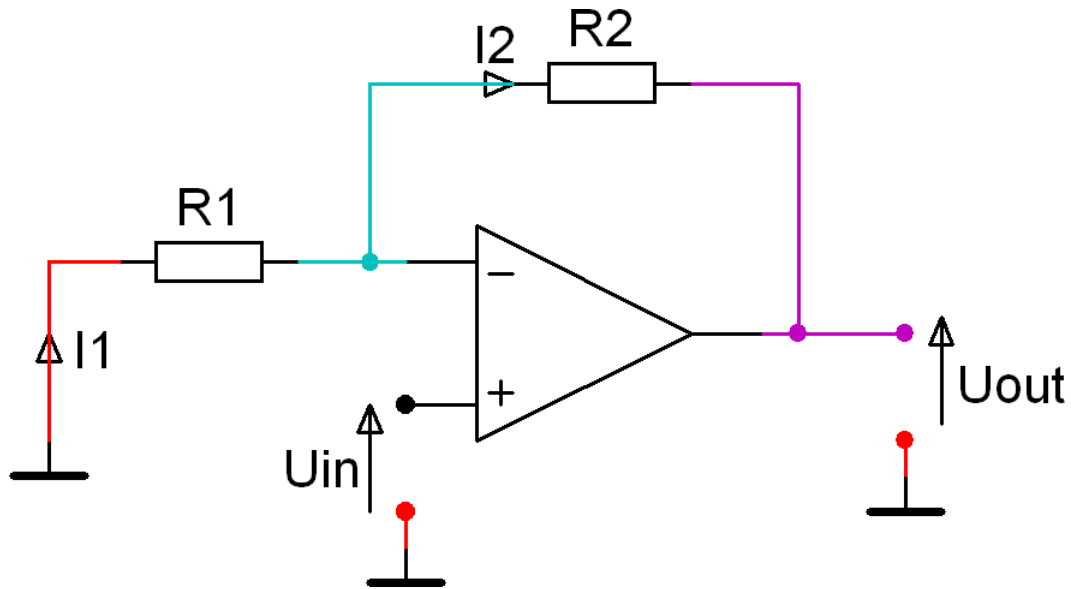
Wzmocnienie ( $H_u$ ) jest równe  $-R_2/R_1$



$$-\frac{R_2}{R_1} = -\frac{6k}{2k} = -3$$



# WZMACNIACZ NIEODWRACAJĄCY FAZY



➔ Analiza:

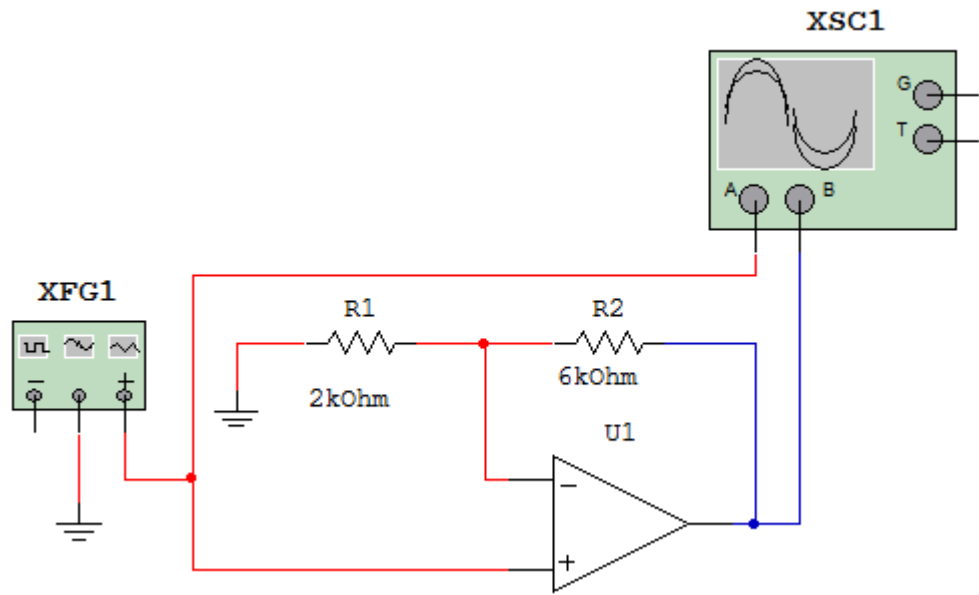
Zasady są dokładnie takie same jak w przypadku poprzedniego, więc:

- potencjał węzła niebieskiego? Jest równy U<sub>in</sub> (ponieważ pozorne zwarcie);
- jak się ma I<sub>1</sub> do I<sub>2</sub>? Są sobie równe bo do wejść WO nie płynie prąd;
- napięcia na R<sub>1</sub> i R<sub>2</sub>? Liczymy na takiej samej zasadzie jak poprzednio, więc:
  - U<sub>1</sub> = 0 - U<sub>in</sub> = -U<sub>in</sub>,
  - U<sub>2</sub> = U<sub>in</sub> - U<sub>out</sub>.

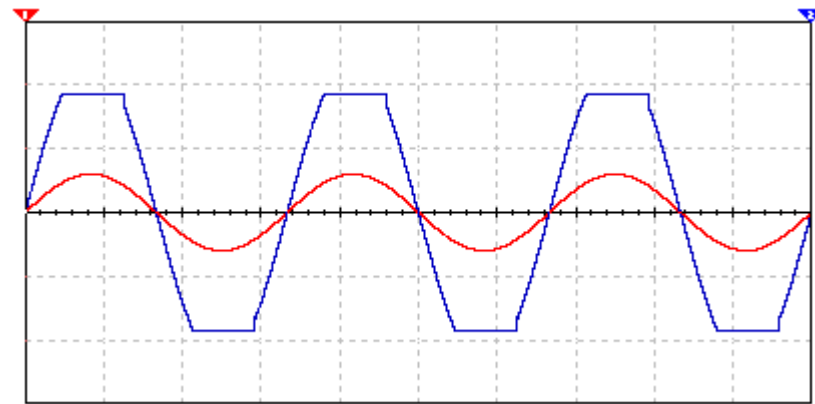
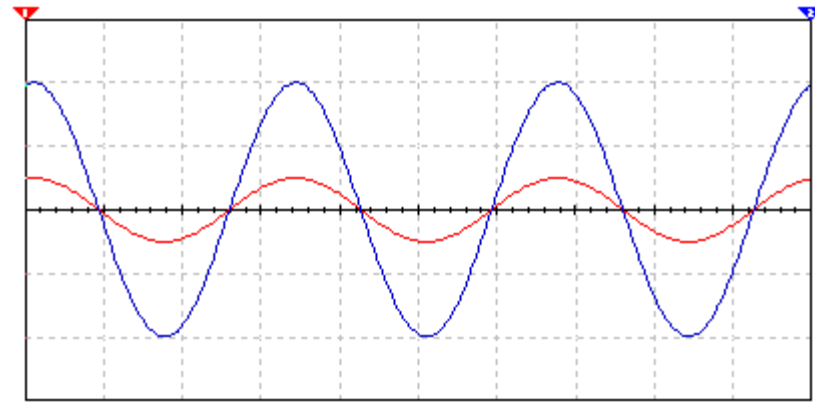
$$I_1 = I_2$$

$$\frac{-U_{in}}{R_1} = \frac{U_{in} - U_{out}}{R_2}$$

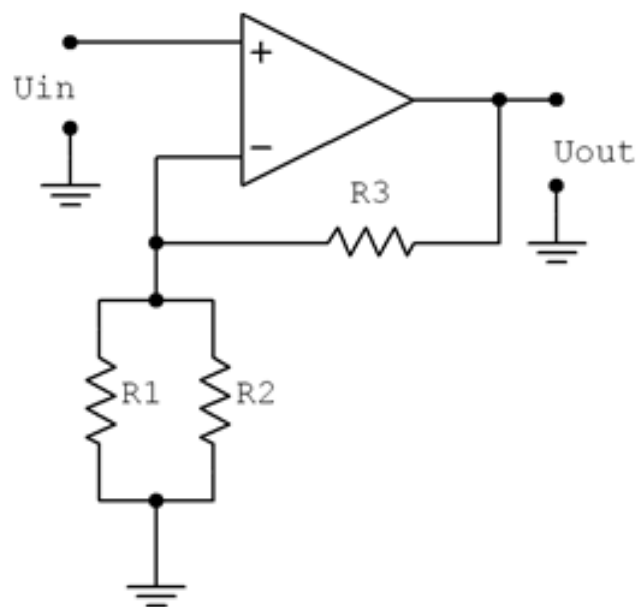
$$U_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_{in} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{in}$$



$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{6k}{2k} = 4$$

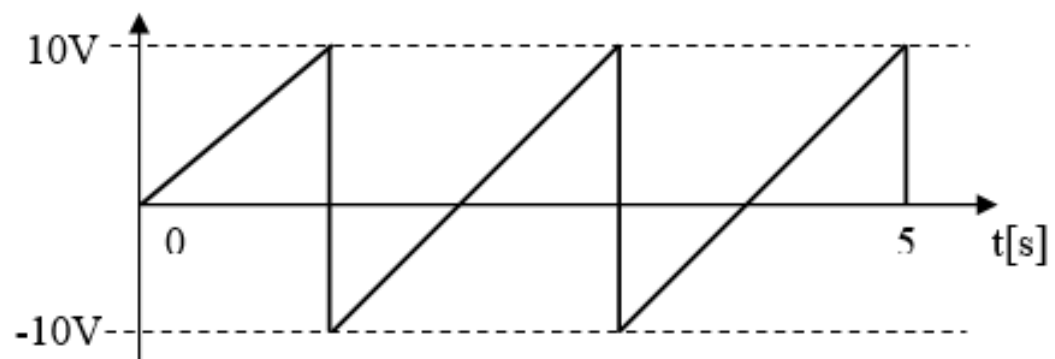


Dany jest układ:



$$R_1=2k, R_2=2k, R_3=2k.$$

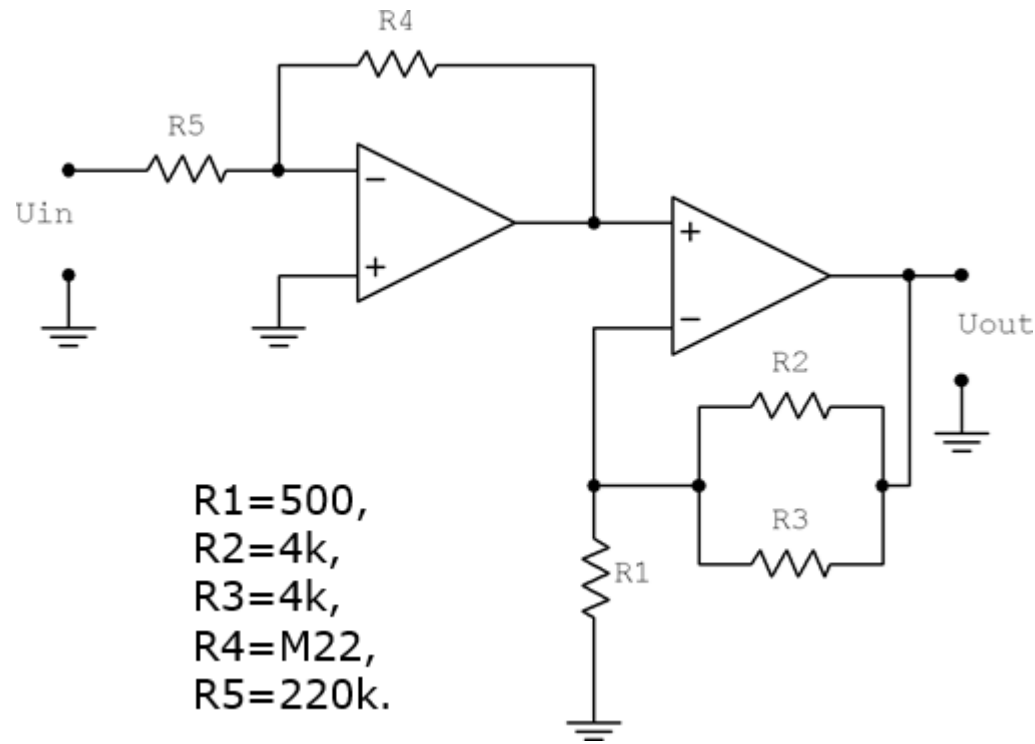
Na jego wejście podaję następujący sygnał:



Naszkiej wygląd sygnału na wyjściu tego układu.

Układ zasilany jest napięciem  $\pm 15V$ .

Jakie mogą maksymalnie napięcie podać na jego wejście, by sygnał wyjściowy nie był zniekształcony?



Zaprojektuj wzmacniacz o wzmacnieniu napięciowym  $H_u = U_{out}/U_{in} = 5$  [V/V].

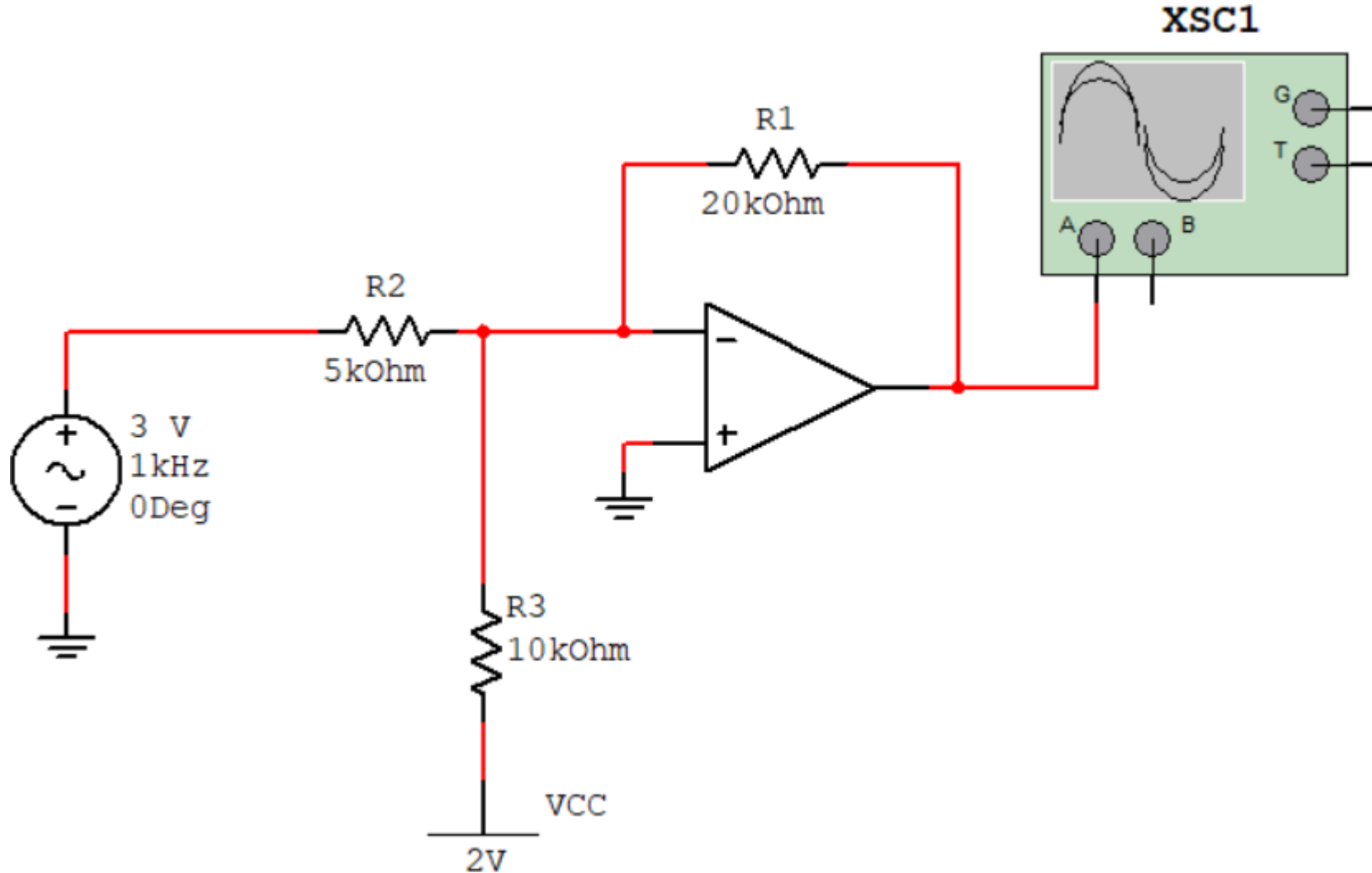
Zaprojektuj wzmacniacz o wzmacnieniu napięciowym  $H_u = -5$  [V/V].

Zaprojektuj wzmacniacz o wzmacnieniu napięciowym  $H_u = 0,2$  [V/V].

Układ zasilany jest napięciem  $\pm 20\text{V}$ .

$U_{in}$  jest sygnałem sinusoidalnym o amplitudzie  $3\text{V}$  i częstotliwości  $100\text{Hz}$ .

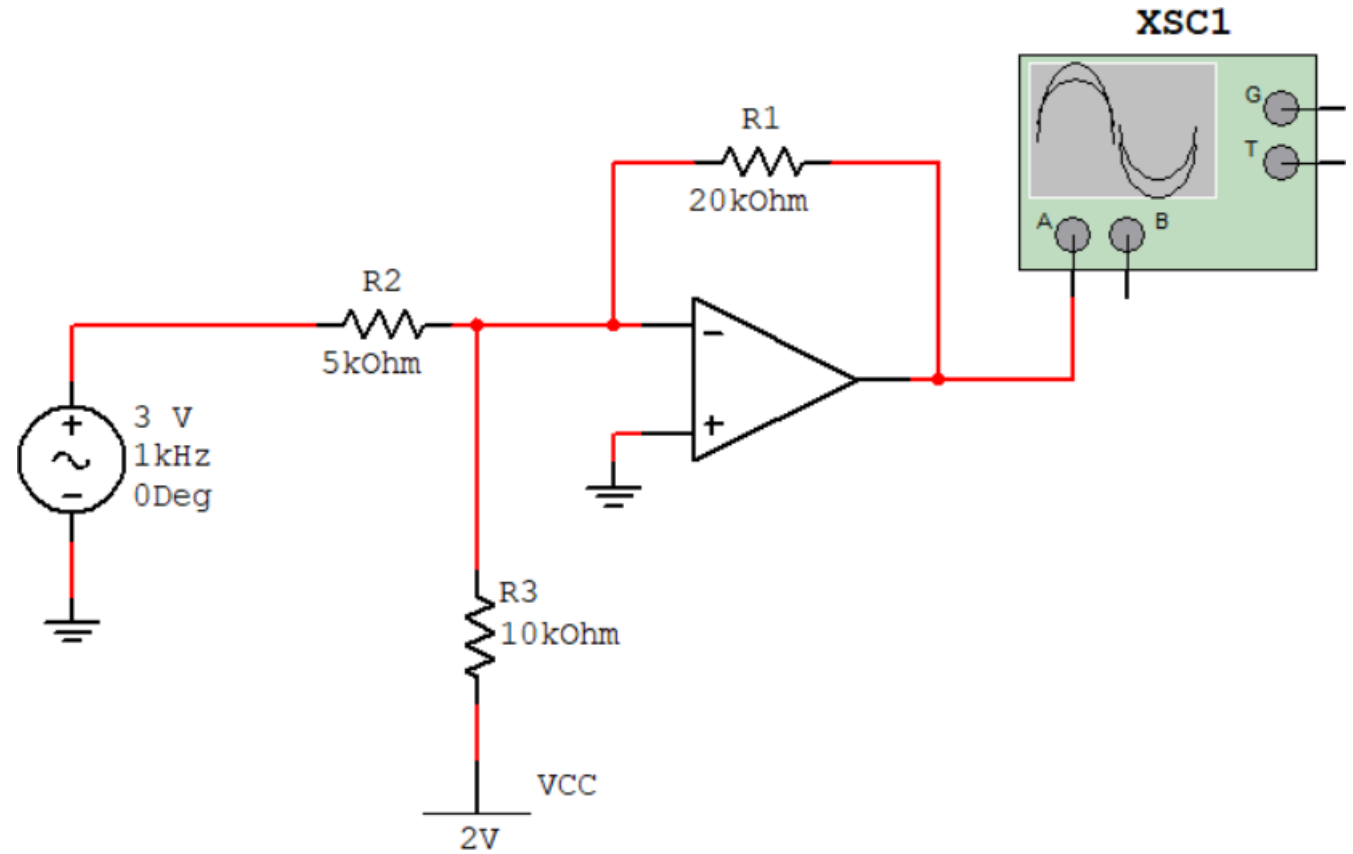
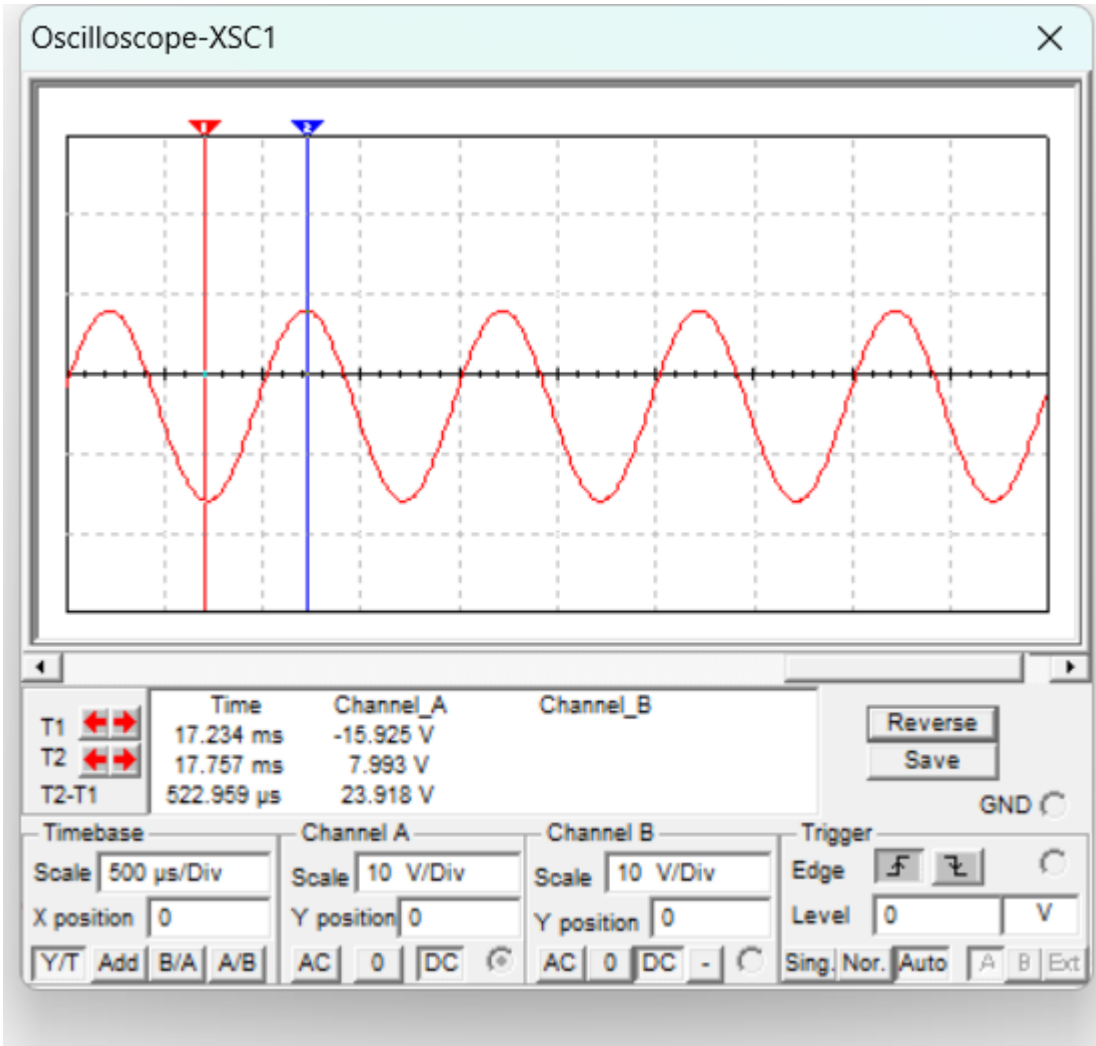
Jak wygląda napięcie wyjściowe?



Układ zasilany jest napięciem  $\pm 20V$ .

$U_{in}$  jest sygnałem sinusoidalnym o amplitudzie 3V i częstotliwości 100Hz.

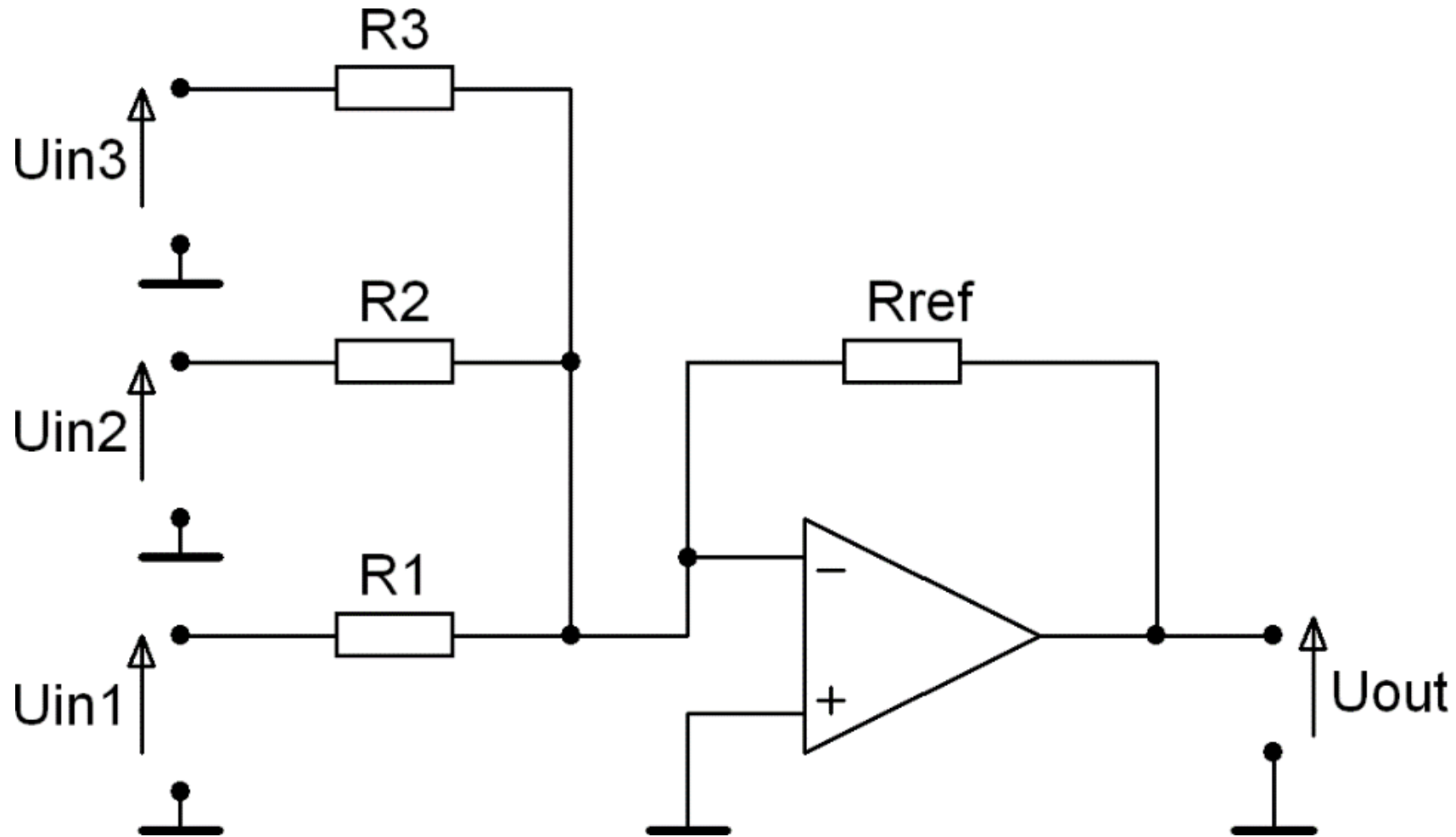
Jak wygląda napięcie wyjściowe?



Co się zmieni po zmianie napięcia zasilającego, np. na  $\pm 12V$ ?

# Sumator

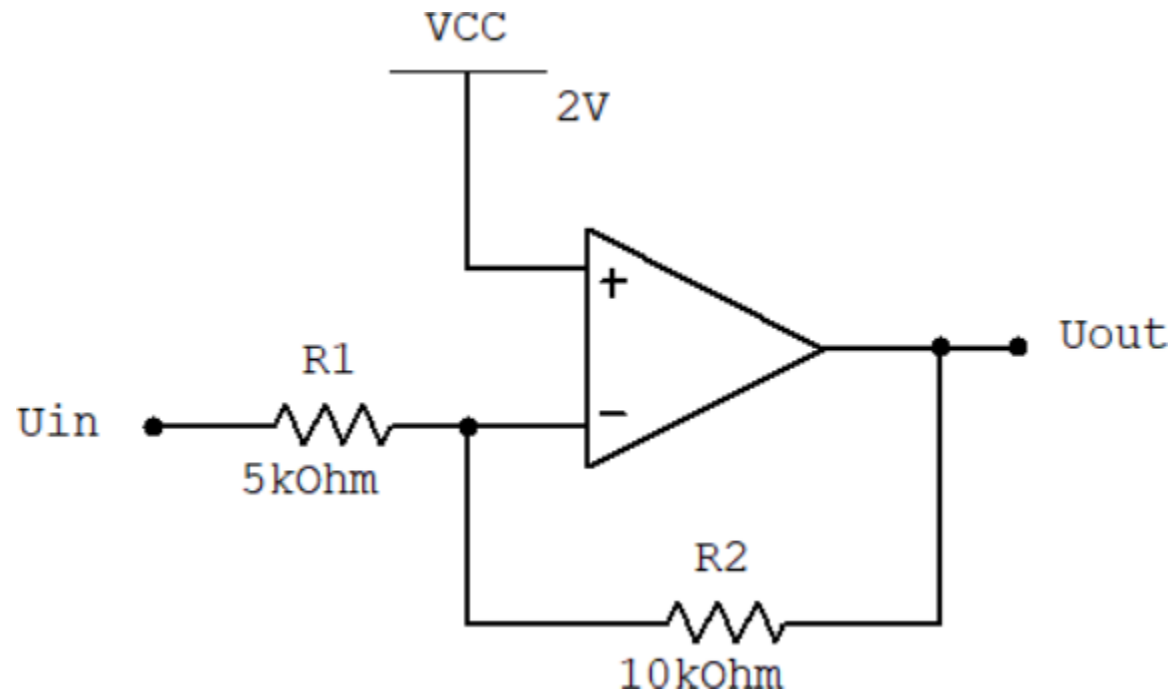
$$U_{out} = -\left(\frac{R_{ref}}{R_1} U_{in1} + \frac{R_{ref}}{R_2} U_{in2} + \frac{R_{ref}}{R_3} U_{in3}\right)$$



Układ zasilany jest napięciem  $\pm 15V$ .

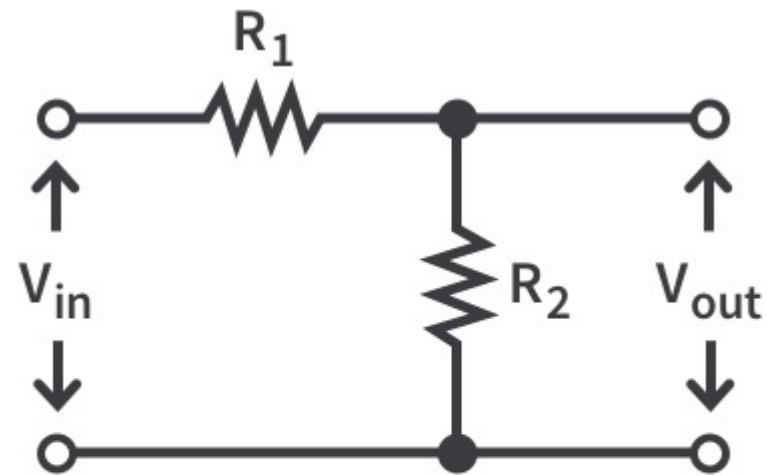
$U_{in}$  jest sygnałem sinusoidalnym o amplitudzie 3V i częstotliwości 100Hz.

Jak wygląda napięcie wyjściowe?

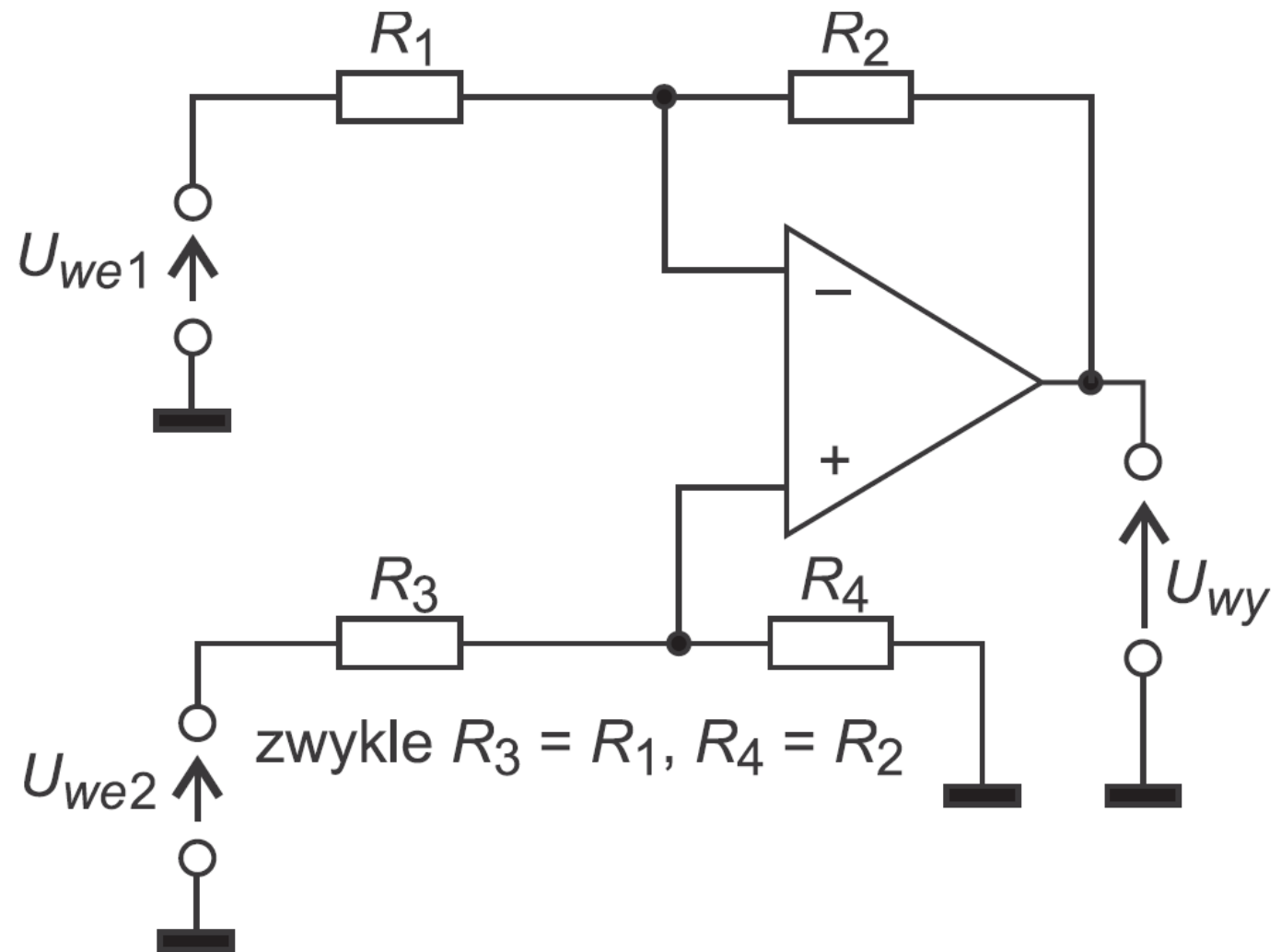


Wykorzystując jak najmniejszą liczbę WO zaprojektować układ realizujący funkcję

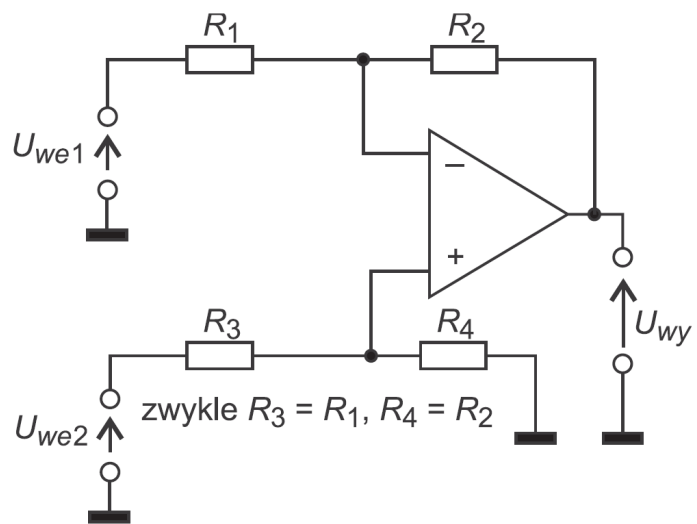
$$U_{wy} = -2U_1 - 5U_2 + 4U_3$$



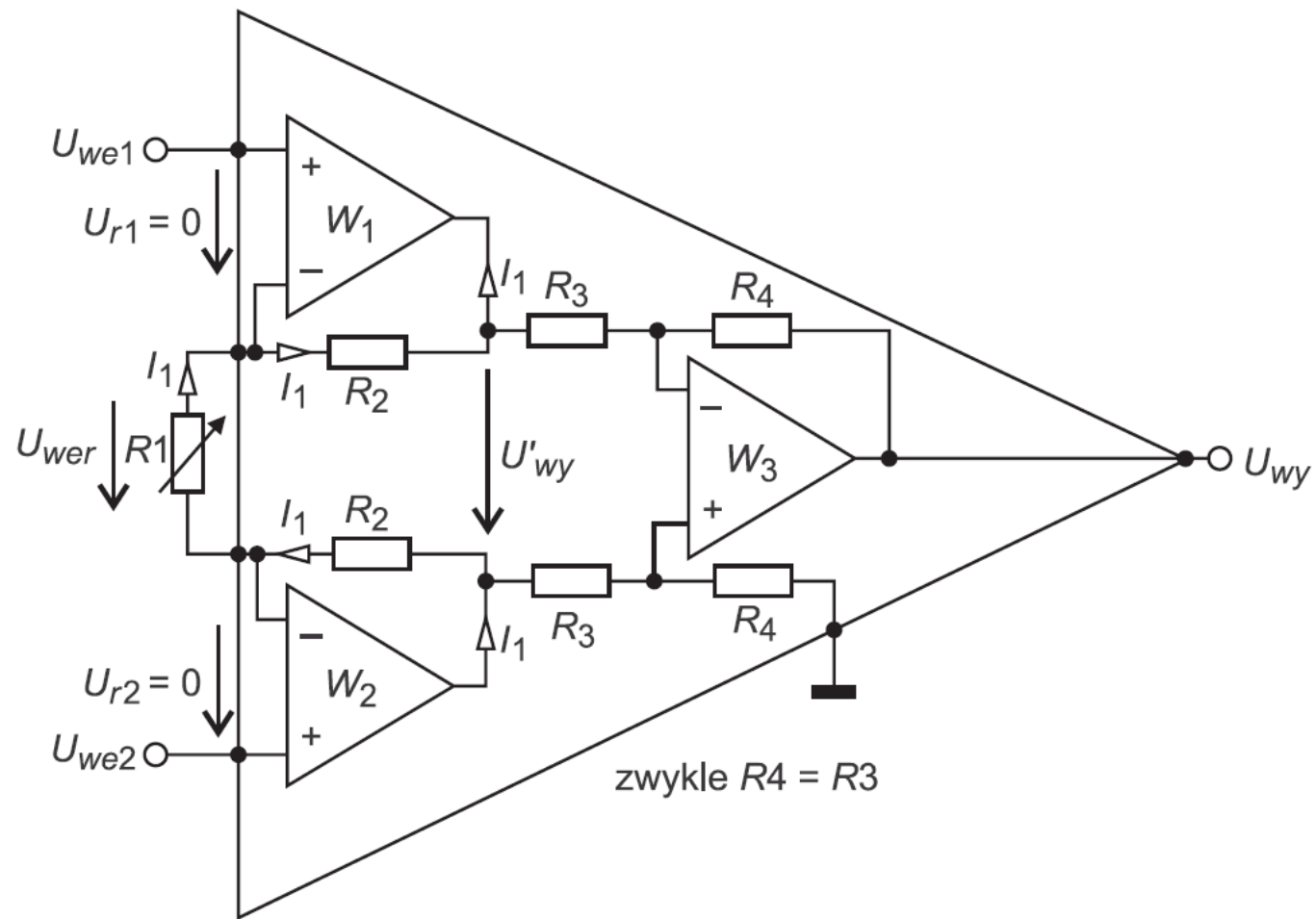
$$V_{out} = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{in}$$

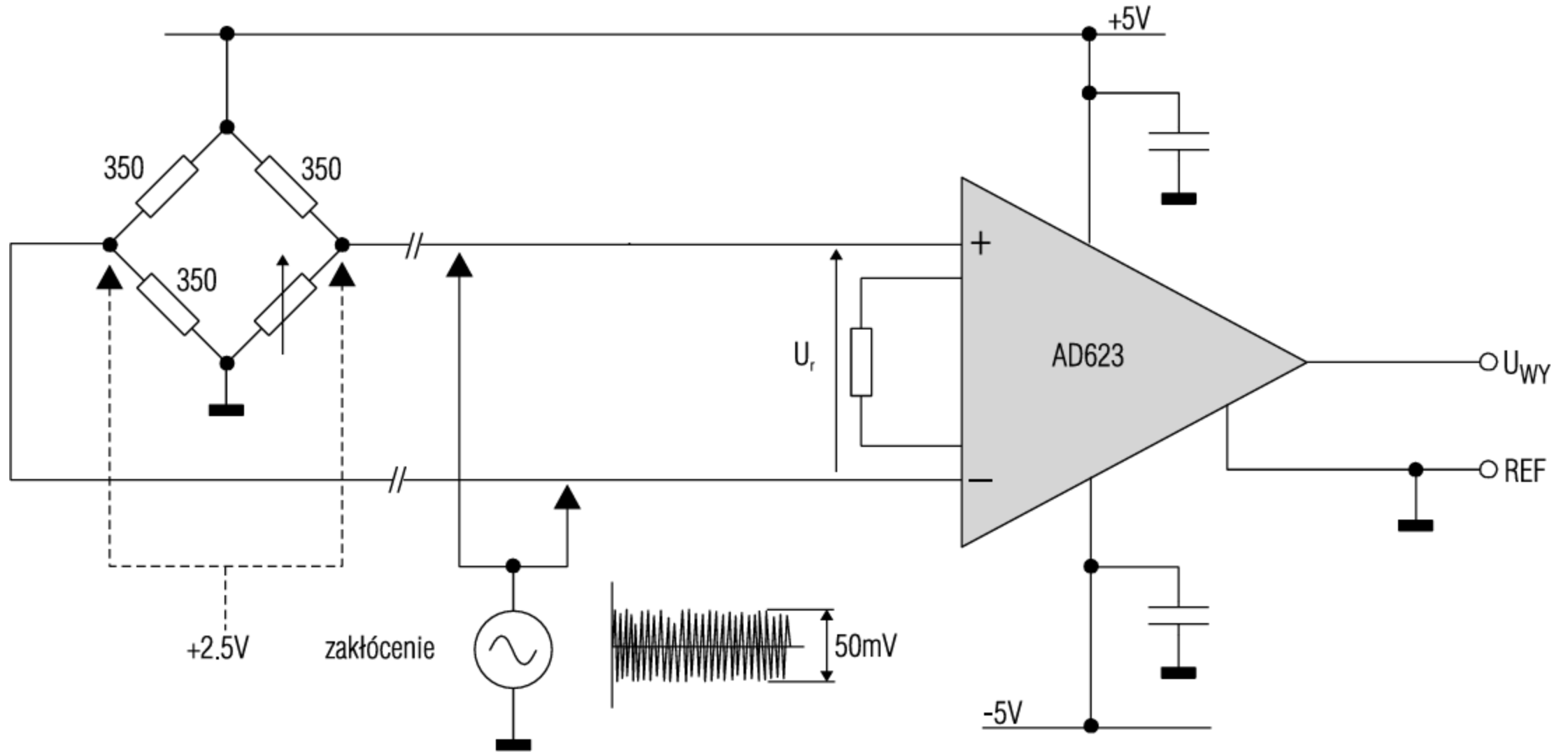


# Wzmacniacz różnicowy -> Wzmacniacz pomiarowy

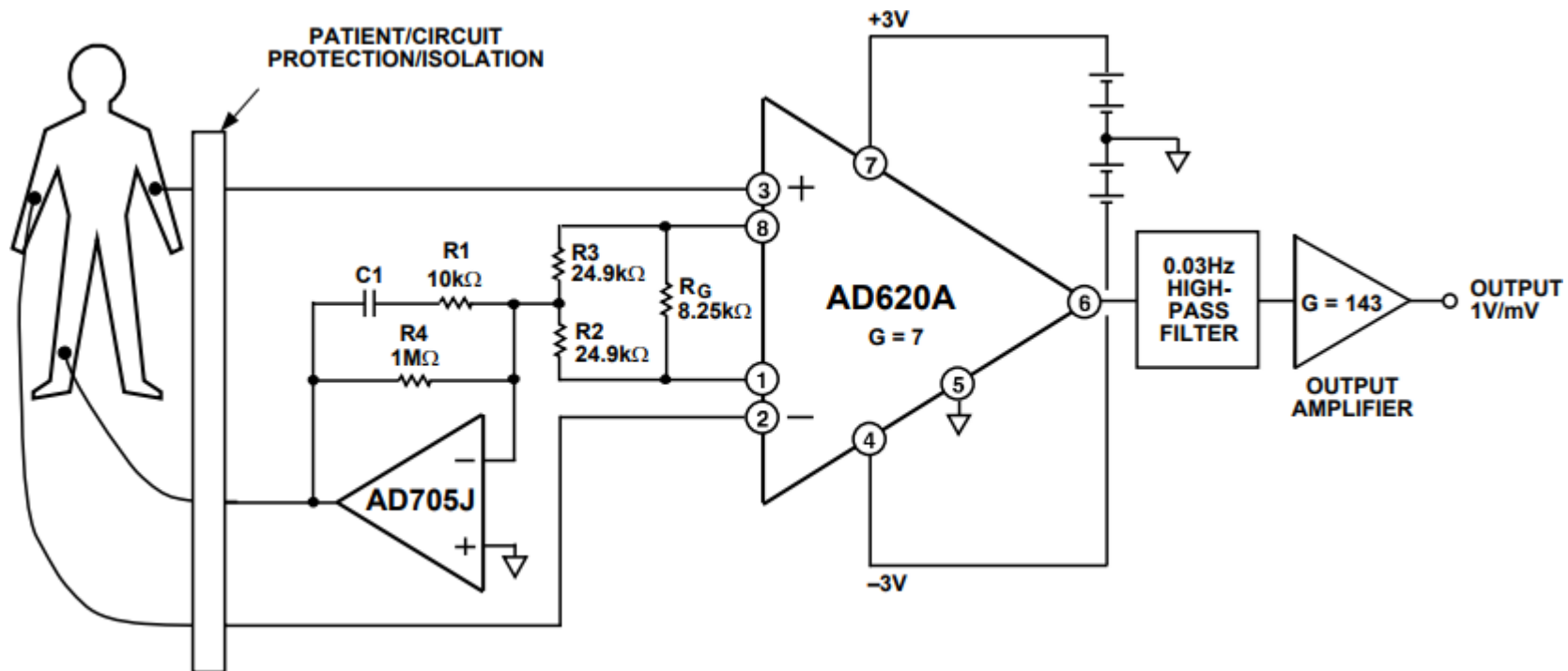


->



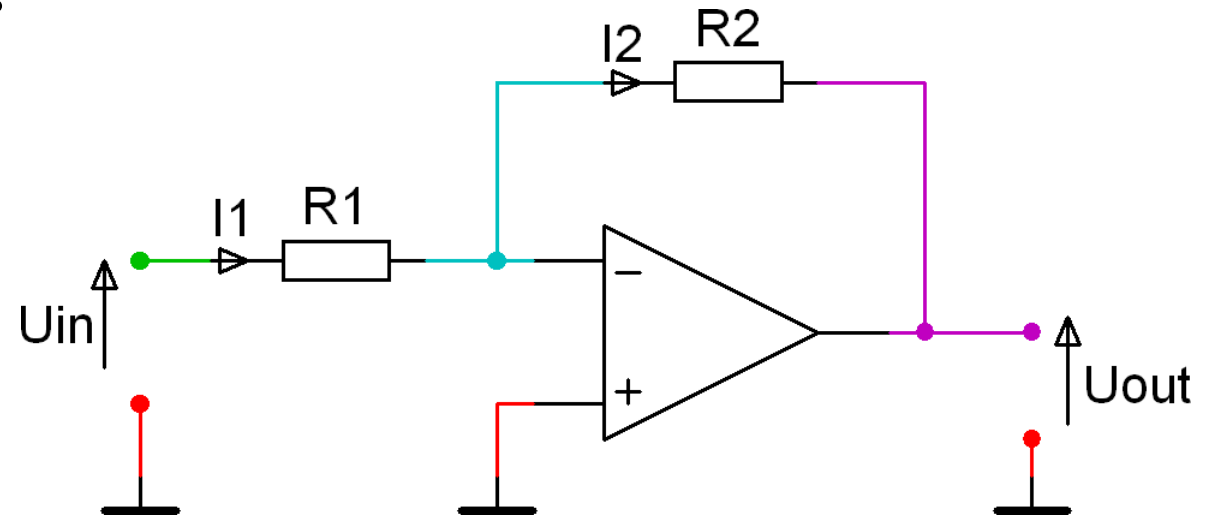


# Schemat układu służącego do monitorowania EKG



- AD620A wstępnie wzmacnia sygnał różnicowy.
- AD705J aktywnie redukuje napięcie wspólne i zakłócenia.
- Filtr 0,03 Hz usuwa bardzo wolny dryft i offset.
- Końcowy wzmacniacz podnosi sygnał z 1 mV EKG na 1V wyjścia ( $7 \times 143 = 1001$ ).

Dla wzmacniacza odwracającego fazę wyznaczyć maksymalny błąd wzmocnienia, przy założeniu, że rezystory mają wartości  $R_1 = 100k$ ,  $R_2 = 2k$ , a ich tolerancja wartości to **5%**.



$$H_U = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100k}{2k} = -50$$

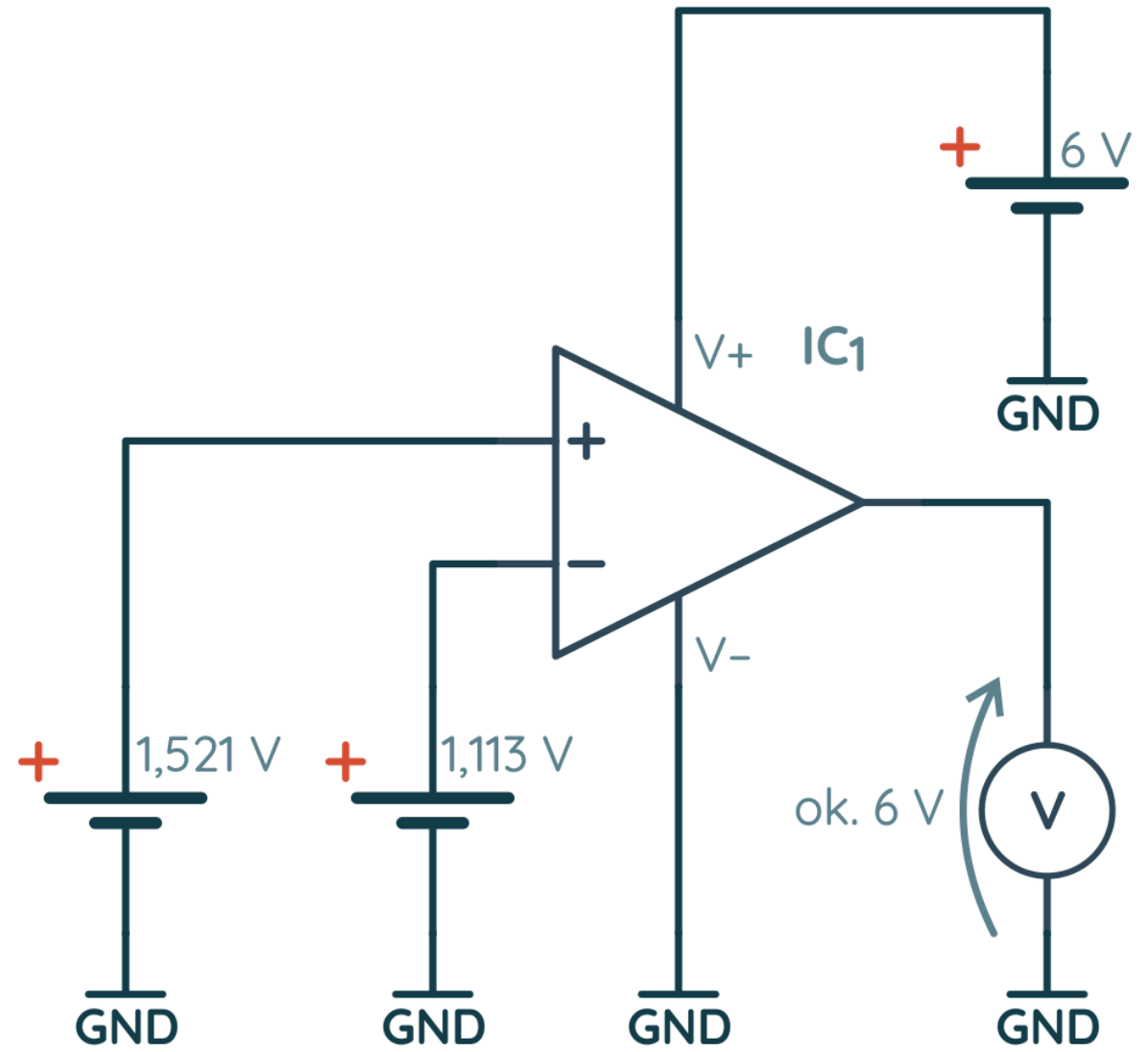
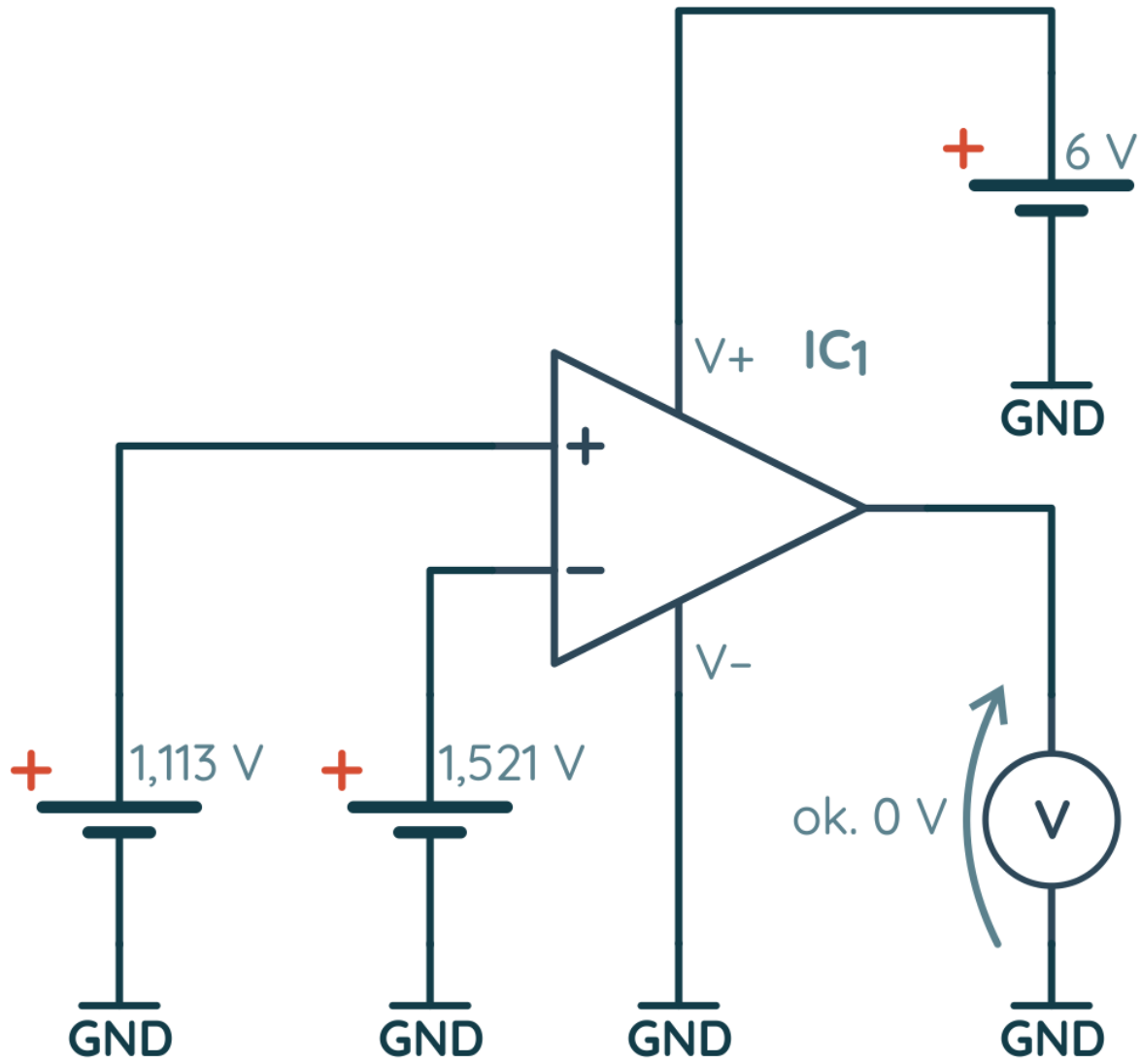
$$H_{Umax} = -\frac{100k+5k}{2k-0,1k} = -55,3$$

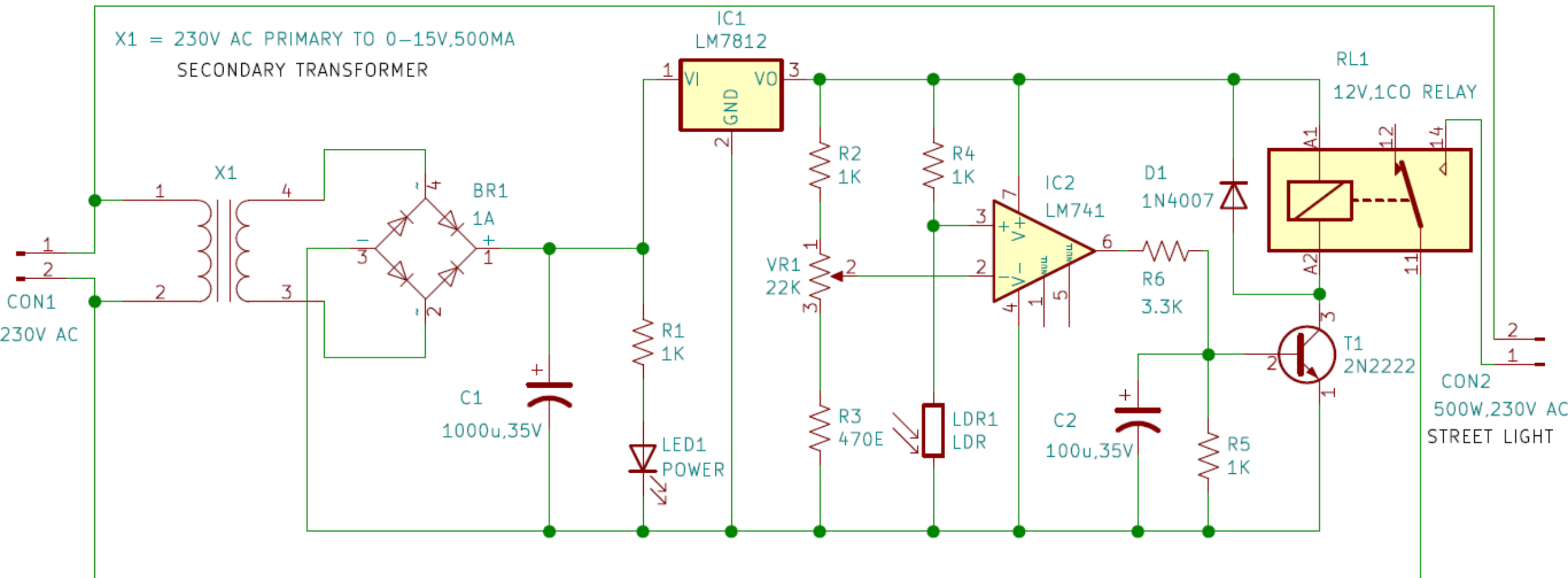
$$H_{Umin} = -\frac{100k-5k}{2k+0,1k} = -45,2$$

$$\delta_x = \frac{\Delta x}{x_0} = \frac{x - x_0}{x_0}$$

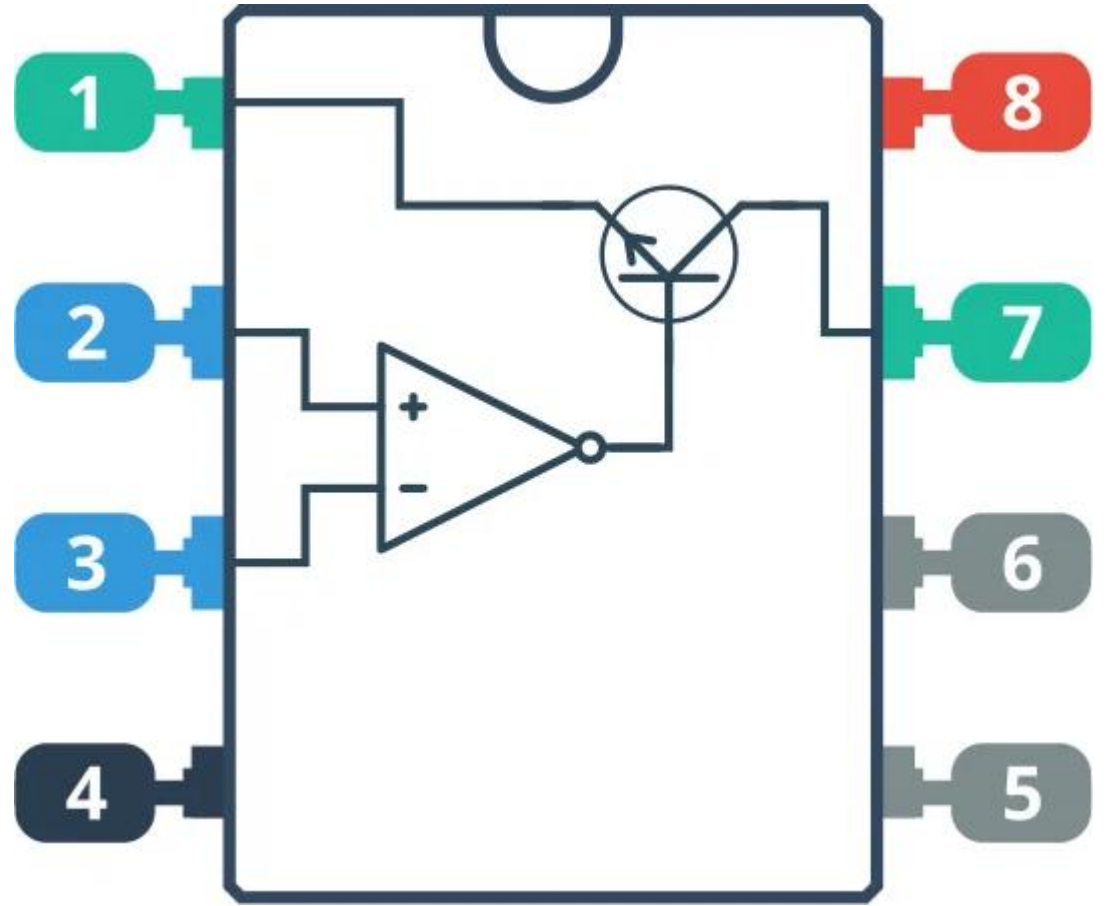
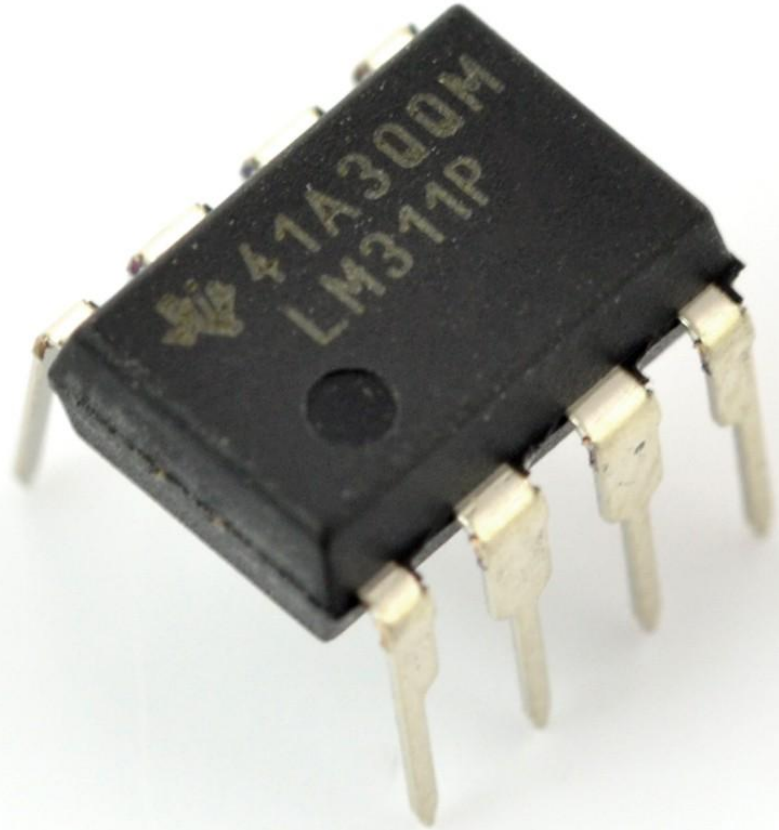
$$\delta_H = \frac{5,3}{50} = 10,6\%$$

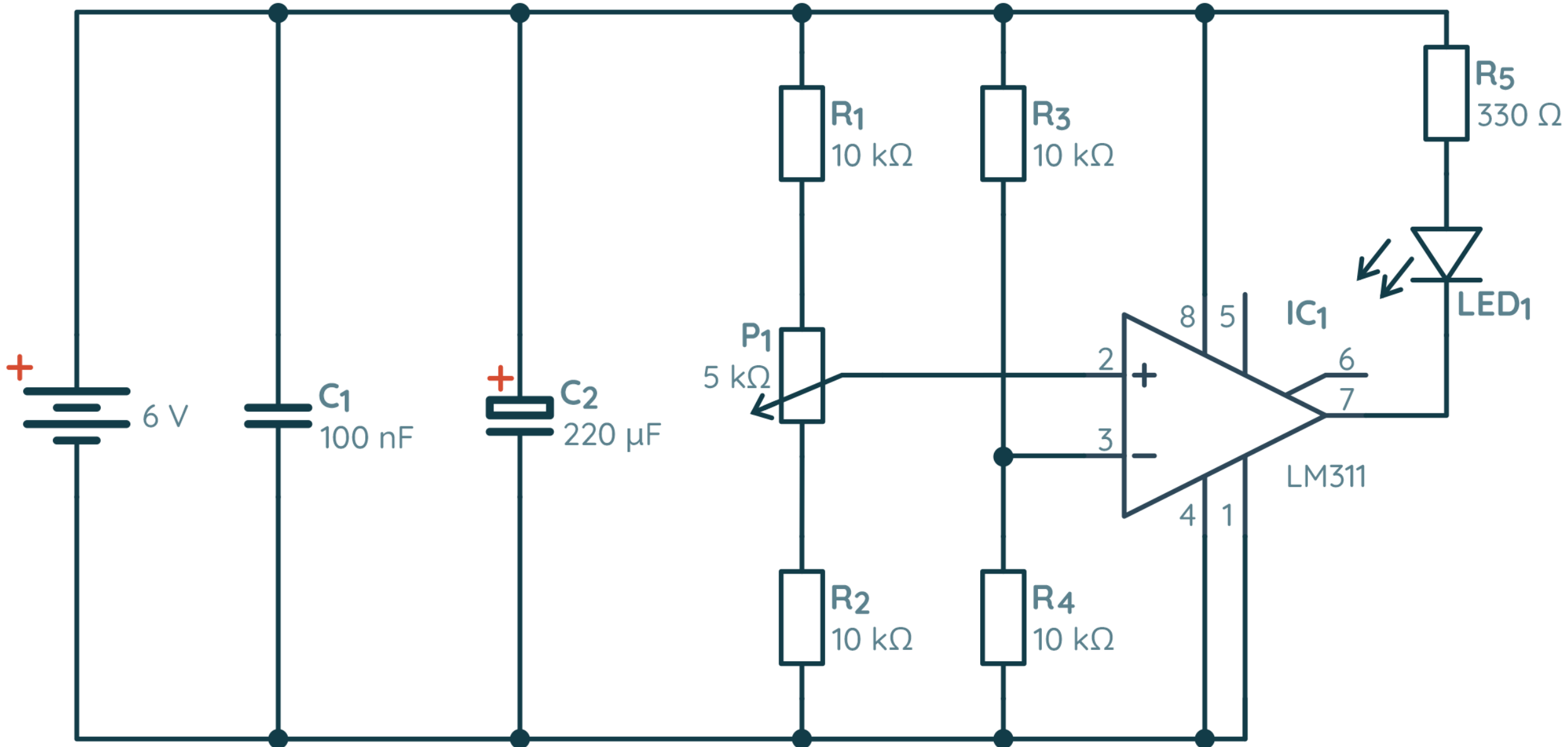
# Komparator



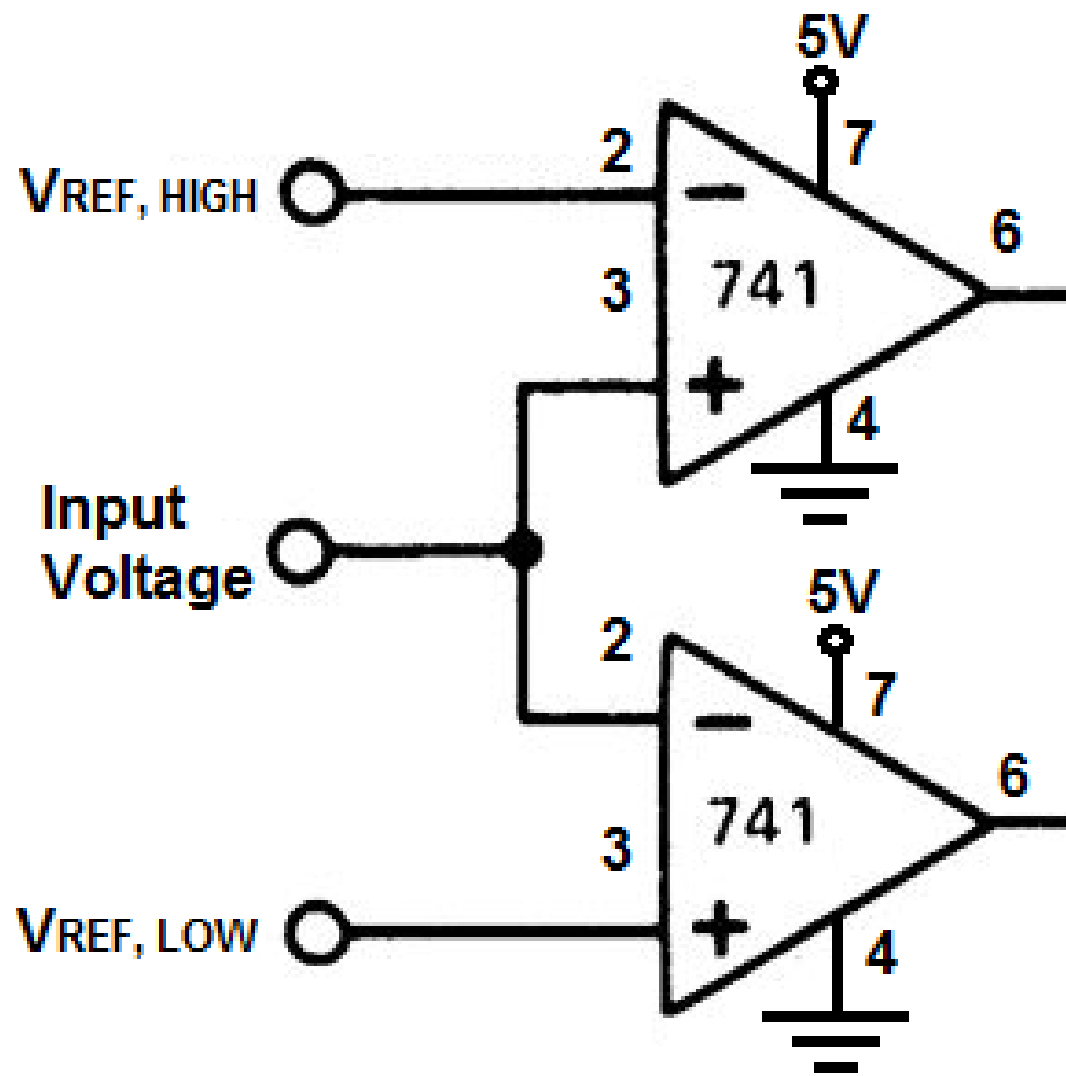


# LM311





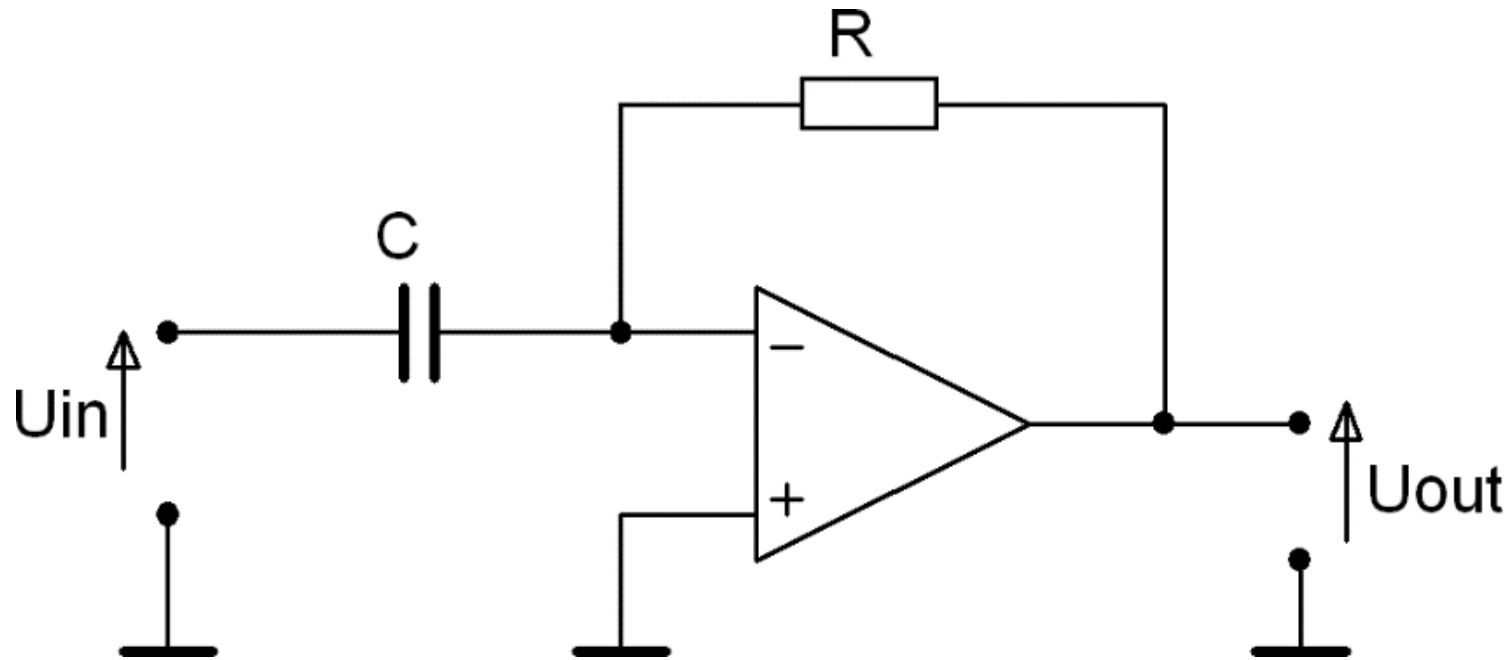
# Komparator okienkowy



Dlaczego wzmacniacze są **operacyjne**?

Nieliniowe zastosowania WO.

# Układ różniczkujący



$$I_R = I_C$$

$$I = C \cdot \frac{dU}{dt}$$

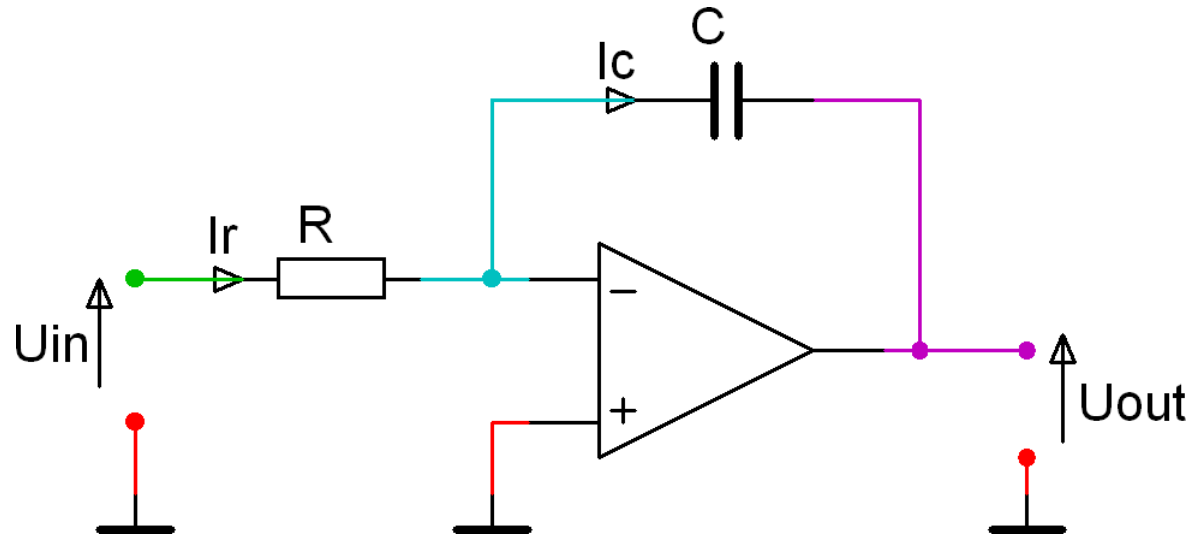
$$U_C = U_{in} - 0$$

$$U_R = 0 - U_{out}$$

$$C \cdot \frac{dU_{in}}{dt} = \frac{-U_{out}}{R}$$

$$U_{out} = -RC \cdot \frac{dU_{in}}{dt}$$

# Układ całkujący



$$I_R = I_C$$

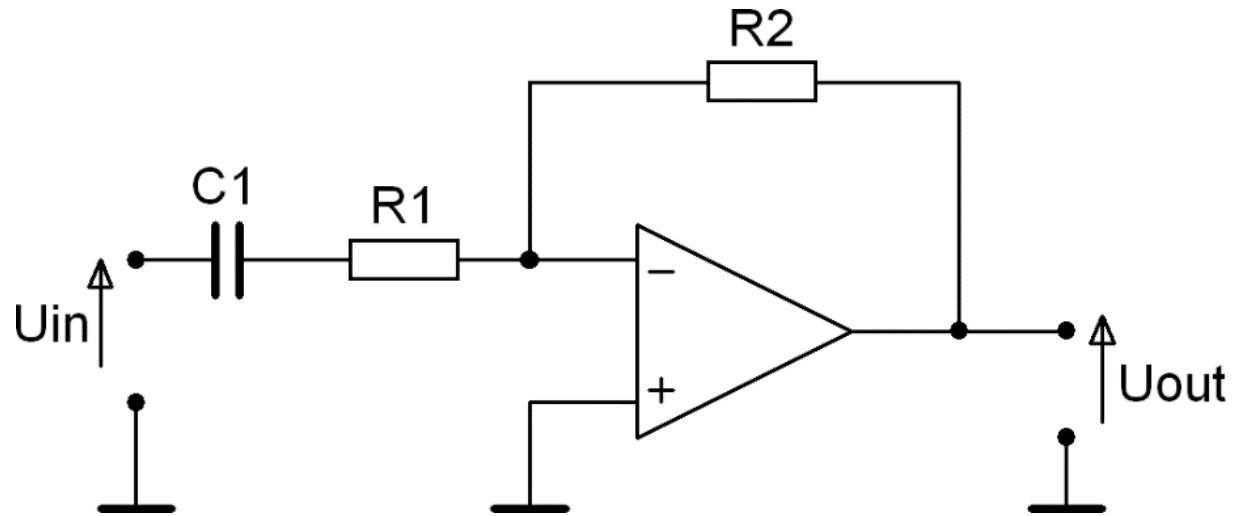
$$I = C \cdot \frac{dU}{dt}$$

$$\frac{U_{in}}{R} = C \cdot \frac{d(-U_{out})}{dt}$$

$$\int \frac{U_{in}}{R} dt = C \cdot (-U_{out})$$

$$U_{out} = -\frac{1}{RC} \int U_{in} dt$$

# FILTRY



$$U_{out} = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot U_{in}$$

gdzie  $Z_2 = R_2$ , natomiast  $Z_1 = R_1 + X_{C1}$ , gdzie  $X_{C1}$  to reaktancja kondensatora.

$$U_{out} = -\frac{R_2}{R_1 + X_{C1}} \cdot U_{in}$$

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

Granica przepustowości:

$$R_1 = X_{C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1} \quad \longrightarrow \quad f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

**Zaprojektujmy filtr górnoprzepustowy o granicy przepustowości równej 12 kHz i wzmacnieniu w paśmie przepustowym równym -3.**

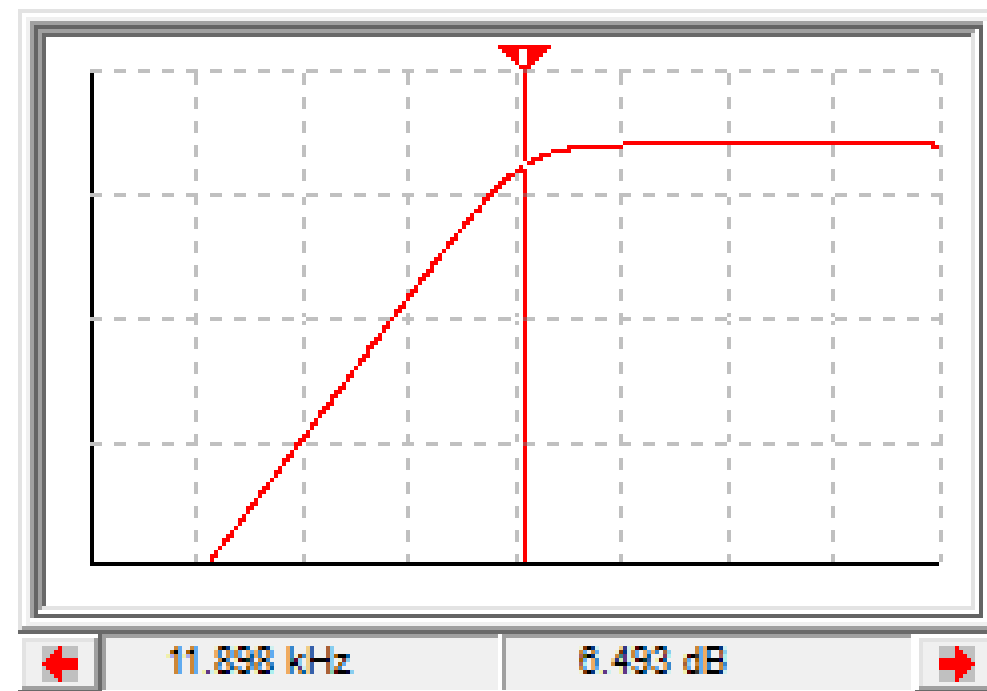
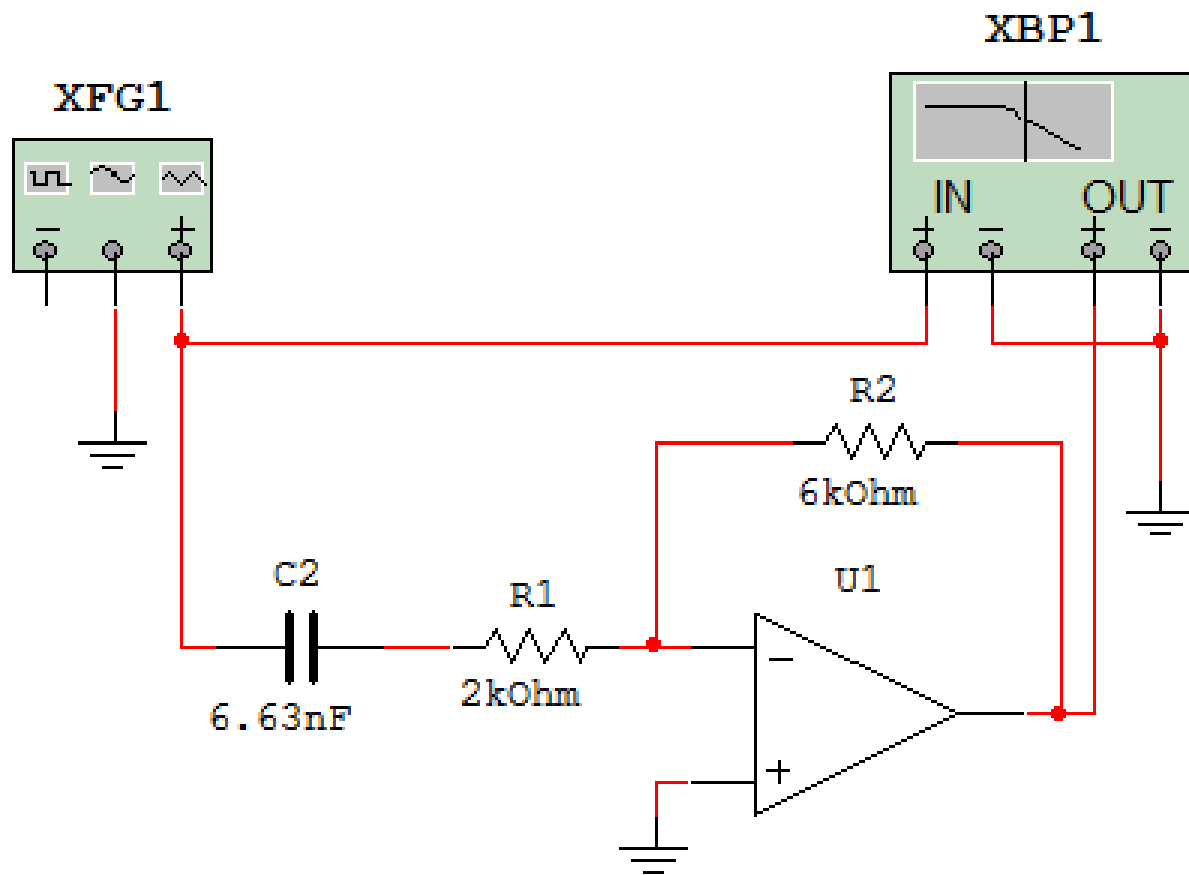
Wykorzystać możemy dwa wcześniej uzyskane wzory:

1. wzór na wzmacnienie w paśmie przepustowym  $H_u = -\frac{R_2}{R_1}$  oraz

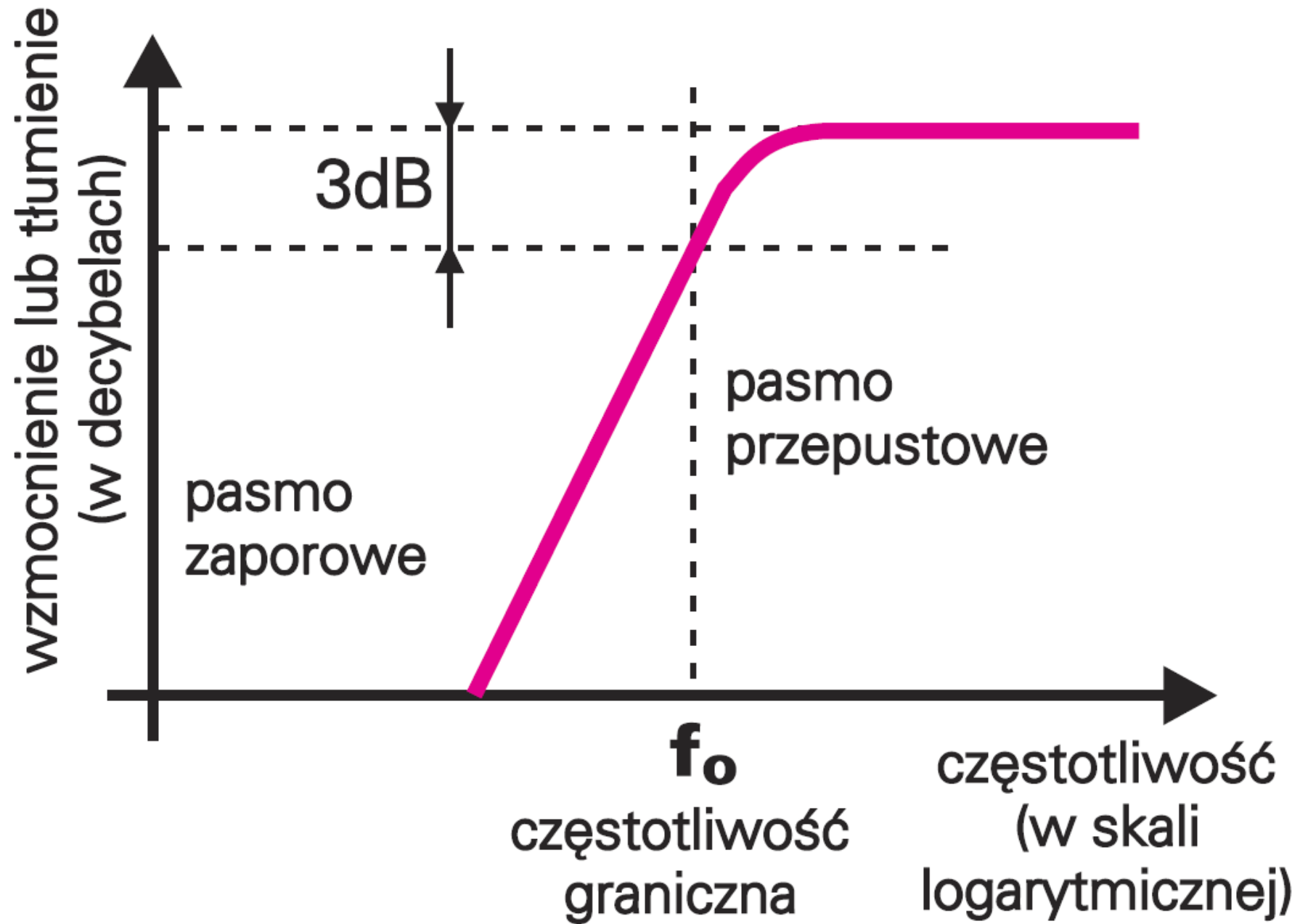
2. wzór na częstotliwość graniczną filtra  $f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$ .

Taki układ równań ma nieskończenie wiele rozwiązań i dlatego też którąś z nieznanych wartości musimy sobie założyć.

Zatem, jeżeli np. wyjdziemy od tego, że  $R_2$  będzie równy  $6\text{k}\Omega$ , to z wzoru 1 wynika, że  $R_1$  musi być równe  $2\text{k}\Omega$ , a mając  $R_1$  i wiedząc, że granica przepustowości  $f$  ma być równa  $12\text{ kHz}$ , to z wzoru 2 możemy obliczyć  $C_1$ , która będzie w tym przypadku równa  $6,63\text{ nF}$ .



Jak widać, układ działa zgodnie z założeniami, tj. dla częstotliwości około 12 kHz wykazuje spadek wzmacnienia o około 3dB względem wzmacnienia w paśmie przepustowym  $H_u$  (obliczonego jako  $20 \log |H_u| = 20 \log |-3| = 9,54 \text{ dB}$ ).



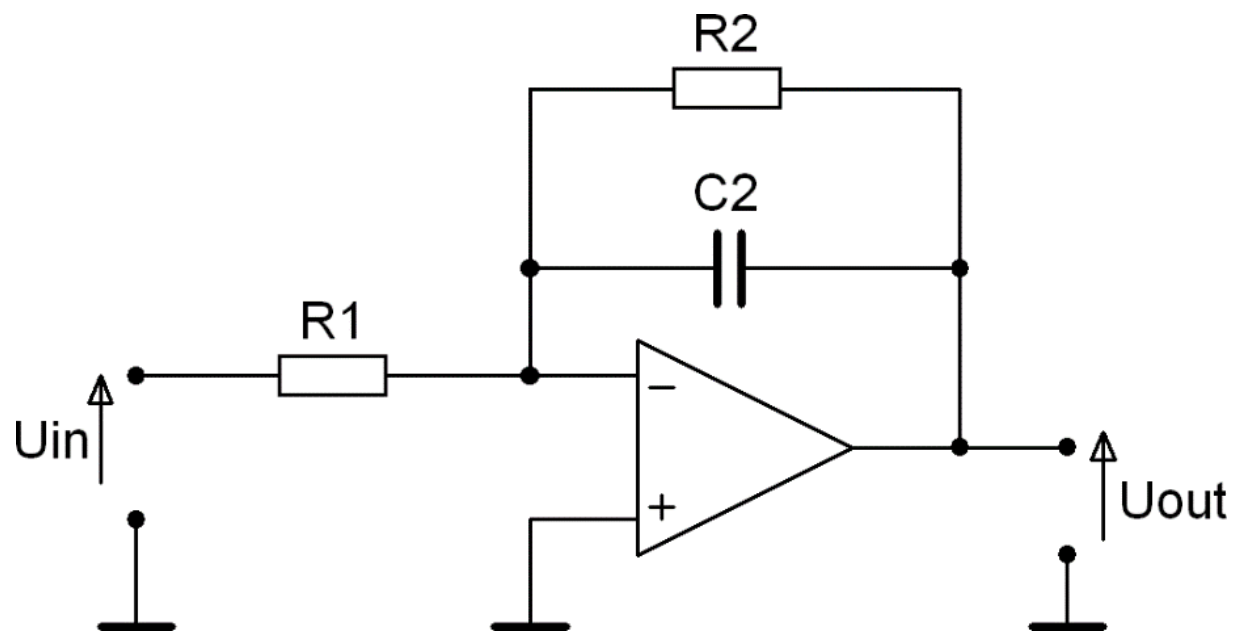
Wzrost lub spadek o 3 dB jest kluczowy, ponieważ oznacza podwojenie (lub dwukrotne zmniejszenie) mocy sygnału.

- W akustyce 3 dB to również najmniejsza zmiana poziomu dźwięku, którą ludzkie ucho jest w stanie wyraźnie zarejestrować.

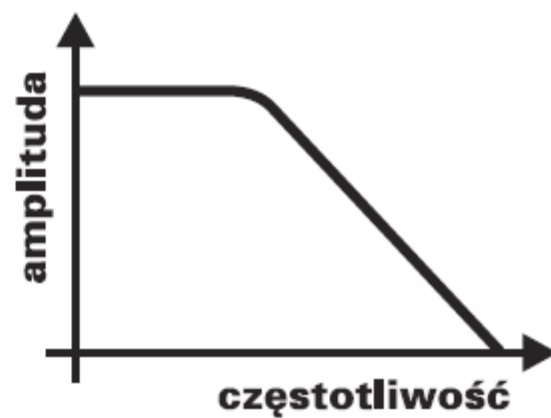
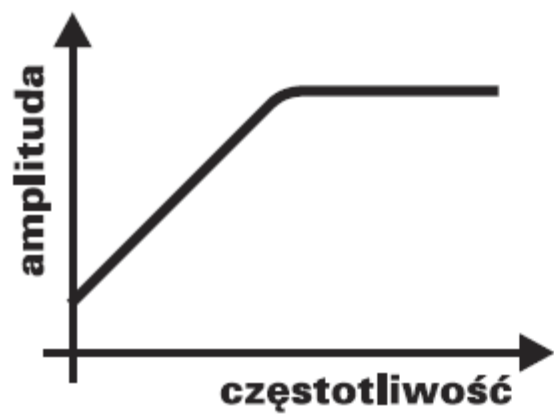
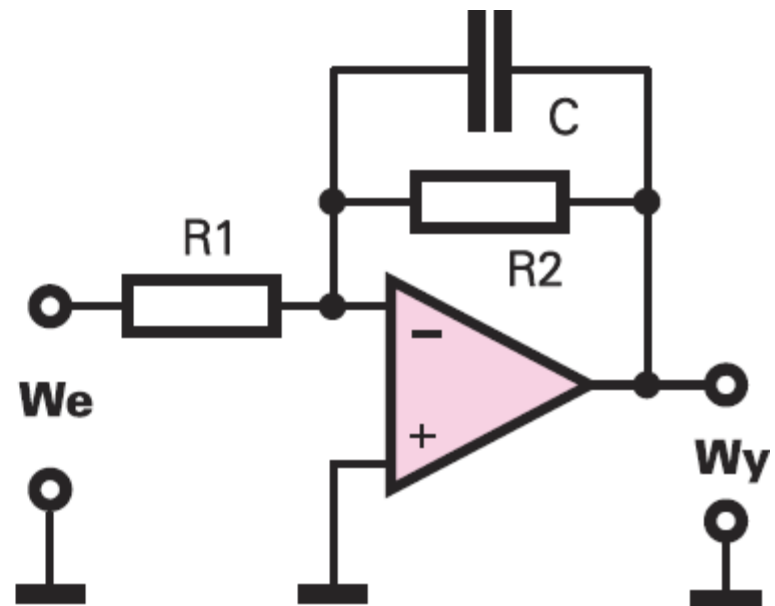
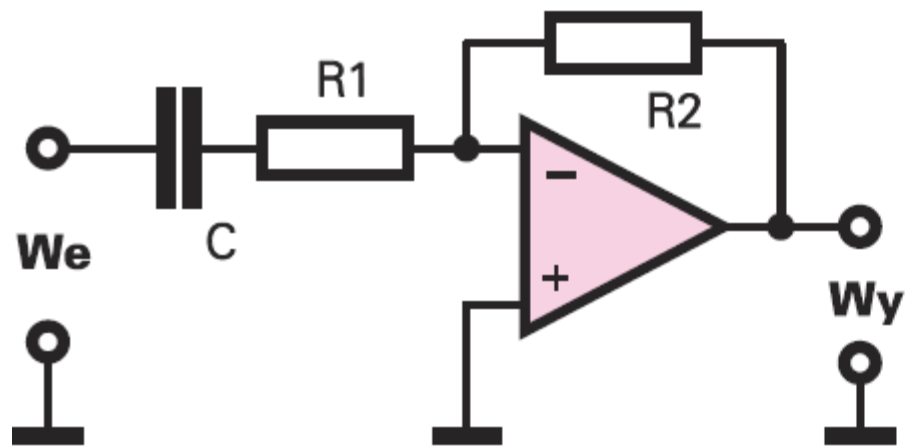
### **BHP:**

- **zwiększenie poziomu dźwięku o 3 dB oznacza podwojenie energii hałasu, co skraca dopuszczalny czas ekspozycji na ten hałas o połowę.**

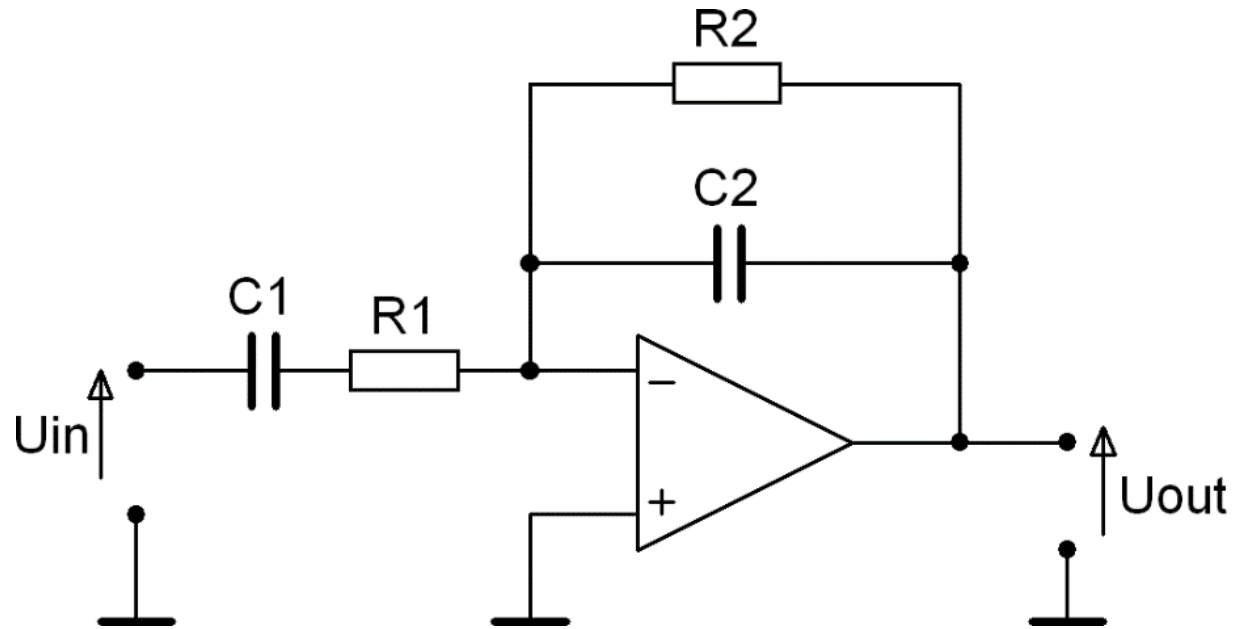
# Filtr dolnoprzepustowy



$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$



# Filtr pasmowoprzepustowy



$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

# Rodzaje filtrów

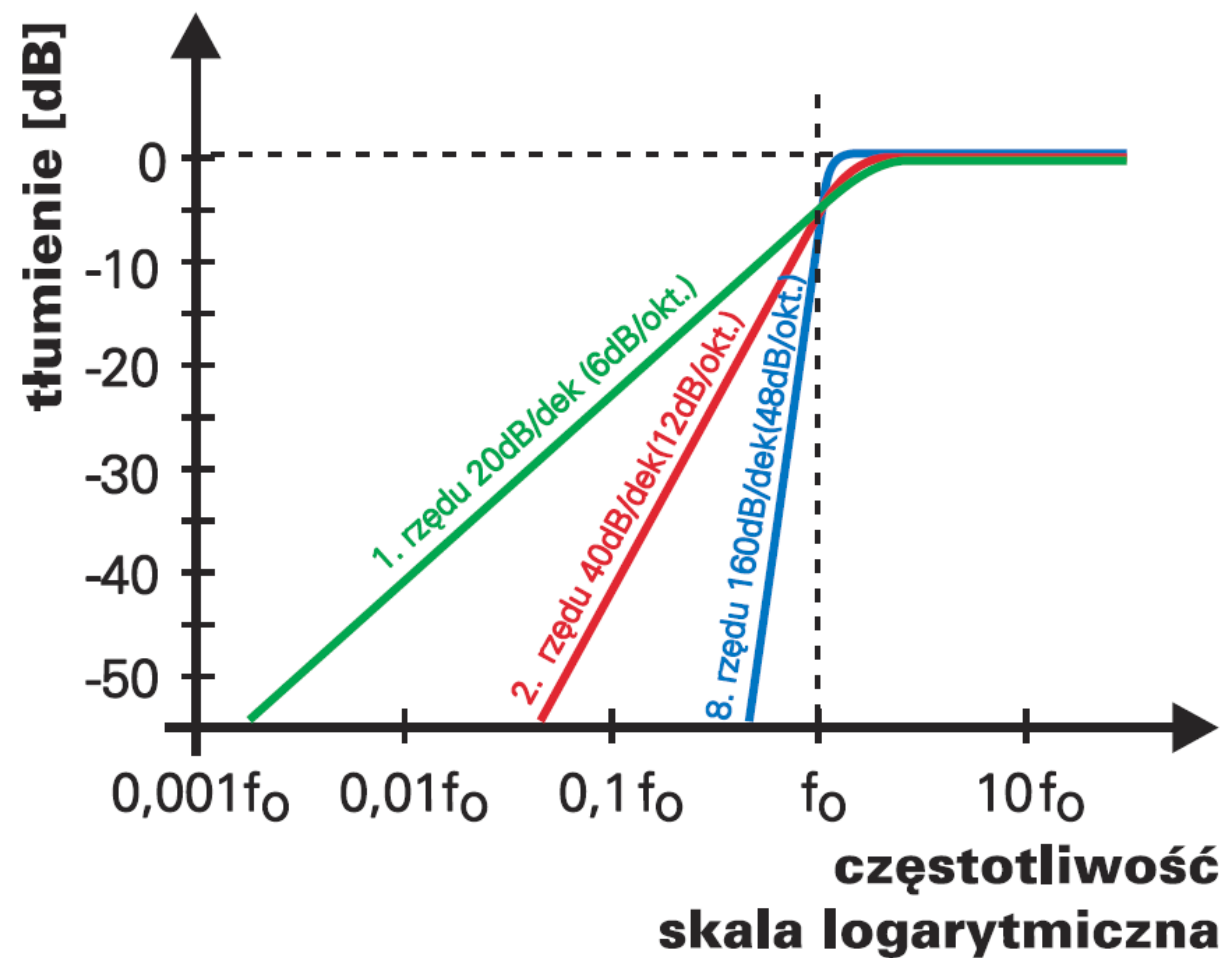
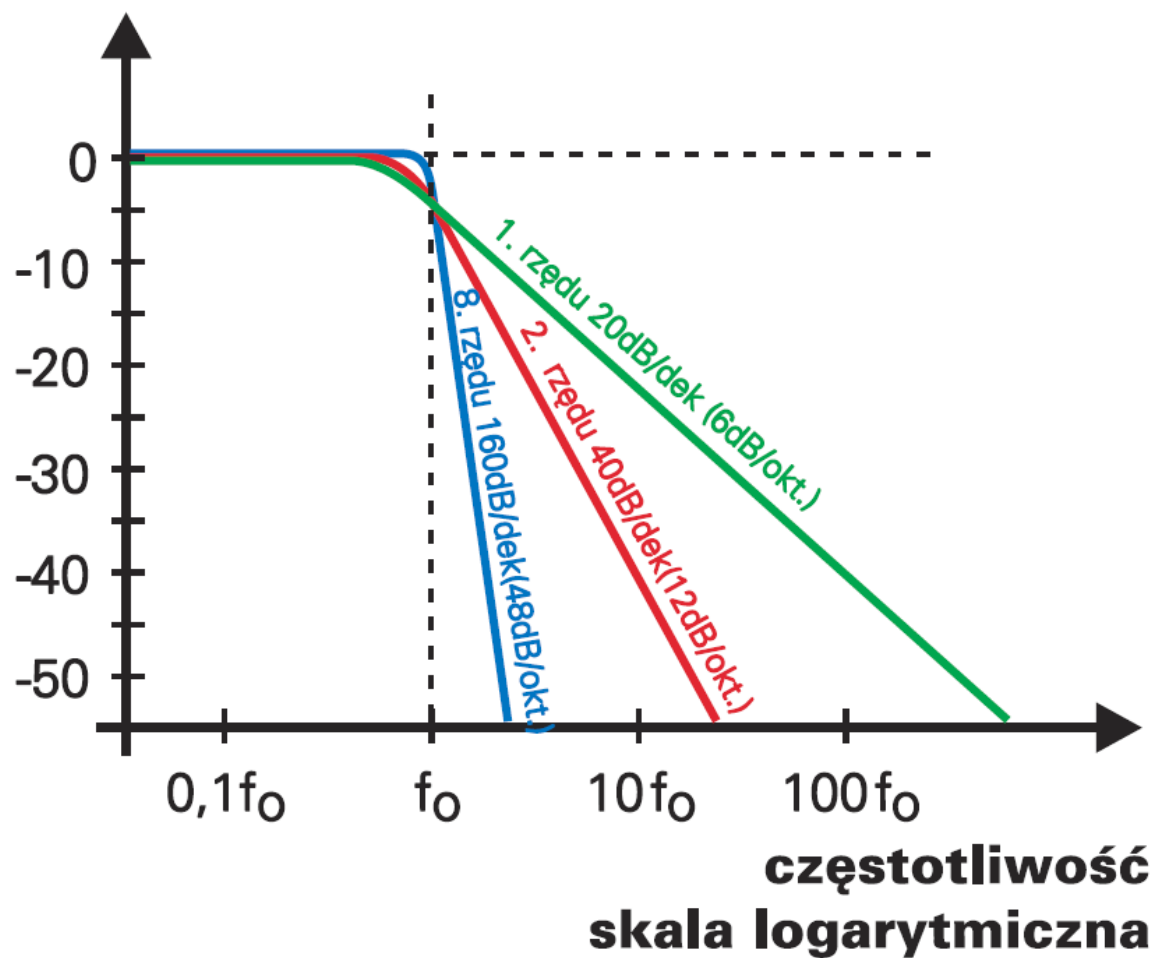
## **Klasyfikacja podstawowa:**

- Filtr dolnoprzepustowy (Low-pass filter),
- Filtr górnoprzepustowy (High-pass filter),
- Filtr pasmowoprzepustowy (Band-pass filter),
- Filtr pasmowozaporowy (Band-stop / Notch filter),
- Filtr selektywny

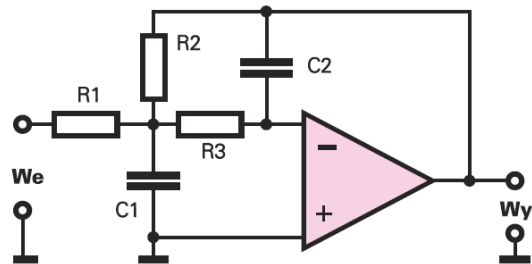
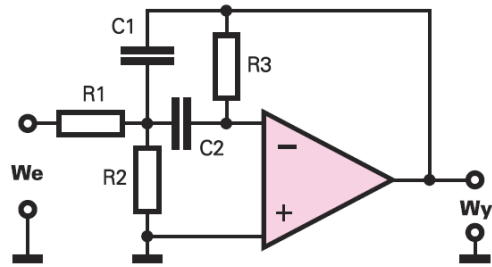
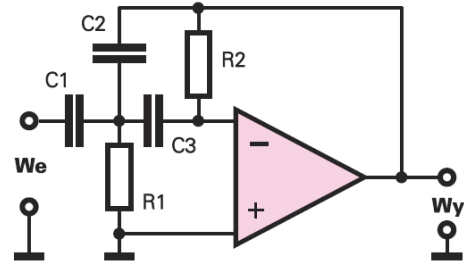
## Dodatkowe klasyfikacje:

Ze względu na rząd filtru:

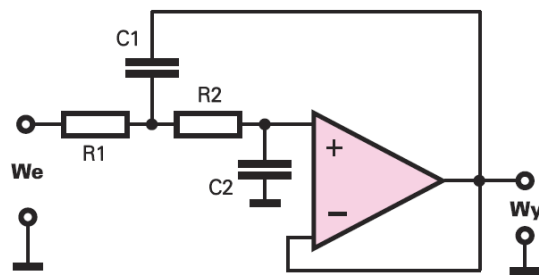
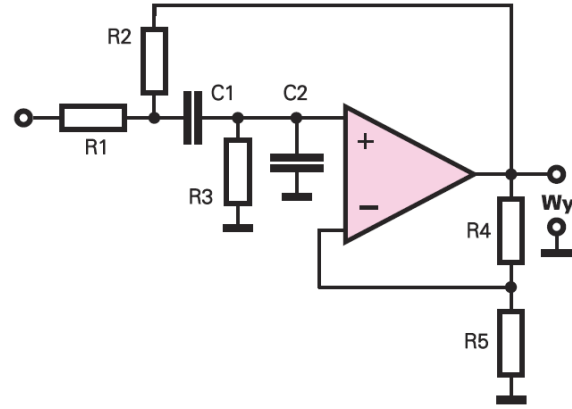
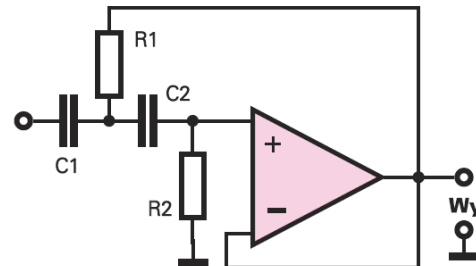
- pierwszy, drugi, trzeci itd.



### Filtry z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym



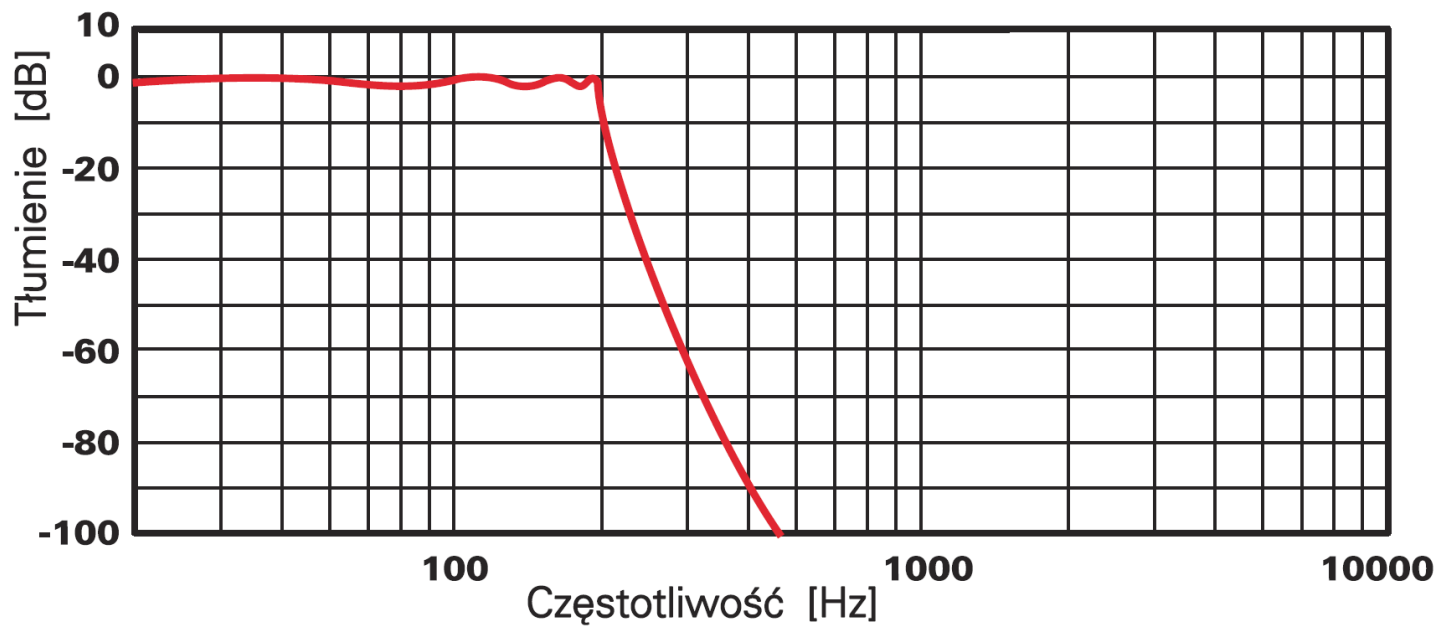
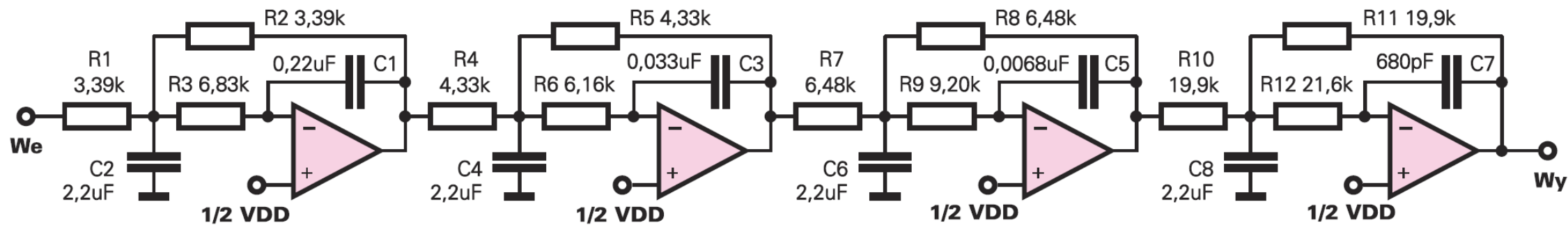
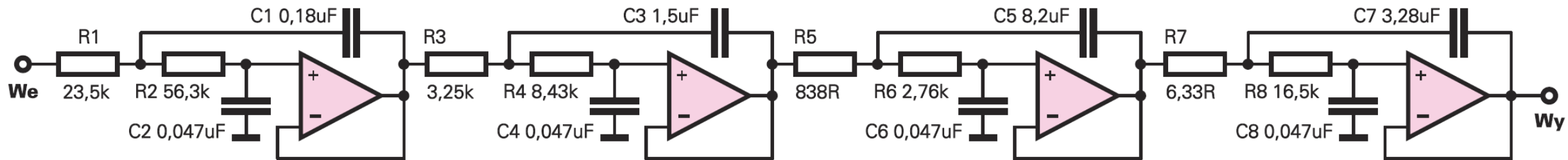
### Filtry Sallen - Keya



górnoprzepustowe

środkoprzepustowe

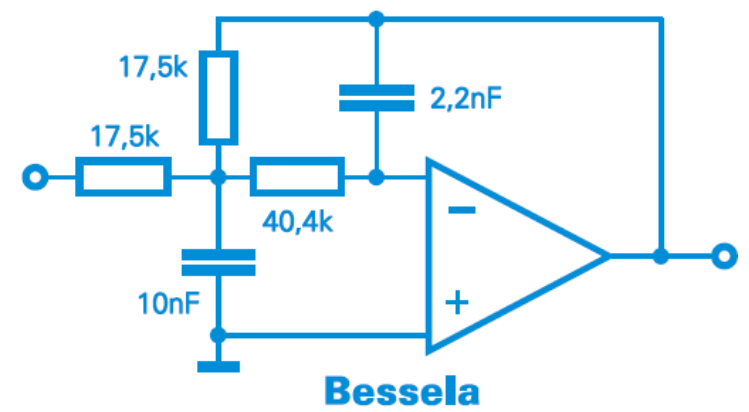
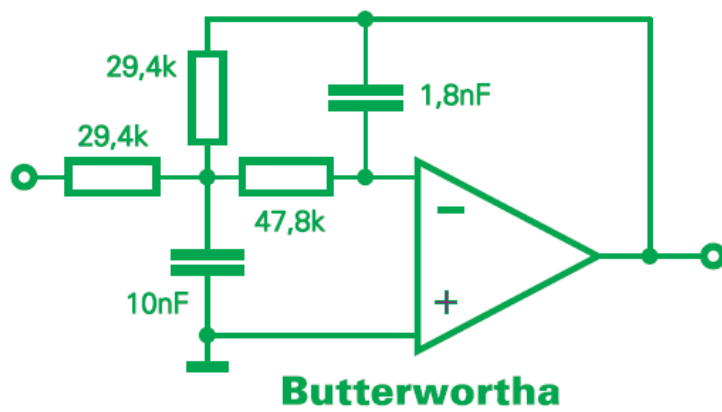
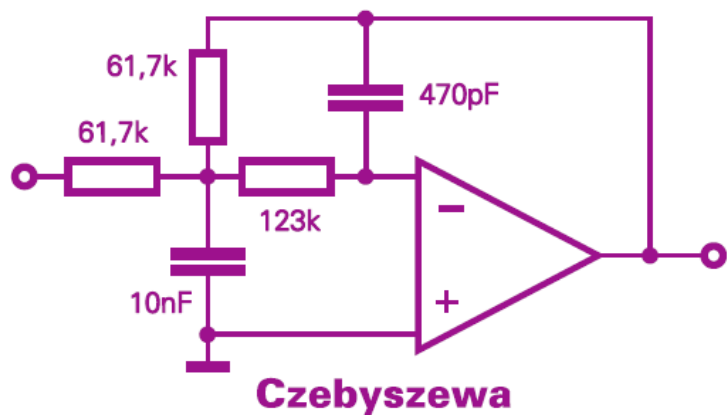
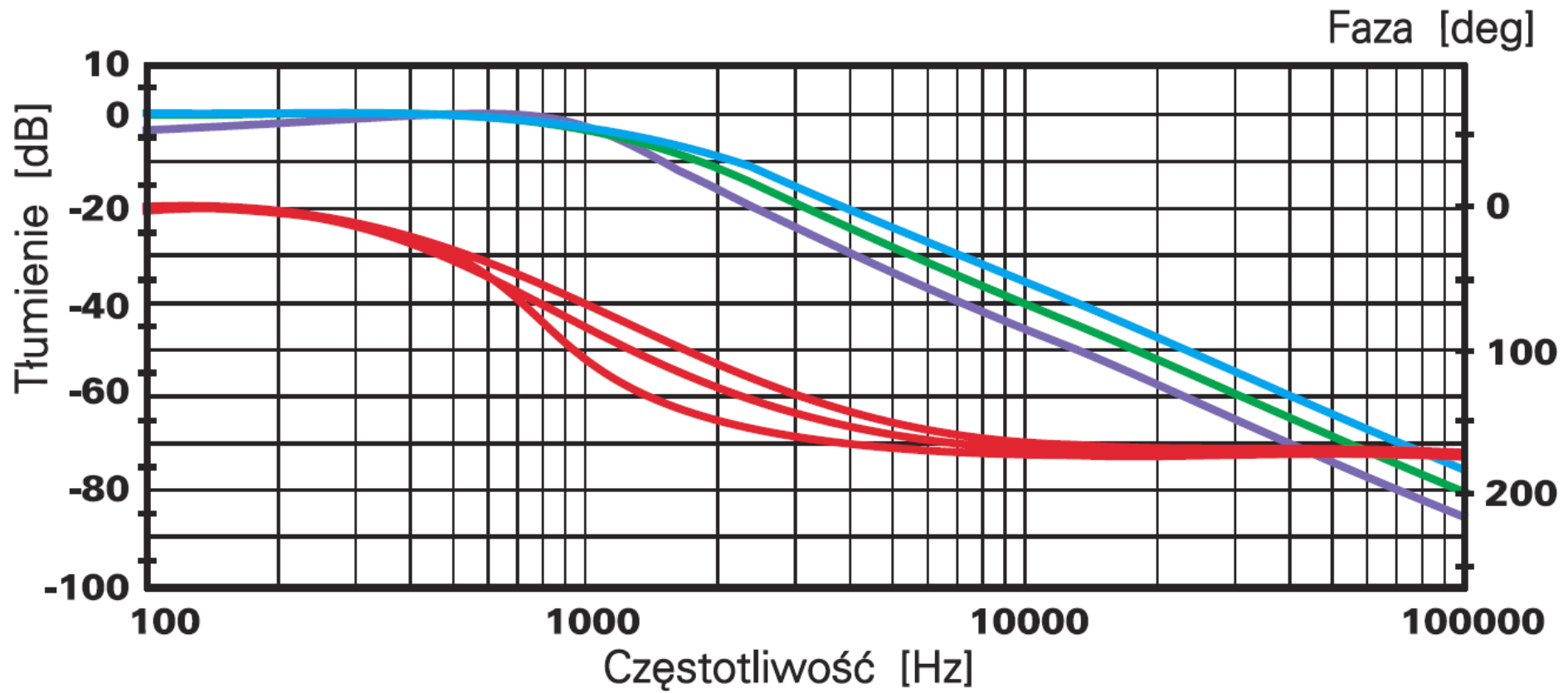
dolnoprzepustowe



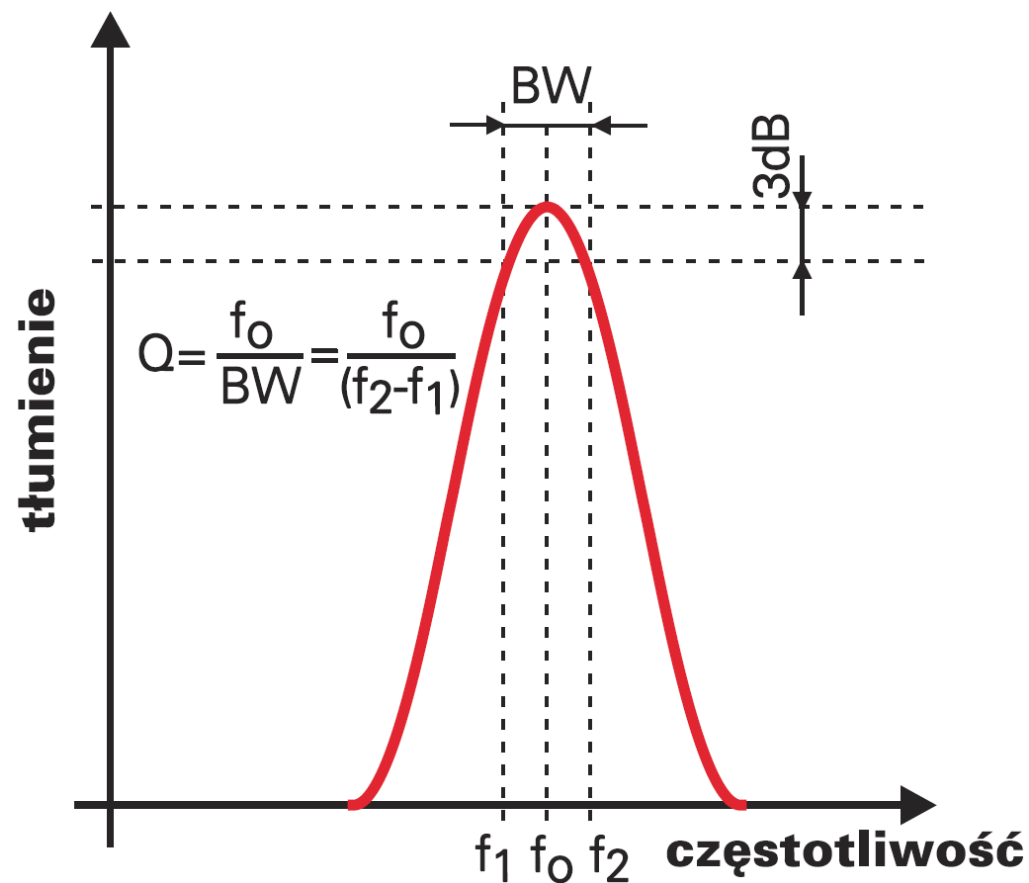
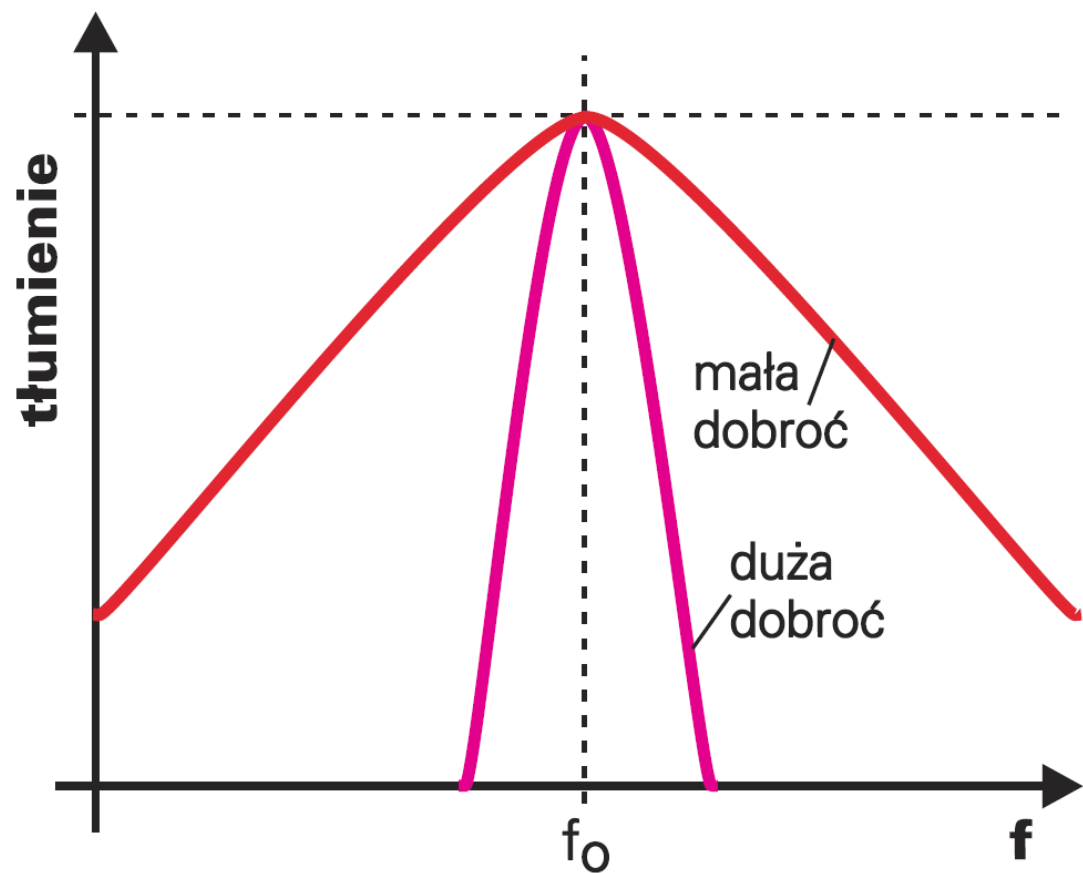
## **Dodatkowe klasyfikacje:**

Ze względu na typ aproksymacji:

- Butterwortha – płaska charakterystyka w paśmie przepustowym,
- Chebysheva – większe tłumienie poza pasmem kosztem falowania w paśmie,
- Bessela – dobra charakterystyka fazowa,
- eliptyczne – ostre zbocza i falowanie w obu pasmach.



# Dobroć



# Przykłady projektów – filtr górnoprzepustowy MFB

Zakładamy równość:

$$C = C1 = C3$$

Obliczamy:

$$C [nF] = \frac{10000 [nF \cdot Hz]}{f [Hz]}$$

Obliczamy reaktancję kondensatora przy częstotliwości granicznej:

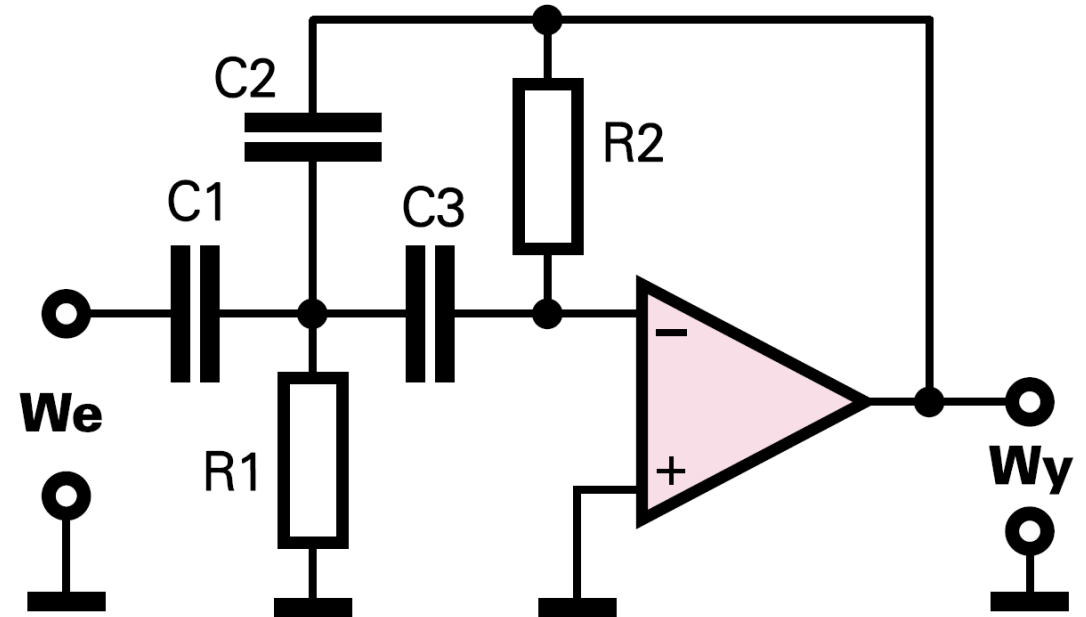
$$X_C [k\Omega] = \frac{160000}{f [Hz] \cdot C [nF]}$$

Obliczamy wartości pozostałych elementów:

$$R1 [k\Omega] = X_C \frac{G}{Q(2G+1)}$$

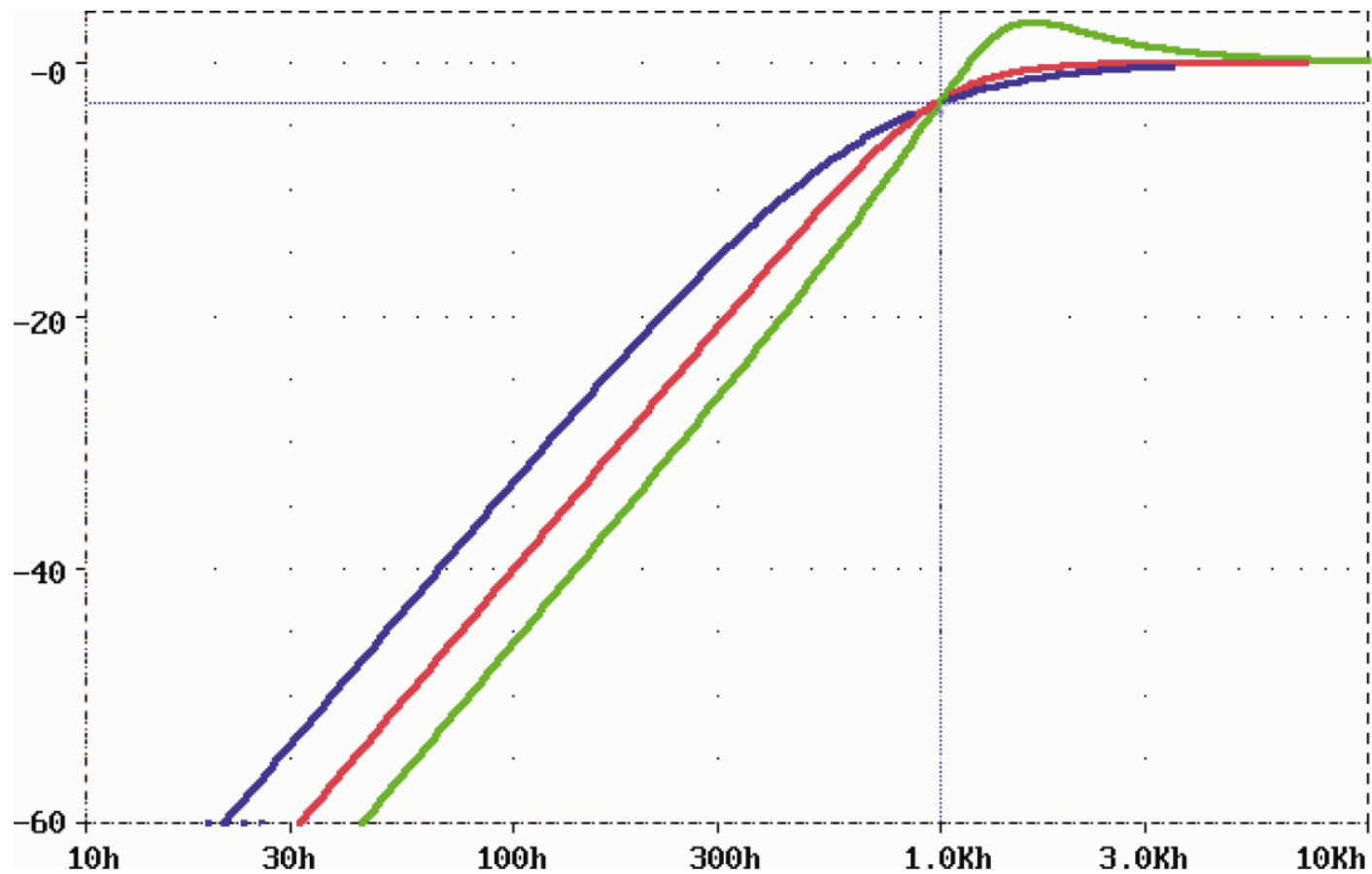
$$R2 [k\Omega] = X_C \cdot Q(2G + 1)$$

$$C2 [nF] = \frac{C}{G}$$



Charakterystyki filtrów o częstotliwości granicznej 1 kHz, obliczonych według podanych właśnie wzorów, dla:

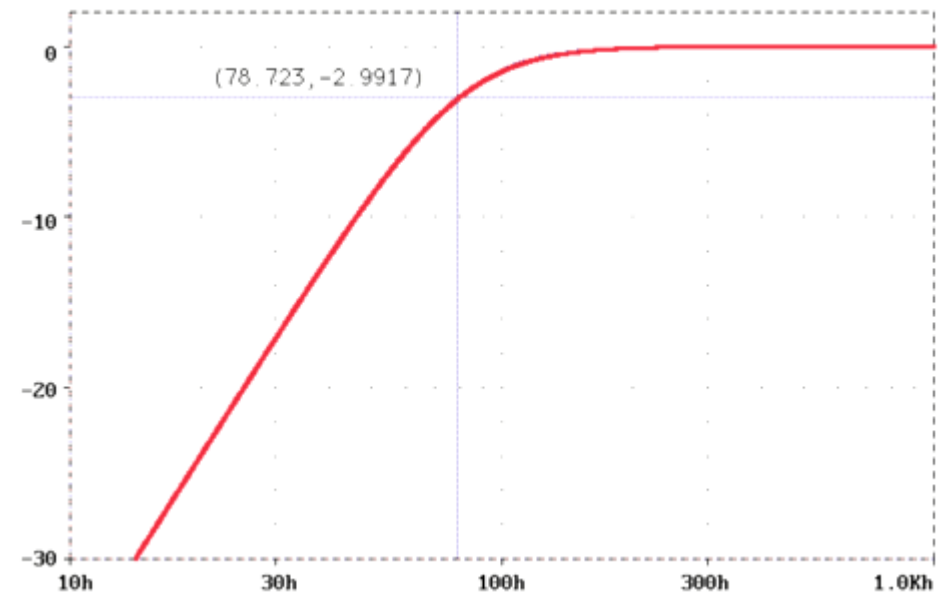
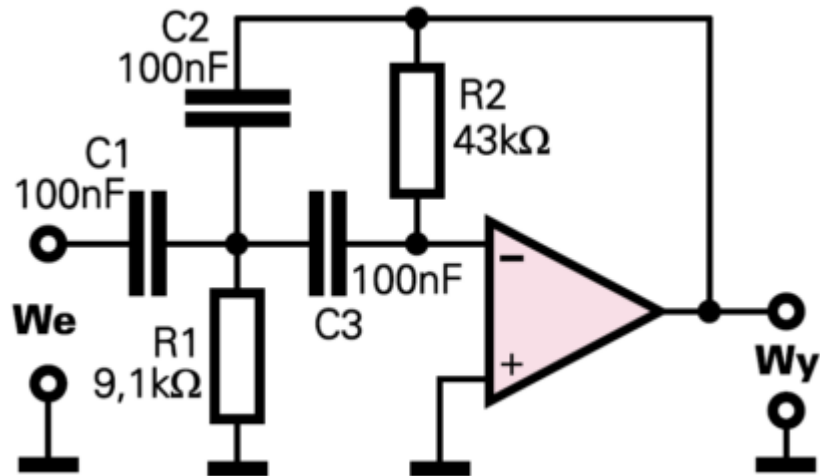
- $Q=0,5$ ,
- $Q=0,7$ ,
- $Q=1,35$ .



Inny przykład- filtr górnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 80 Hz i dobroci 0,707.

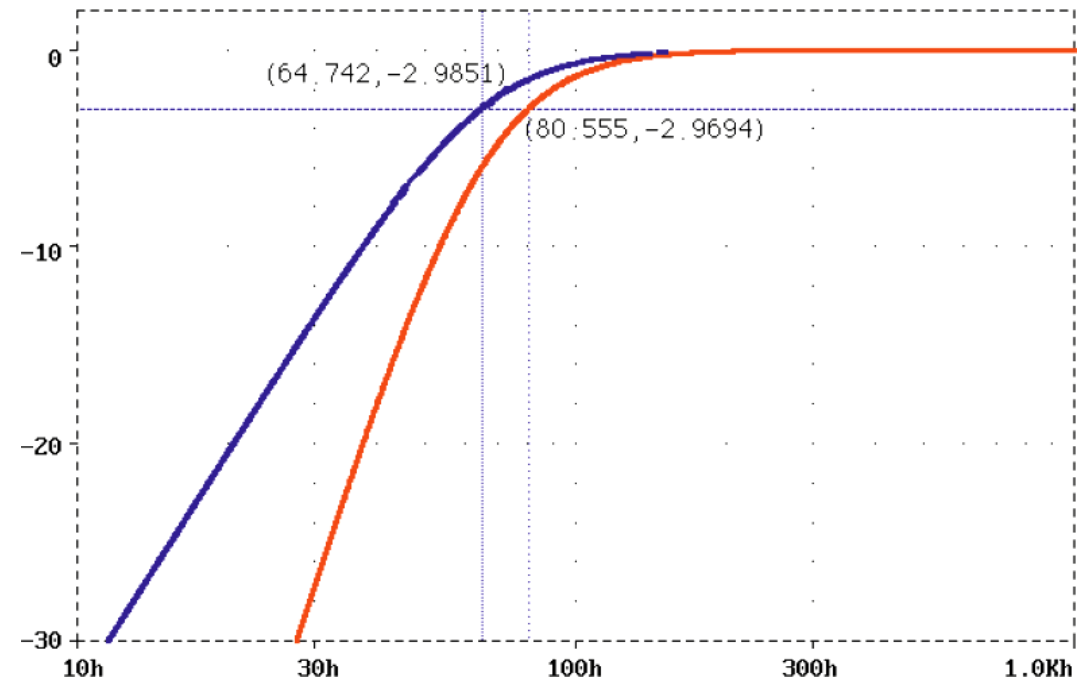
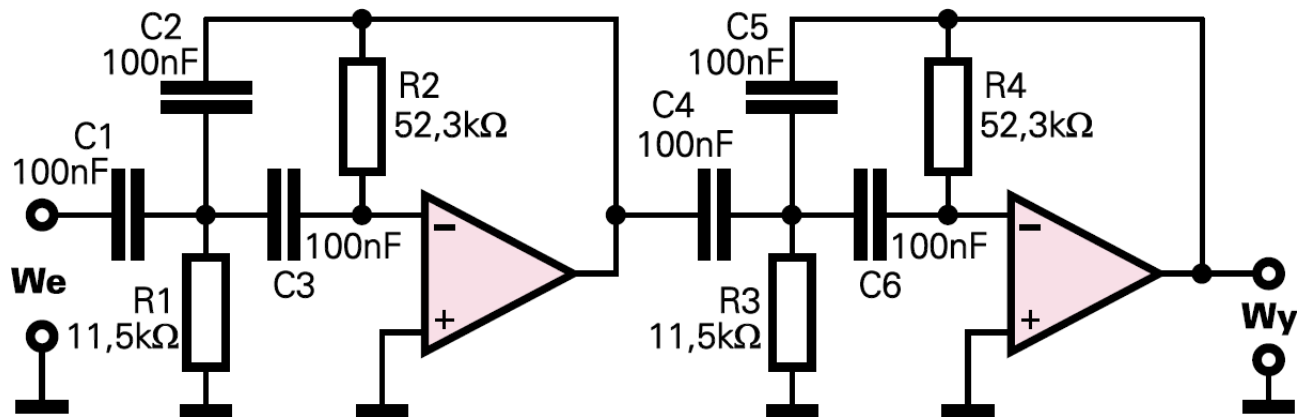
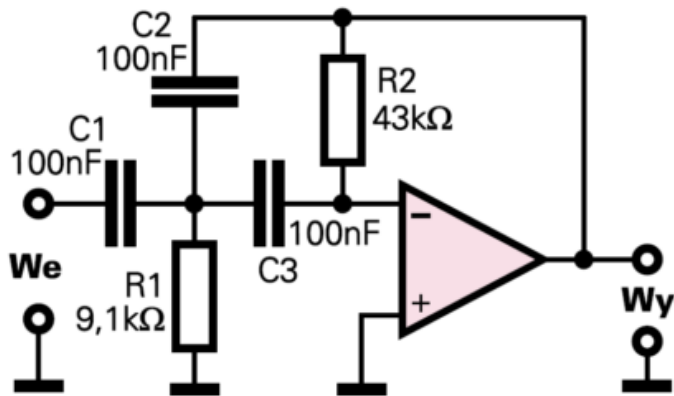
Można go zastosować np. w torze mikrofonowym do odcięcia najniższych składowych.

Taki filtr często spotyka się w profesjonalnych konsolach mikserskich jako tak zwany filtr kroków.

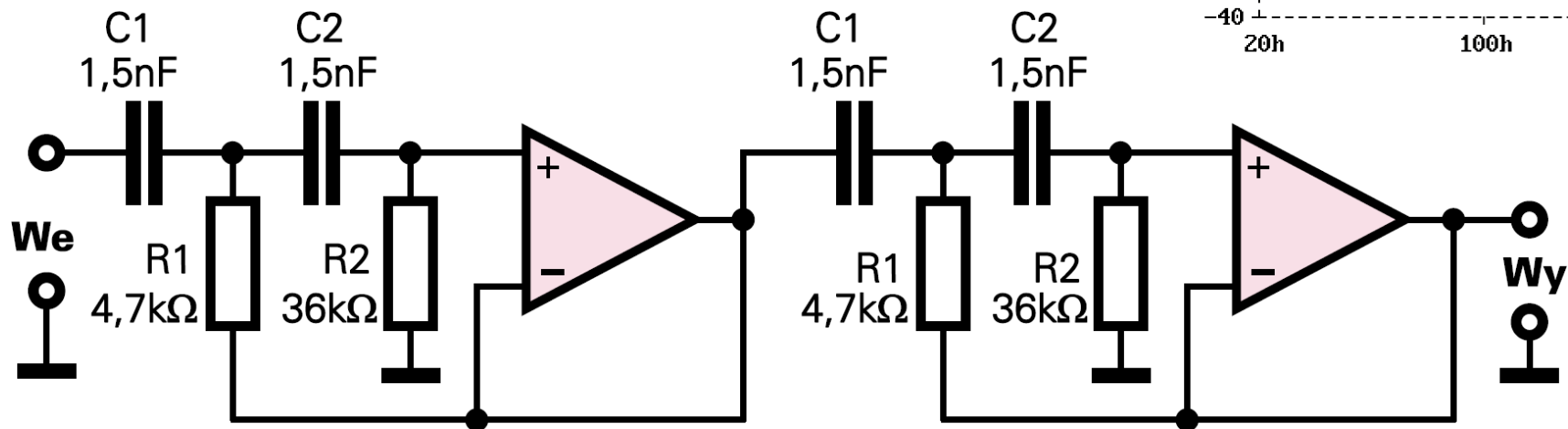
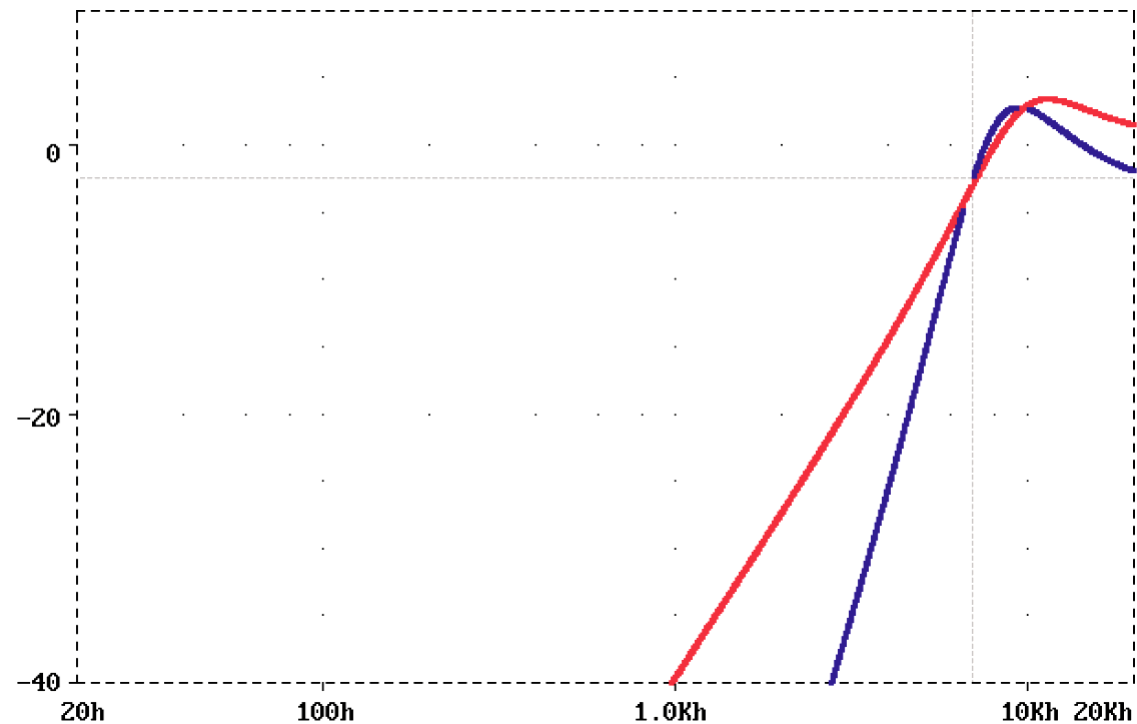
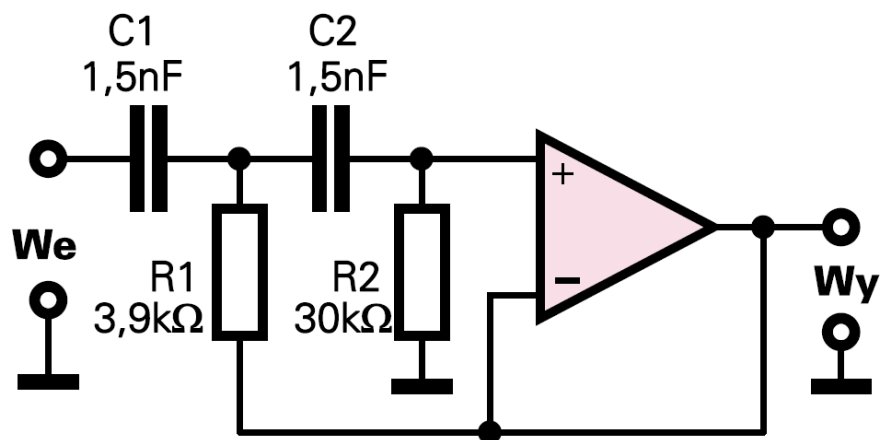


W filtrze kroków większa stromość nie jest potrzebna, ale jeśli filtr miałby jednocześnie likwidować 50 Hz, można rozważyć taką możliwość.

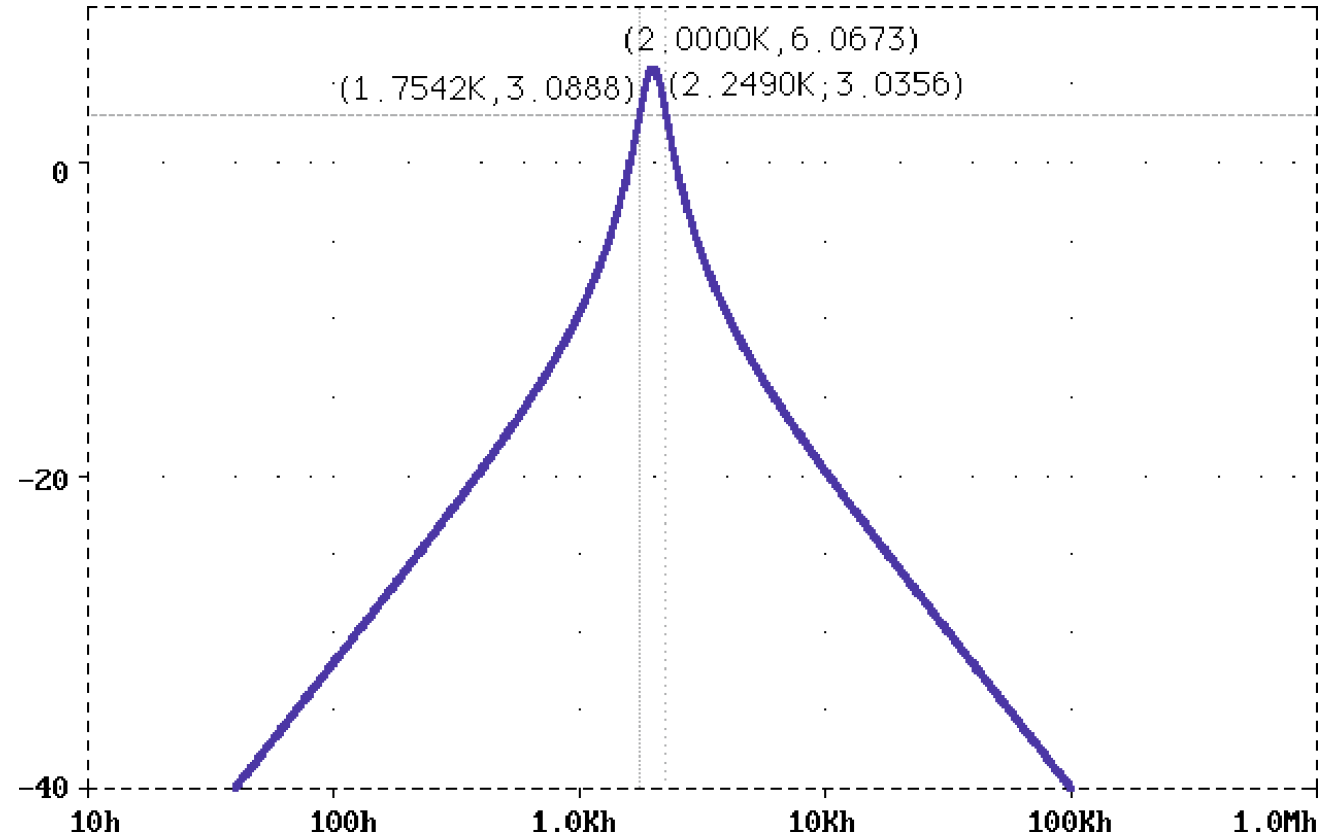
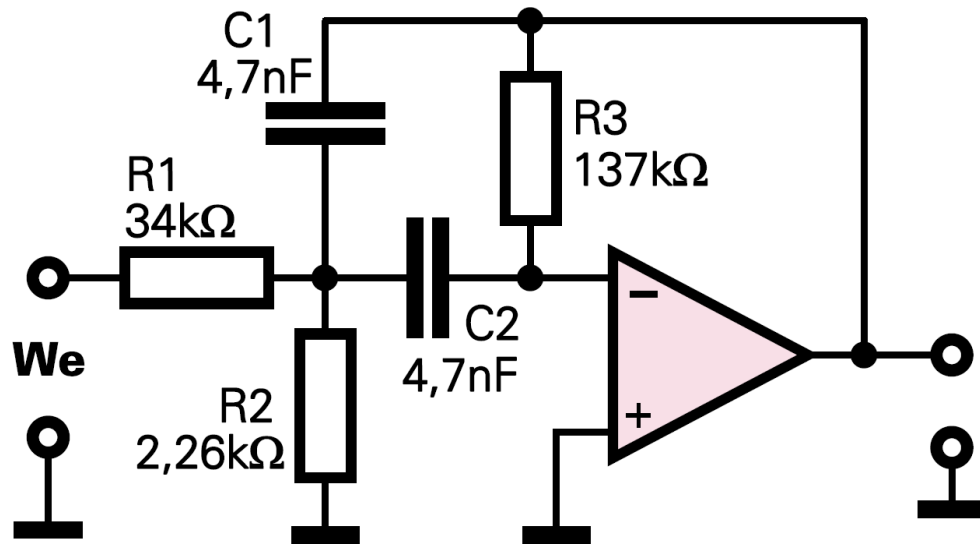
Połączenie dwóch jednakowych filtrów z rysunku 3 da filtr o stromości 80 dB/dekadę, ale częstotliwość graniczna przesunie się w górę. Aby ją obniżyć trzeba zwiększyć rezystancję mniej więcej 1,2-krotnie.



# Przykłady projektów – filtr górnoprzepustowy SK



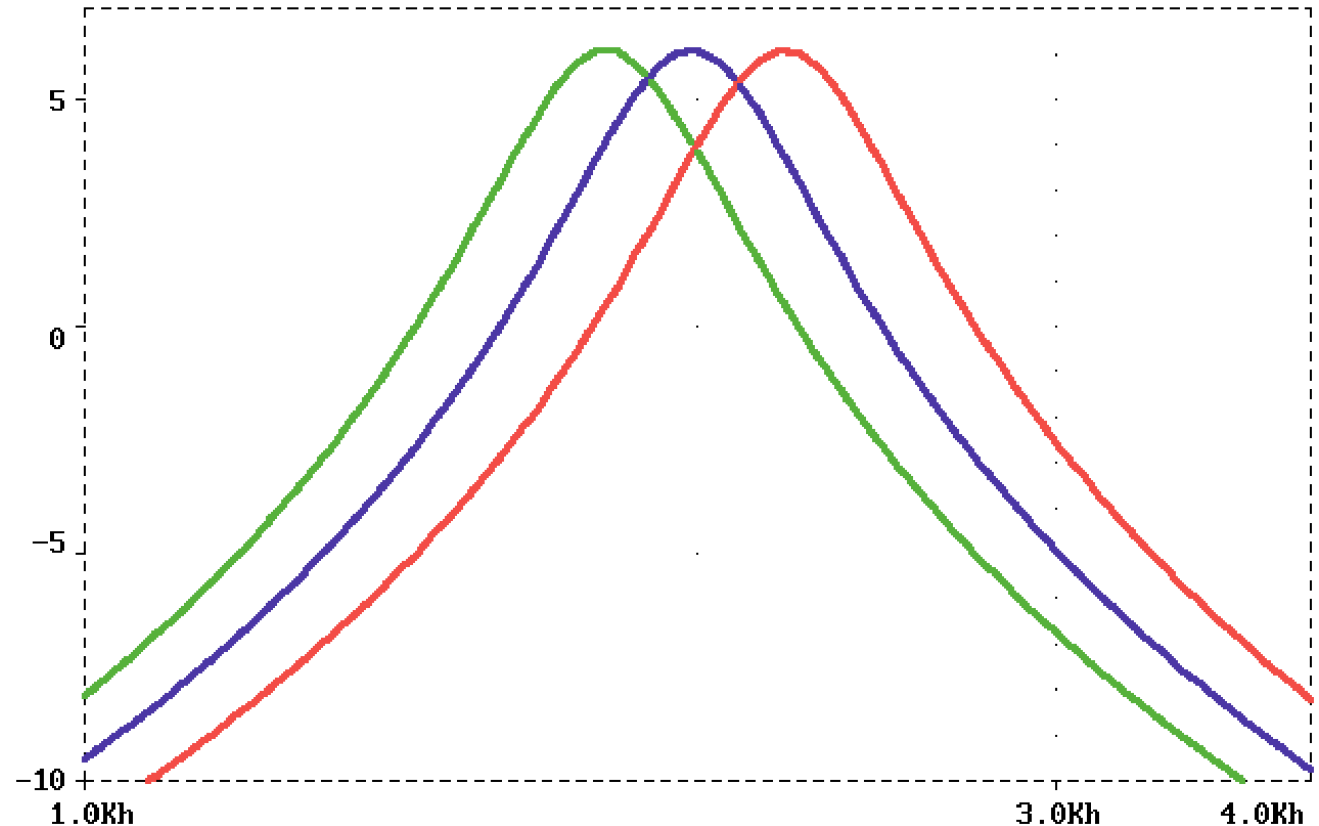
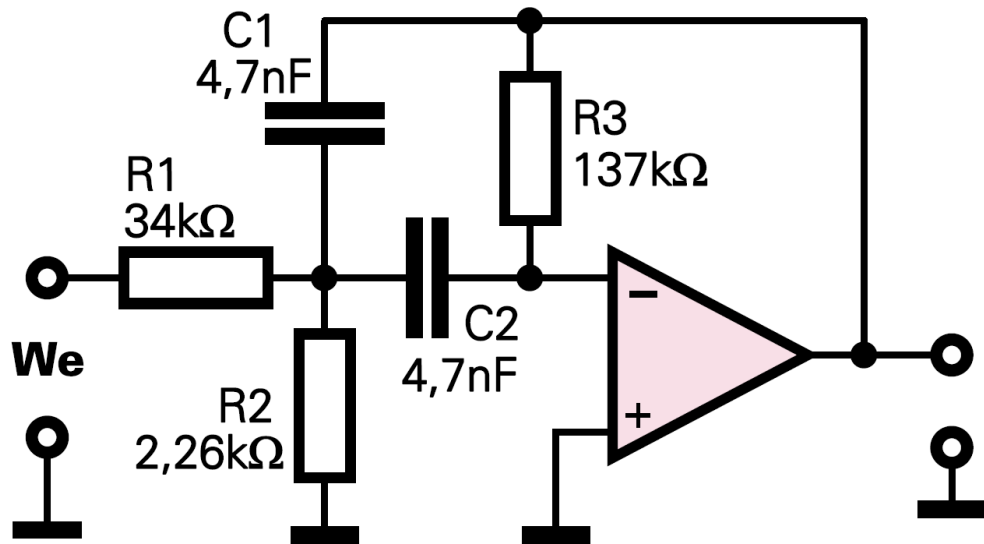
# Przykłady projektów – filtr pasmowoprzepustowy MFB



W przypadku filtrów górno- i dolnoprzepustowych drobne zmiany częstotliwości granicznej wynikające z tolerancji kondensatorów są zazwyczaj nieistotne i nie trzeba ich korygować. Podobnie jest z niektórymi filtrami pasmowymi.

**Przy projektowaniu filtrów pasmowych trzeba jednak pamiętać o nieuchronnych rozrzutach i razie potrzeby je skorygować.**

Rysunek pokazuje trzy charakterystyki: idealną (niebieska) i przy skrajnych wartościach tolerancji 10-procentowych kondensatorów (zielona i czerwona).



# Przykłady projektów – filtr pasmowoprzepustowy MFB-HQ

Zakładamy równość:

$$C = C1 = C2$$

Obliczamy:

$$C [nF] = \frac{10000 [nF \cdot Hz]}{f [Hz]}$$

Obliczamy reaktancję kondensatora przy częstotliwości środkowej:

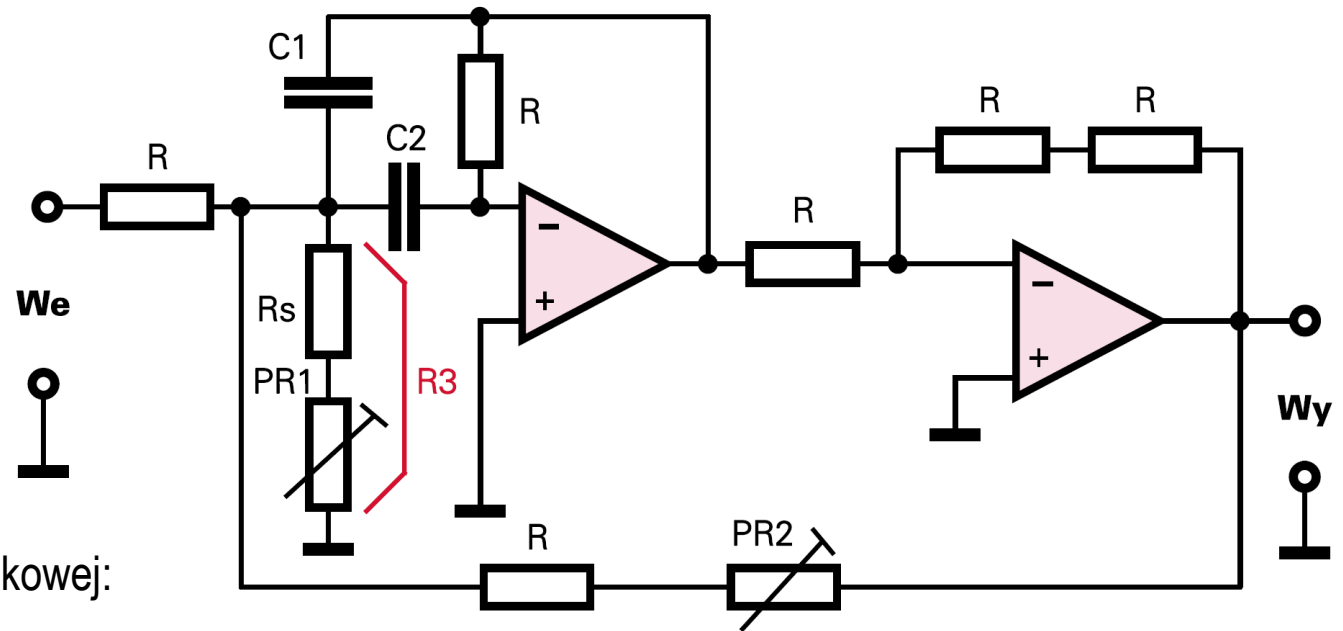
$$X_C [k\Omega] = \frac{160000}{f [Hz] \cdot C [nF]}$$

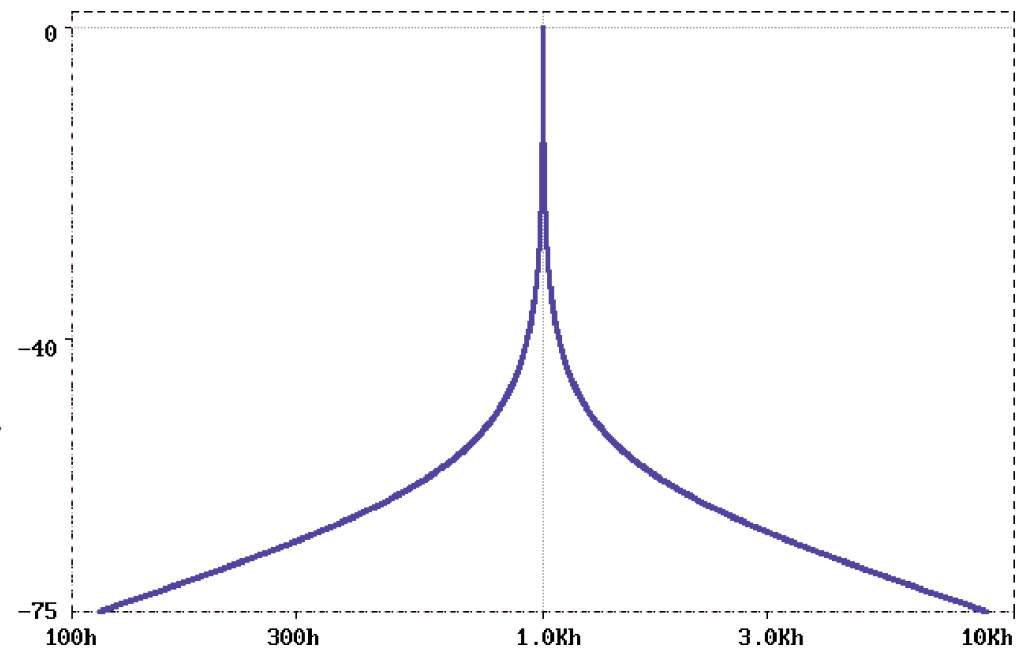
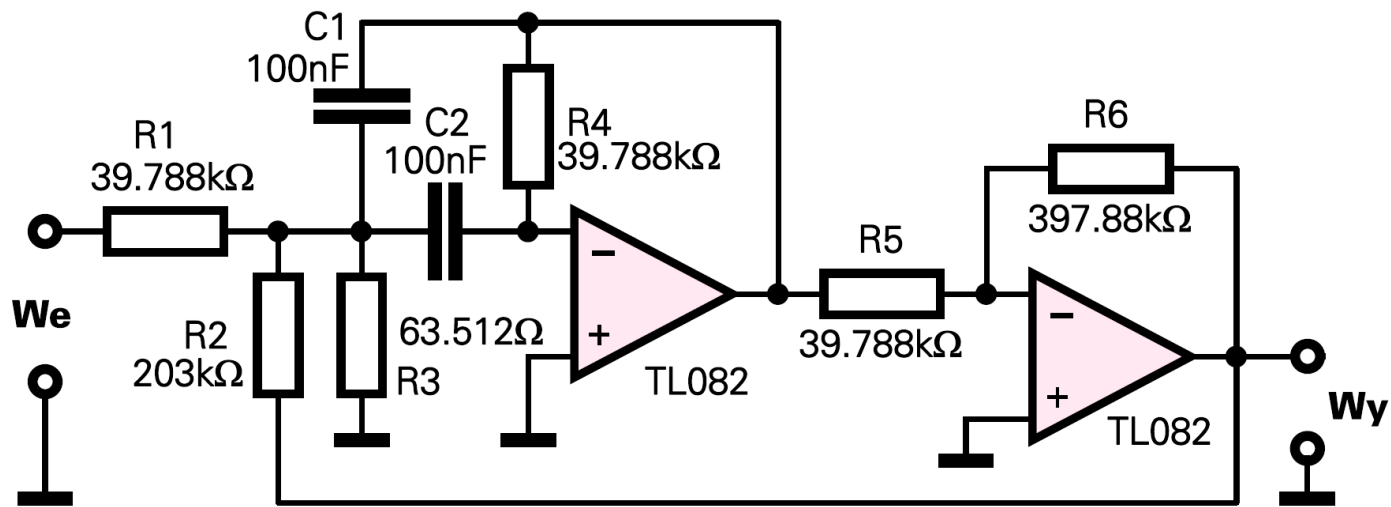
Obliczamy wartości pozostałych elementów na podstawie parametru  $P = \sqrt{Q}$ :

$$R [k\Omega] = X_C \cdot P$$

$$R2 [k\Omega] = \frac{R}{2P-1}$$

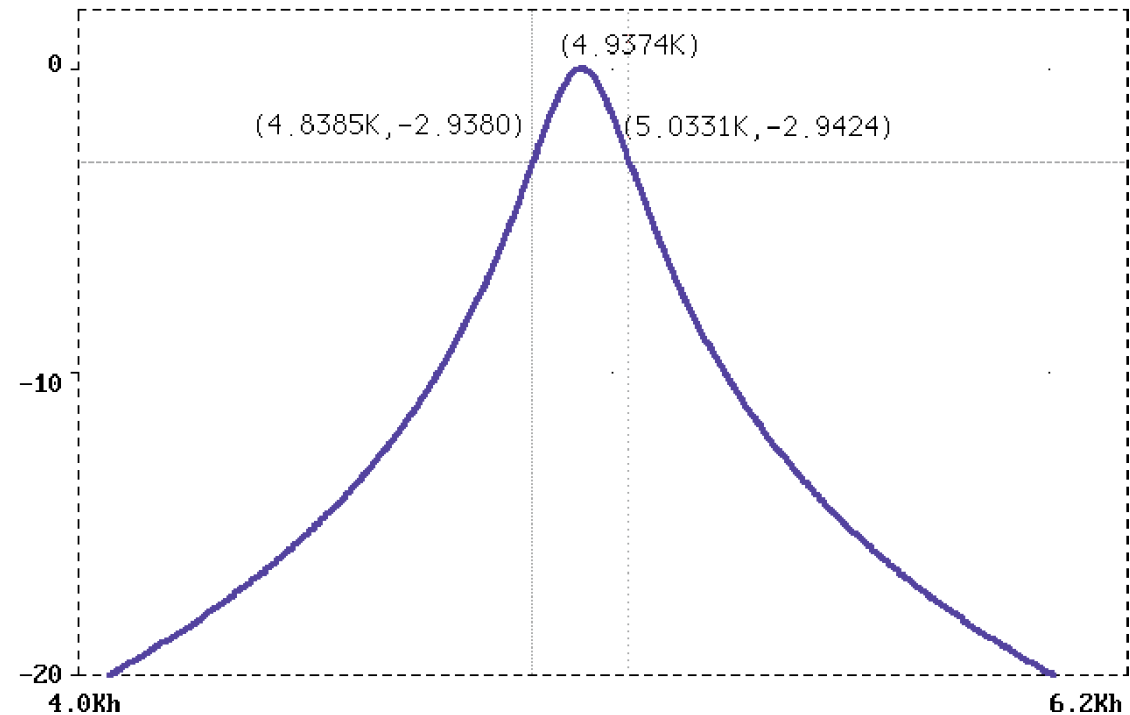
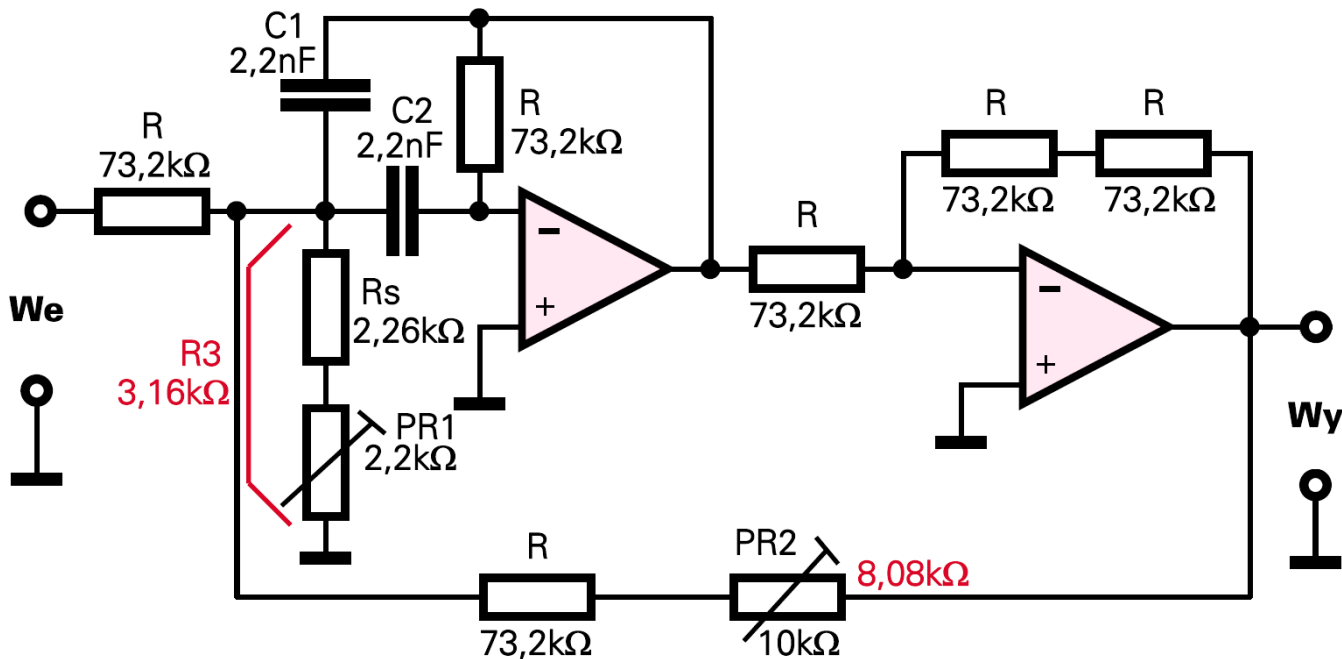
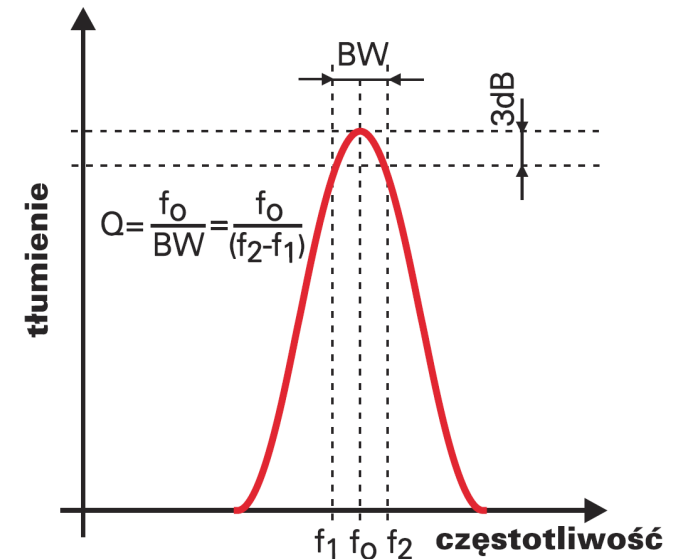
$$R3 [k\Omega] = R_S + PR1 = \frac{R}{Q-2}$$

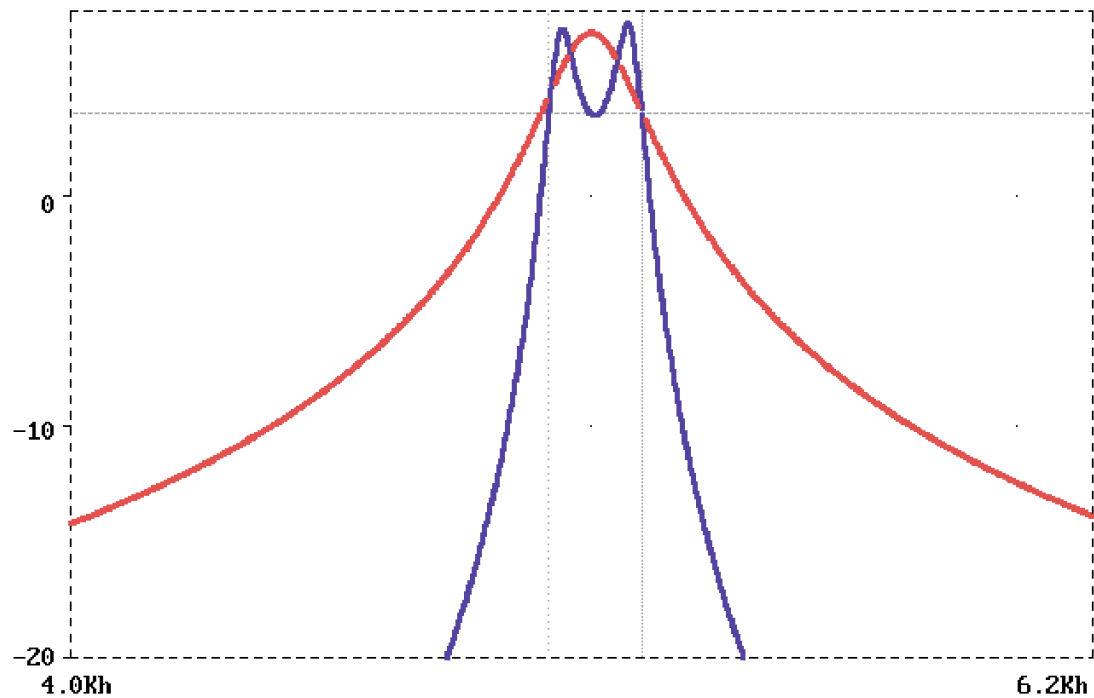
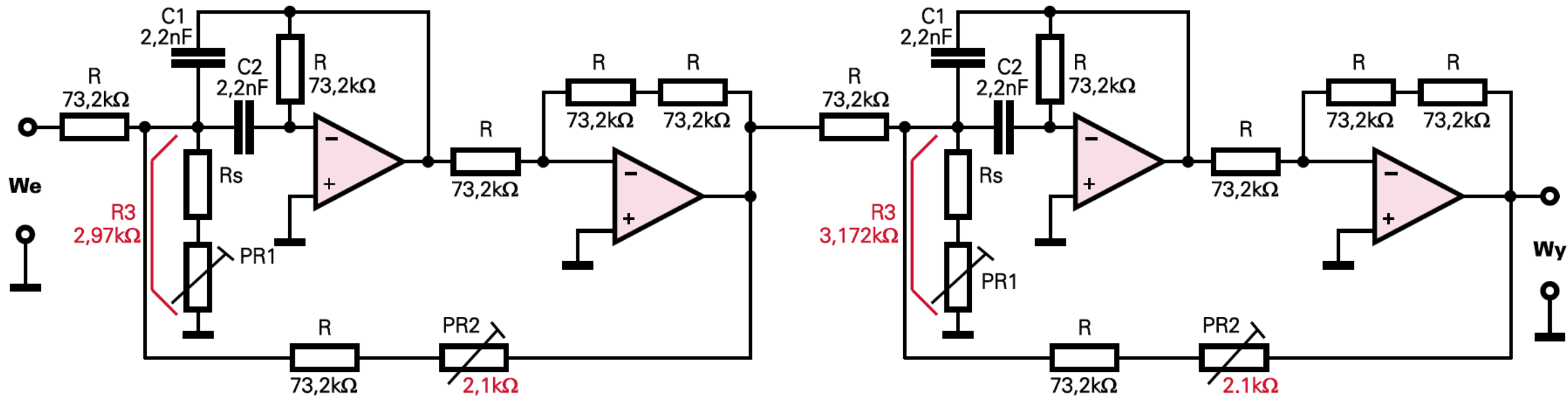




Chcemy w pewnym urządzeniu wykorzystać filtr reagujący na sygnały o częstotliwości  $5\text{ kHz} \pm 100\text{ Hz}$ .

Pasma przepustowe będzie mieć szerokość  $200\text{ Hz}$ , czyli dobroć = 25 (bo  $5000/200=25$ ).





# Narzędzia producentów układów scalonych

<https://tools.analog.com/en/filterwizard>

Dziękuję za uwagę