



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

Elektronika (konspekt)

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

www.pe.ifd.uni.wroc.pl

Wykład 08 i 09

Układy z elementami aktywnymi

Tranzystor Darlingtona.

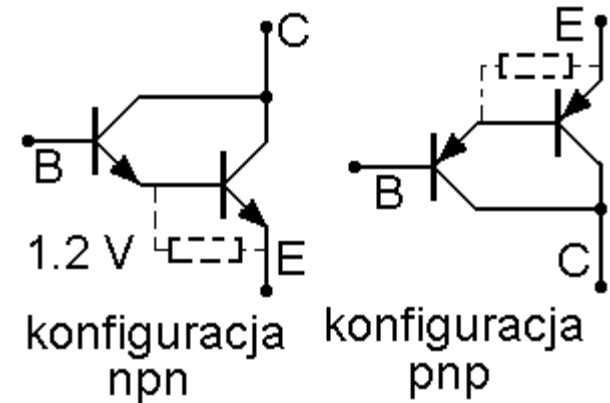
Już we wczesnych latach 50-tych XX wieku, pojawiło się dobre rozwiązanie problemu rozrzutu i małej wartości wzmocnienia prądowego β pojedynczych tranzystorów. Było nim takie połączenie dwóch tranzystorów gdzie wzmocniony prąd z pierwszego tranzystora jest prądem bazy drugiego tranzystora. Układ taki posiada znaczną rezystancję Wejściową i bardzo duże wzmocnienie, w przybliżeniu $\beta_1 \cdot \beta_2$. Tranzystory Darlingtona i tranzystory Sziklai to takie właśnie układy w jednej obudowie.

Przykładowo tranzystor Darlingtona BC517 posiada wzmocnienie 30000. Układ Darlingtona został

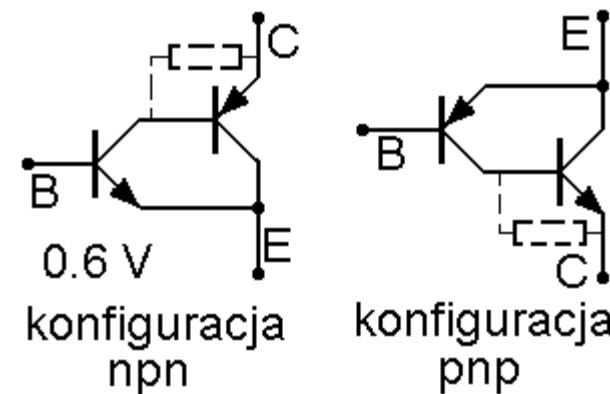
Wynaleziony w Bell Lab. w 1953 r. przez Sydney'ego Darlingtona. Za autorów pomysłu fabrykowania więcej

elementów w jednej obudowie uznawani są jednak: Jack Kilby z Texas Instruments w 1958 r. i Robert Noyce z Fairchild w 1959 r. Pomysł ten zmniejszył rozmiary układów zawierających większą liczbę tranzystorów i poprawił szybkość działania układów dzięki skróceniu czasu propagacji sygnału między poszczególnymi tranzystorami. Idea ta dała początek fabrykowania wzmacniaczy operacyjnych i innych układów scalonych po roku 1960.

Układy Darlingtona



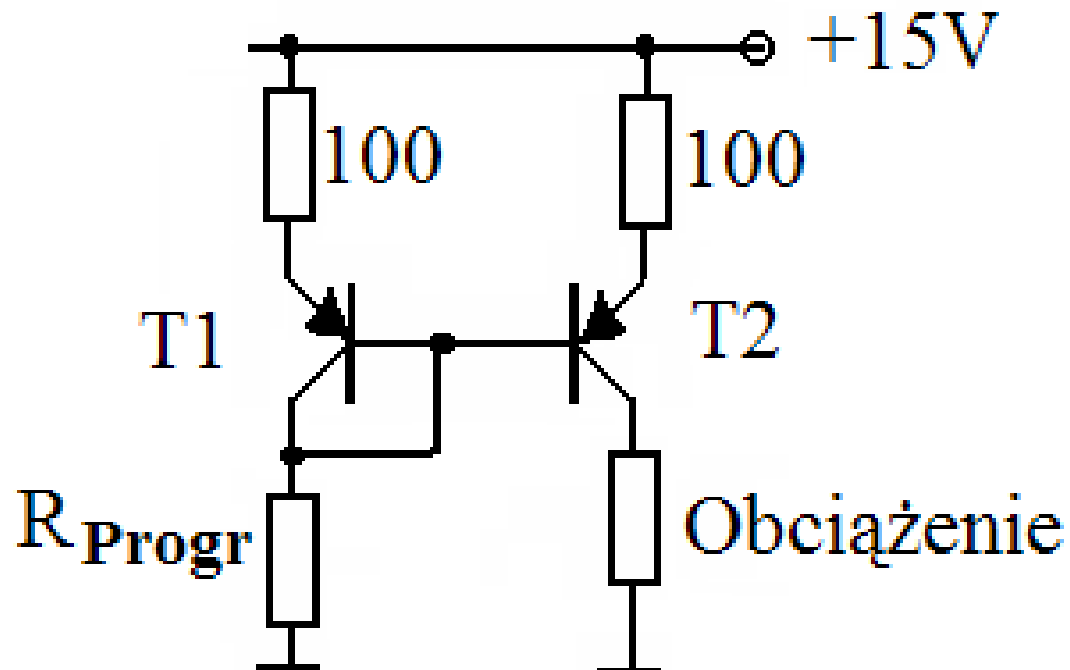
Układy Sziklai



Źródła prądowe

Przykład źródła prądowego w postaci tzw. lustra prądowego (z opornikami 100Ω dla korekty efektu Early'ego).

Rezystor R_{Progr} decyduje o natężeniu prądu płynącego przez obciążenie. Napięcie wytworzone na bazie T1 jest zastosowane do wysterowania bazy tranzystora T2.



Wzmacniacz różnicowy

Tranzystor T3 z diodą Zenera i opornikami R_D i R_I stanowi źródło prądowe, które utrzymuje stałą sumę prądów emiterowych T1 i T2 czyli prąd I_{E+E} . Dwa jednakowe tranzystory T1 i T2 ze swoimi identycznymi rezystorami R_E i R_C stanowią zrównoważony mostek gdy na we1 i we2 podane są identyczne potencjały. W równowadze na wyjściu mamy napięcie 0V, Równowaga staje się tym bardziej zachwiana im większa (liczona w mV) staje się różnica między potencjałami U_{we1} i U_{we2} . W rezultacie $U_{wy} = k(U_{we1} - U_{we2})$, wzmacniacz różnicowy wzmacnia różnicę napięć wejściowych.

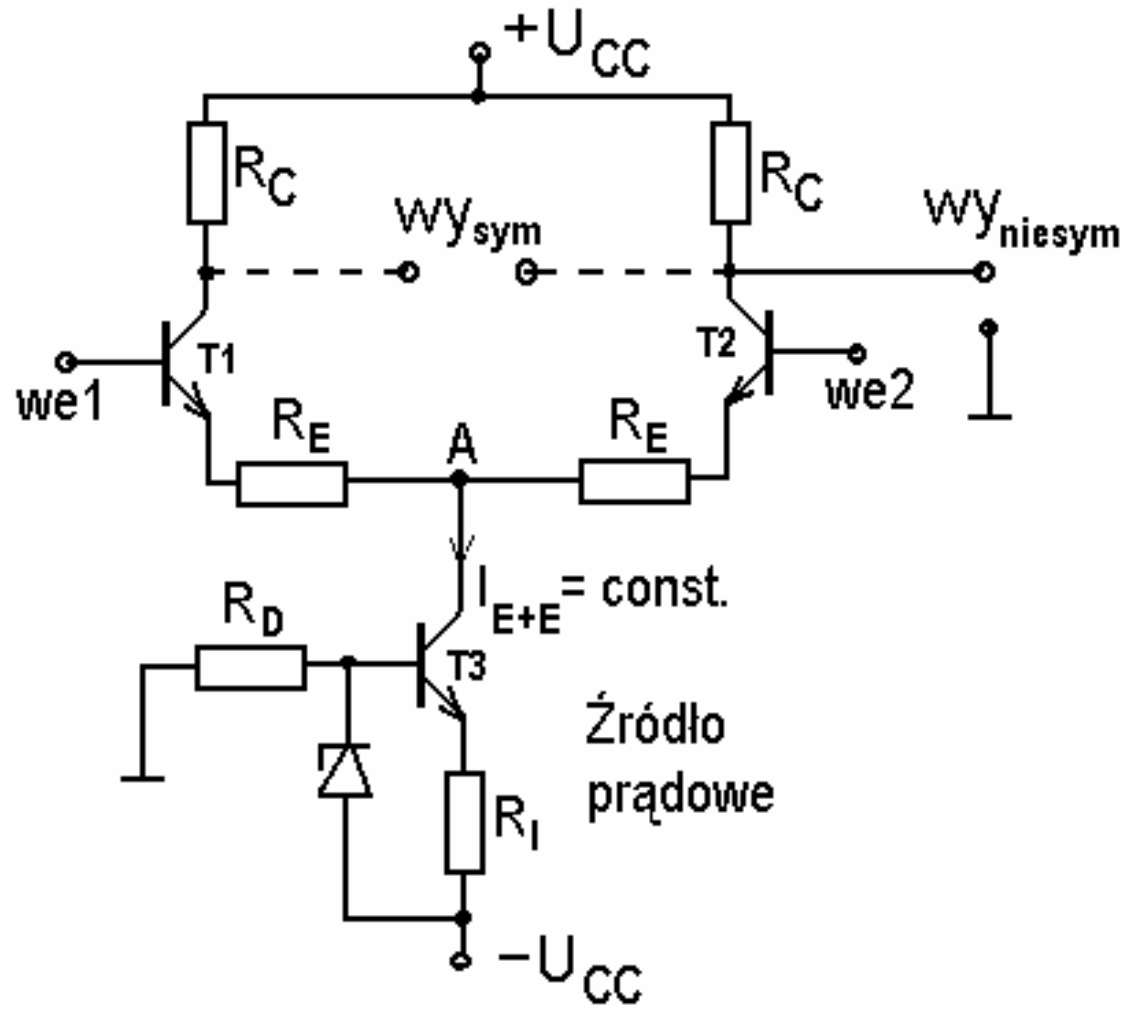
Gdy $U_{we1} = -U_{we2}$ to w punkcie A mamy stały potencjał i widać, że

$$k_{sym} = \frac{2\Delta I_C R_C}{2\Delta I_C (R_E + r_E)} = \frac{R_C}{R_E + r_E}$$

Podobnie

$$k_{niesym} = \frac{R_C}{2(R_E + r_E)}$$

<http://www.williamson-labs.com/>



Wzmacniacz różnicowy (WR). Idealny WR jest układem wzmacniającym różnicę napięć między dwoma sygnałami wejściowymi niezależnie od wartości wspólnego potencjału obu wejść. Jest popularnym i niezastąpionym układem stosowanym do wzmacniania słabych sygnałów (EKG, głowice magnetyczne itp.) zakłócanych z zewnątrz rozmaitymi szumami. Jest wejściowym i podstawowym układem wzmacniaczy operacyjnych (omawianych w dalszej części wykładu). Tu na wejścia nie trzeba podawać składowej stałej aby uzyskać polaryzację wstępną. Nie ma problemu z sygnałami wolno-zmiennymi bo do ich przekazywania między stopniami wzmacniającymi nie są potrzebne elementy sprzęgające takie jak kondensatory czy transformatory. Jakość wzmacniaczy różnicowych i operacyjnych charakteryzuje współczynnik CMRR (common mode rejection ratio), który jest stosunkiem odpowiedzi na sygnał normalny do odpowiedzi na sygnał wspólny (zwykle podawany w decybelach). Inaczej – jest to $20 \log$ ze stosunku wspólnego napięcia wymuszającego pewien sygnał wyjściowy do napięcia różnicowego dającego taki sam skutek (taki sam sygnał wyjściowy). Zakresy sygnałów wejściowych są ograniczone.

Przerzutnik Schmitta

Jest to regeneracyjny komparator napięcia.

Na wspólnym oporze emiterów ($100\ \Omega$) odkłada się napięcie U_1 albo U_2 , zależnie od tego, który tranzystor jest otwarty. Powoduje

to, że mamy dwa różne progi przełączenia!

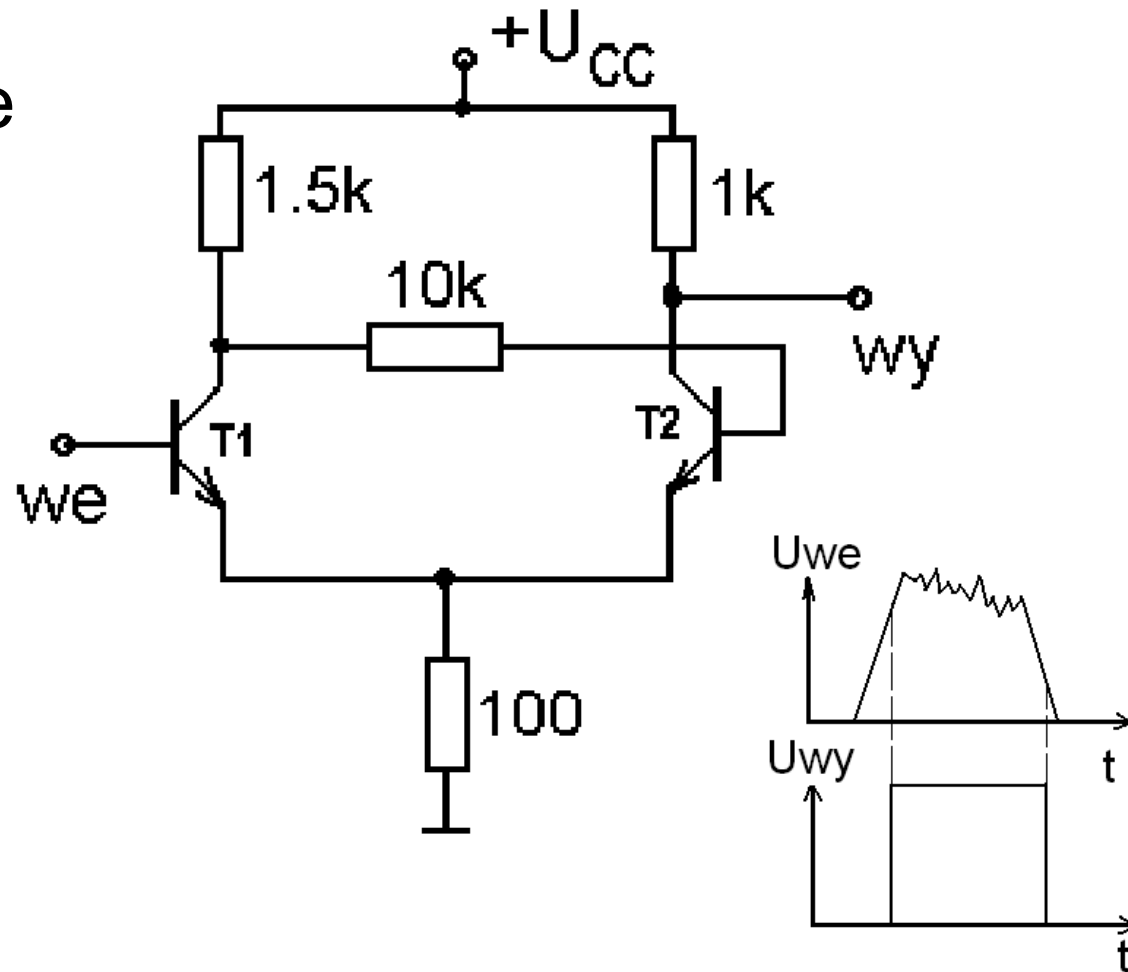
(mamy histerezę w przełączaniu).

Ważne aby $R_{C1} > R_{C2}$

(np. na schemacie

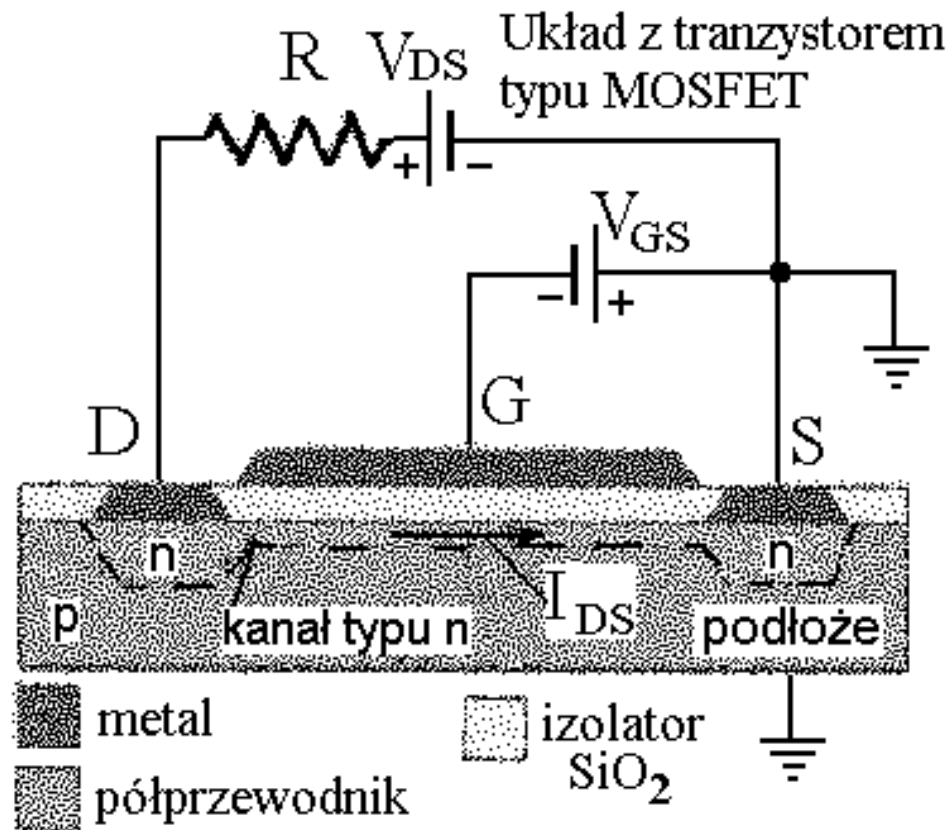
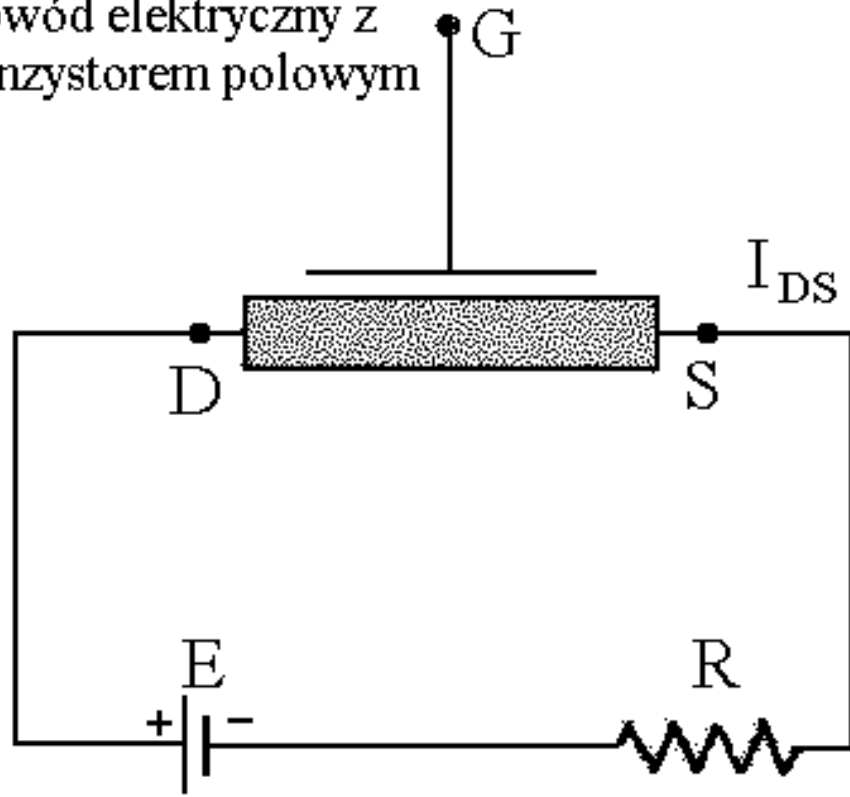
$R_{C1} = 1.5\text{k}\ \Omega$,

a $R_{C2} = 1\text{k}\ \Omega$).



Tranzystory polowe W przeciwieństwie do tranzystorów bipolarnych tranzystory polowe są sterowane polem elektrycznym (w zasadzie bez prądu a zatem bez poboru mocy, oporność wejściowa może wynosić nawet około $10^{14} \Omega$). Ta cecha powoduje, że tranzystory polowe są jak dotąd niezastąpione w budowie układów o dużej skali scalenia (LSI) jak mikroprocesory, pamięci itp. Elektroda sterującą jest bramka G (gate), której potencjał wpływa na rezystancję między dwoma innymi elektrodami: drenem D (drain) i źródłem S (source).

Obwód elektryczny z tranzystorem polowym



Tranzystor bipolarny można traktować jako źródło prądowe sterowane prądem bazy, jako wzmacniacz prądowy lub jako element transkonduktancyjny (Ebers-Moll). Tranzystor polowy natomiast działa na zasadzie sterowania prądem w kanale (dren-źródło) za pomocą pola elektrycznego wytwarzanego przez napięcie na elektrodzie zwanej bramką. Prąd w tej elektrodzie, odizolowanej warstwą tlenku lub szerokim (zaporowo spolaryzowanym) złączem pn od reszty tranzystora, w zasadzie nie płynie. Potrzebny jest tylko niewielki ruch ładunku aby ładować bramkę do pożądanego potencjału. Kanał przewodzący w tranzystorze polowym może być dwojakiego rodzaju: typ n (przewodnictwo elektronowe) albo typ p (przewodnictwo dziurowe). (Kanał w postaci prawie dwuwymiarowej warstwy mobilnych nośników ładunku wykazuje interesujące własności kwantowe, szczególnie widoczne w niskich temperaturach i silnych polach magnetycznych).

6 typów tranzystorów polowych

Widać, że cztery pierwsze FET-y normalnie przewodzą, przewodzenie znika dopiero przy znacznym U_{GS} . Dwa ostatnie przy małym U_{GS} nie przewodzą.

Tranzystory polowe (U. Tietze, Ch. Shlenk "Układy półprzewodnikowe")							
złączowe (JFET)		z izolowaną bramką (MOSFET, MISFET)					
		z kanałem zubożonym		z kanałem wzbogacającym			
		z kanałem typu n	z kanałem typu p	z kanałem typu n	z kanałem typu p		
<p>Wzmacniacze zbudowane z elementów dyskretnych. Analogowe układy scalone</p>		<p>Wzmacniacze zbudowane z elementów dyskretnych. Analogowe układy scalone</p>		<p>Wzmacniacze w. cz. zbudowane z elementów dyskretnych. Cyfrowe układy scalone</p>		<p>Wzmacniacze w. cz. zbudowane z elementów dyskretnych. Cyfrowe układy scalone</p>	

Dla tranzystorów polowych poniżej progu otwarcia $I_D \propto \exp(V_{GS})$, ale powyżej progu $I_D = k(V_{GS} - V_P)^2$ co daje

transkonduktancję: $g_m = \partial I_D / \partial U_{GS} = 2(k I_D)^{1/2}$

Jest ona mała (około 4 mS dla charakterystyki przejściowej obok) w porównaniu z $g_m = I_C / 25\text{mV}$ dla tranzystorów bipolarnych.

Przykładowa charakterystyka wyjściowa pokazuje dwa obszary zależności I_D od U_{GS} .

Dla obszaru liniowego:

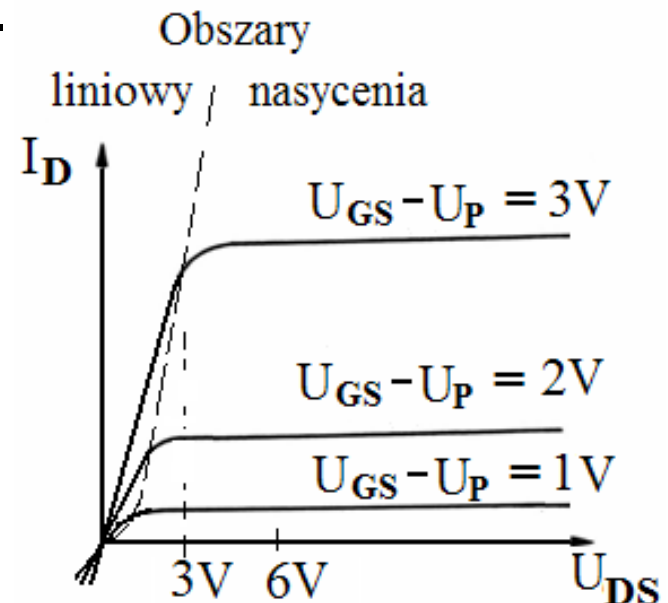
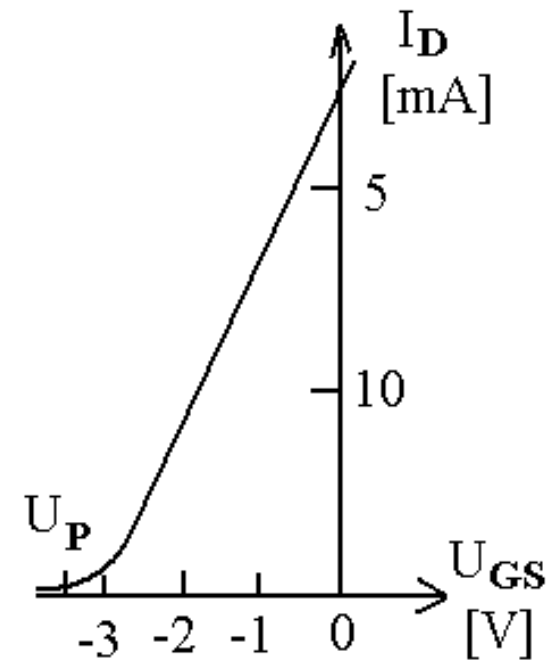
$$I_D = 2k[(U_{GS} - U_P)U_{DS} - (U_{DS})^2/2]$$

(tu robimy rezystory).

Dla obszaru nasycenia:

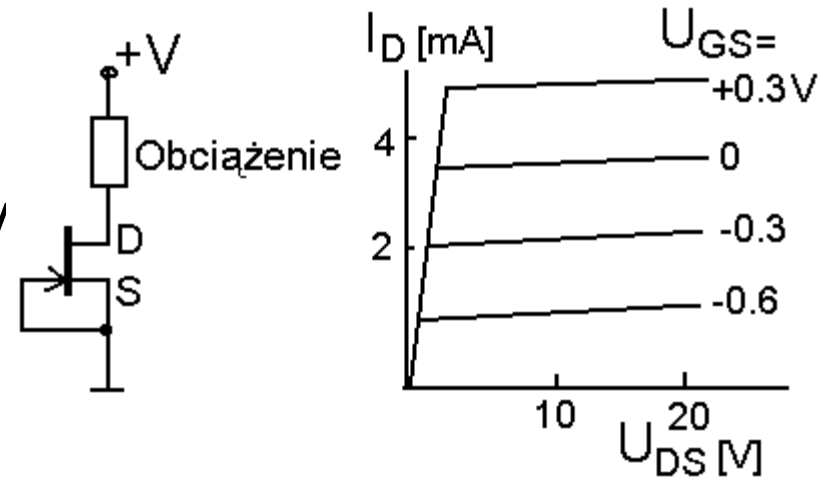
$$I_D = k(U_{GS} - U_P)^2$$

(tu robimy źródła prądowe).

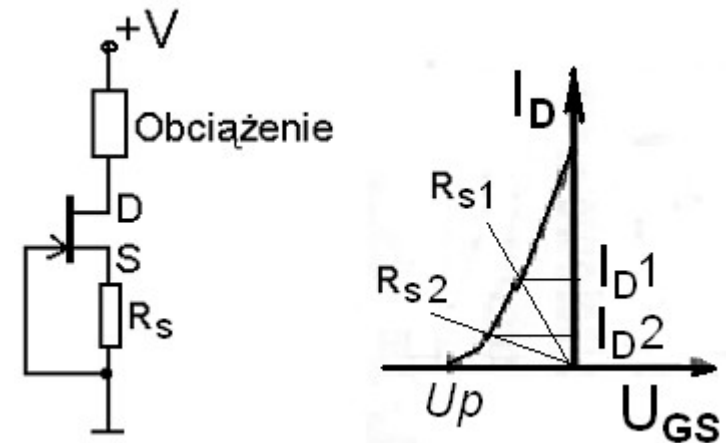


Źródło prądowe z tranzystora JFET.

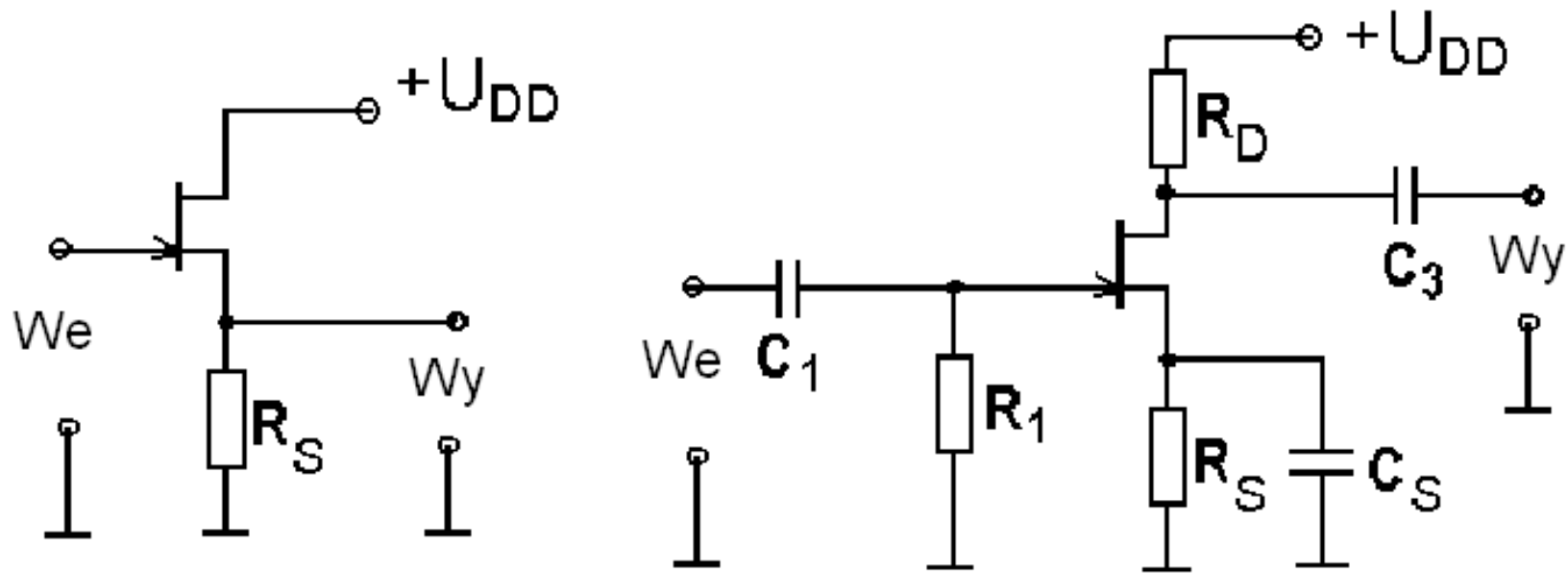
Aby zrozumieć stabilizację prądu płynącego przez obciążenie wystarczy spojrzeć na charakterystykę $I_D = I_D(U_{DS})$. Widać, że dla napięć U_{DS} powyżej około 3V prąd I_D jest prawie stały.



Dodając opornik R do obwodu źródła S możemy uzyskać pożądaną wartość stabilizowanego prądu (poprzez automatyczne polaryzowanie bramki).



Wtórnik źródłowy i wzmacniacz o wspólnym źródle.



Ze względu na małą transkonduktancję tranzystorów polowych b.dobrym rozwiązaniem jest układ wzmacniacza WE z tranzystorem bipolarnym, na wejściu którego znajduje się wtórnik źródłowy. Całość ma olbrzymią impedancję wejściową i dobrą transkondutancję.

Zasada działania inwertora (negatora) CMOS.

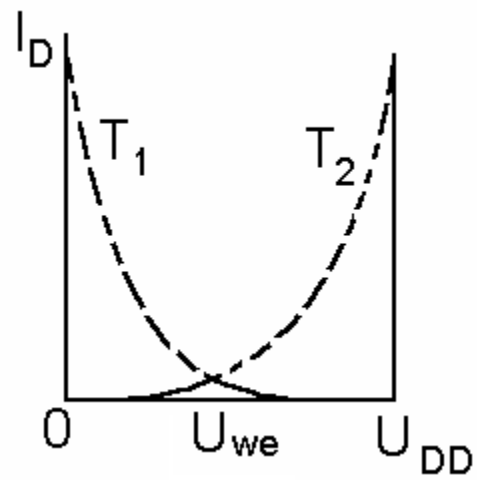
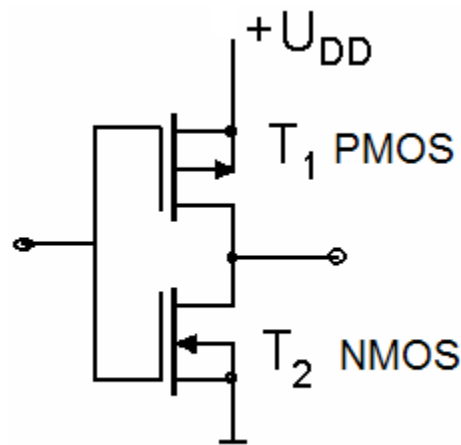
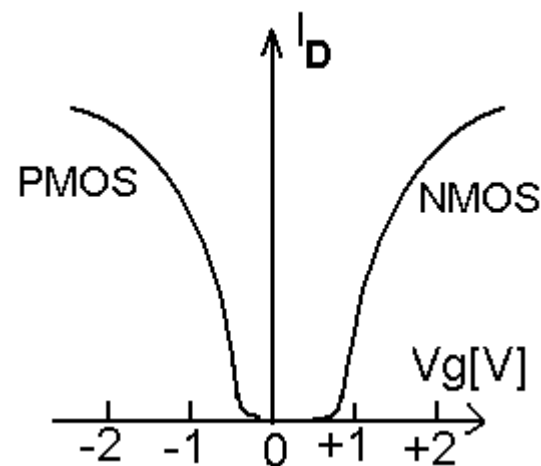
Komplementarna para tranzystorów polowych zapewnia

minimalną (niemal zerową) moc traconą na podtrzymanie stanu logicznego (0 lub 1). W obu przypadkach nie ma prądu (tj. przepływu ładunku) do „masy”. Dla sterującego stanu wysokiego mamy na wyjściu stan niski: kanał w T1 zatkany

a w T2 otwarty. Dla stanu niskiego na wejściu układu; mamy kanał w T1 otwarty a w T2 zamknięty.

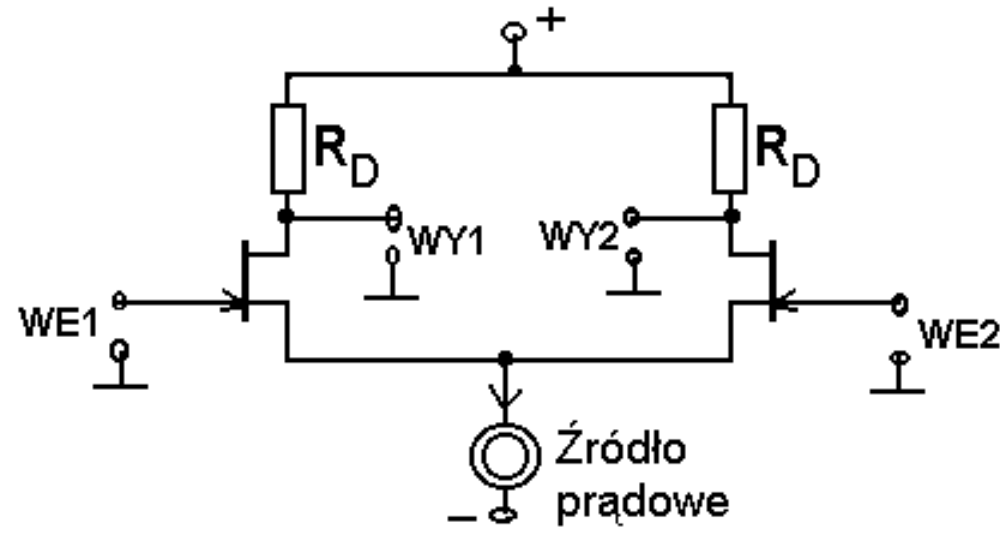
W CMOS moc tracona jest tylko w momencie przełączania. To daje przewagę

tranzystorom polowym w wielu zastosowaniach zwłaszcza przy dużej skali integracji.



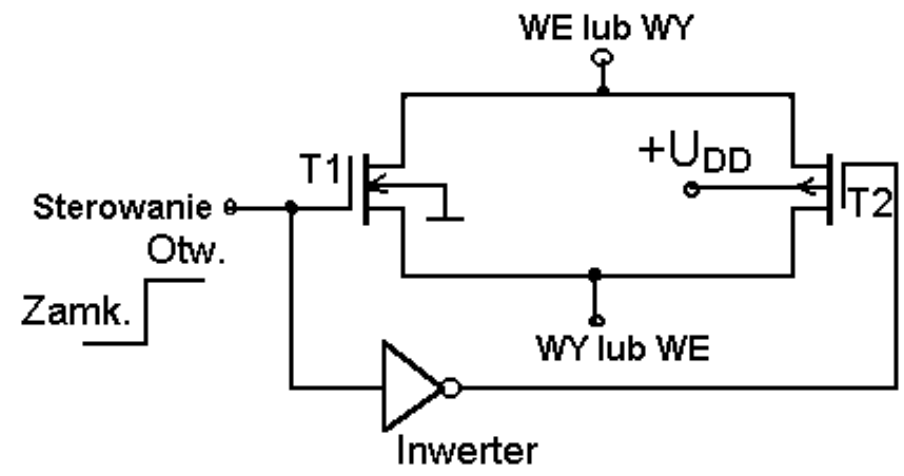
Wzmacniacz różnicowy z tranzystorami polowymi.

Uwaga! Ciało ludzkie to około 100pF pojemności elektrycznej, która może ładować się (potarcie o dywan, koszulę itp.) do napięć rzędu 10kV. Ładunek taki przebija i niszczy cienką warstwę tlenku w tranzystorach polowych MOS! Zatem nie dotykamy zacisków tranzystorów polowych (i kości z takimi tranzystorami) przed ich wlutowaniem do układu!



Przełącznik analogowy „klucz”.

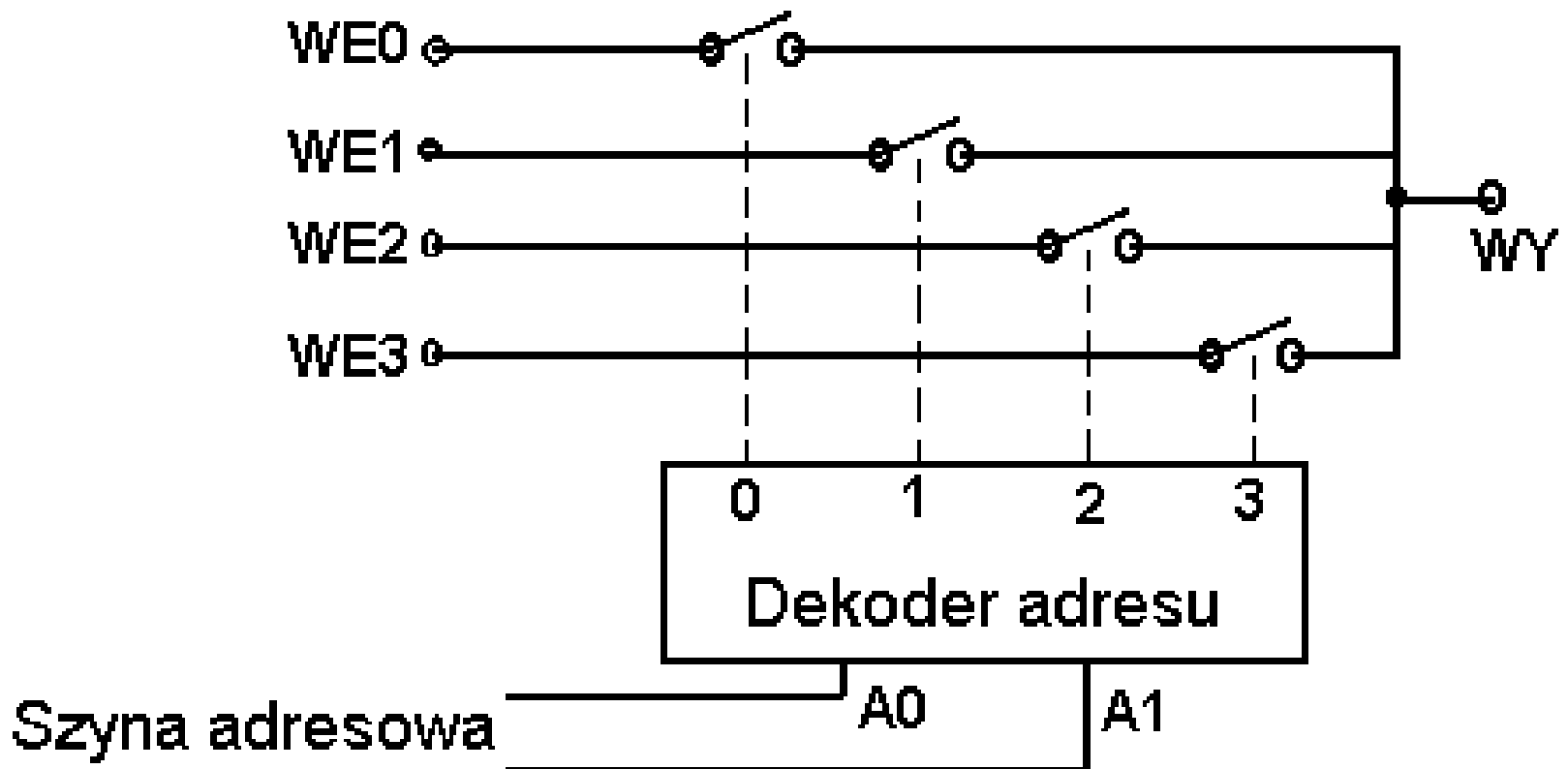
Gdy jest włączony przekazuje napięcia od 0V do nieco poniżej U_{DD} . Ważne parametry klucza to: Rezystancje w stanie włącz. i w stanie wyłącz., zakres napięć, czasy przełączania.



Multiplekser analogowy

Przełączniki (klucze) z tranzystorami polowymi znalazły swoje ważne zastosowanie w multiplekserach.

W multiplekserze na pojedyncze wyjście przechodzi sygnał z tego wejścia, którego adres jest aktualnie ustawiony (cyfrowo) na szynie adresowej.

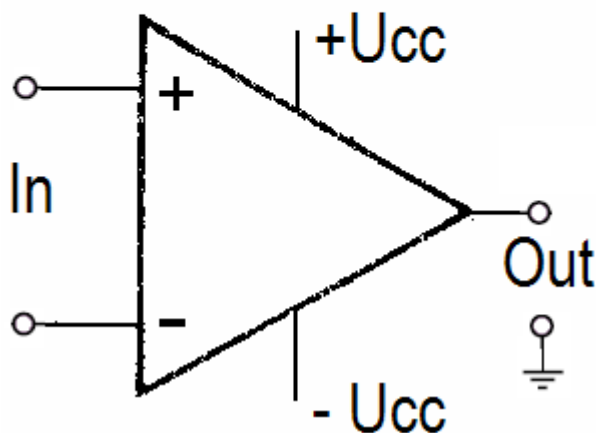


Wzmacniacze operacyjne

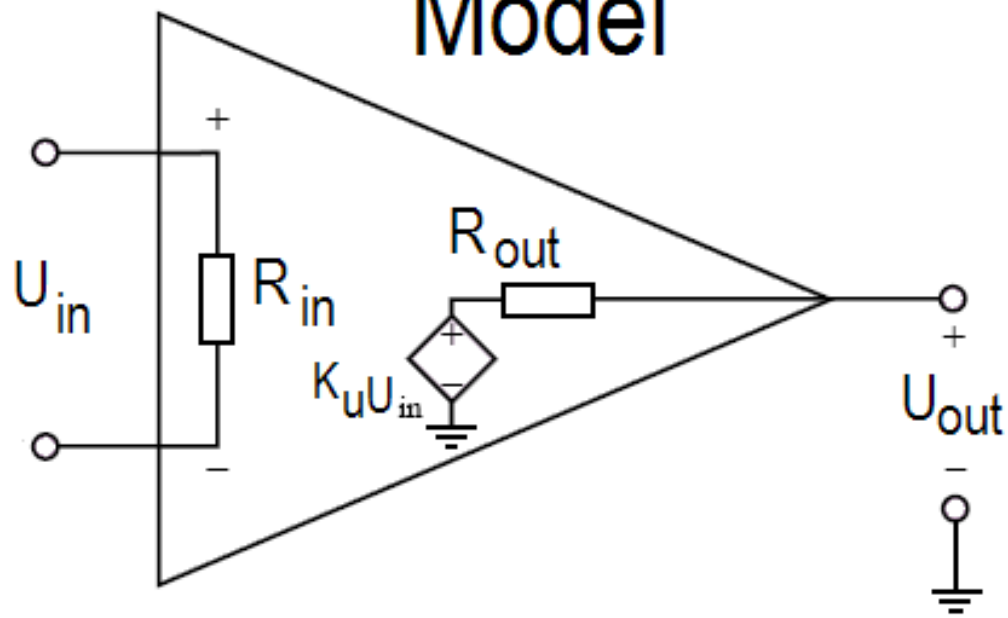
Wzmacniacze spełniają jedno z podstawowych zadań elektroniki: wzmacnianie sygnałów elektrycznych.

Wzmacniane są sygnały z mikrofonu, płyt gramofonowych, kompaktów, z anten odbiorników radiowych i TV, przetworników i sensorów (sygnały z bioelektrod, tensorów, czujników przyspieszenia, temperatury, oświetlenia i wiele wiele innych).

Symbol
graficzny



Model



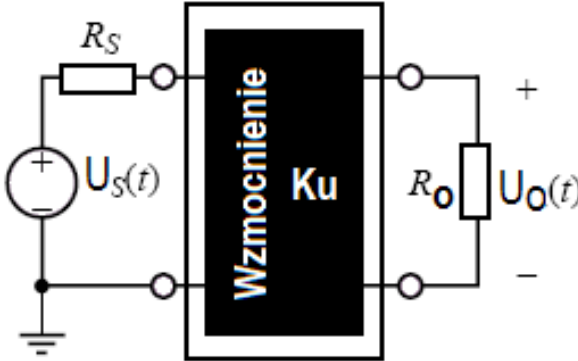
Efektywne wzmocnienie w układzie i wzmacniacz idealny

Do wzmacniacza (czarnej skrzynki) „wchodzi” sygnał z jakiegoś źródła.

A wzmocniony sygnał przyjmuje obciążenie R_o .

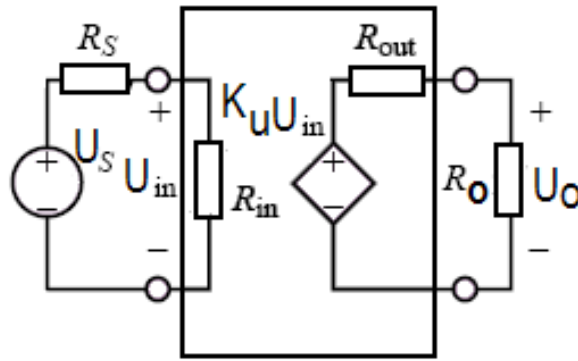
Źródło możemy zastąpić układem Thevenina

Wzmacniacz napięciowy



Źródło Wzmacniacz Obciążenie

Model wzmacniacza



o parametrach: U_s i R_s . Czarną skrzynkę wzmacniacza może reprezentować układ złożony z rezystora o rezystancji wejściowej wzmacniacza „widzianej” przez źródło oraz wyjściowego układu Theveninowskiego o parametrach: źródło napięciowe o napięciu $K_U U_{in}$ i rezystancji R_{out} („widzianej” przez obciążenie R_o). Wtedy wzmocnienie efektywne w układzie $k_{Uef} = U_o / U_s$.

Napięcie wejściowe (z wiedzy o dzielniku napięcia): $U_{in} = U_s R_{in} / (R_{in} + R_s)$

Napięcie wzmocnione: $U_o = K_U U_s R_{in} / (R_{in} + R_s) \times R_o / (R_{out} + R_o)$,

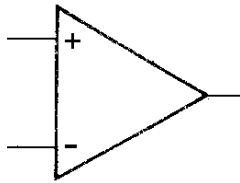
W końcu; $k_{Uef} = U_o / U_s = K_U U_s R_{in} / (R_{in} + R_s) \times R_o / (R_{out} + R_o)$,

Widać, że dla $R_{in} = \infty$, i $R_{out} = 0$ wzmocnienie byłoby maksymalne = K_U .

Zatem generalnym wymaganiem wobec dobrego wzmacniacza jest: duża impedancja wejściowa i mała impedancja wyjściowa!

Wzmacniacze operacyjne (WO) jest układem scalonym czyli zbiorem wielu obwodów elektronicznych zintegrowanych na jednym krysztale (zwykle krzemowym). Wzmacniacze operacyjne mają wielkie wzmocnienie napięciowe około $10^6 V/V$, pozwalające na stosowanie zewnętrznego obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego, który osłabia wzmocnienie ale poprawia stabilność i pasmo częstotliwości. WO mają dwa wejścia; (+) - wejście nieodwracające i (-) - wejście odwracające. Na wyjściu pojawia się wzmocniona różnica sygnałów z tych wejść: $U_{WY}[V] = f((U_+ - U_-) [\mu V])$.

Symbol graficzny



Wyprowadzenia w 411 (widok z góry)

Równoważenie ①

Wejście odwracające ②

Wejście nieodwracające ③

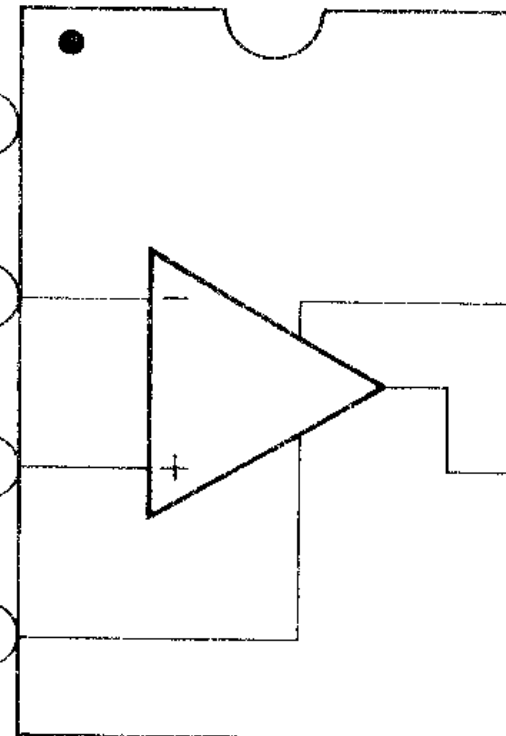
-U_{cc} (zwykle -15V) ④

⑧ Wolne

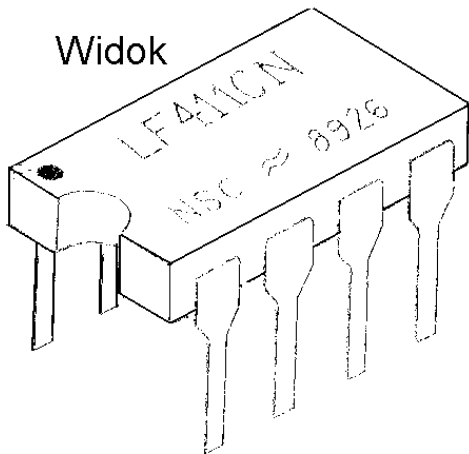
⑦ +U_{cc} (zwykle +15V)

⑥ Wyjście

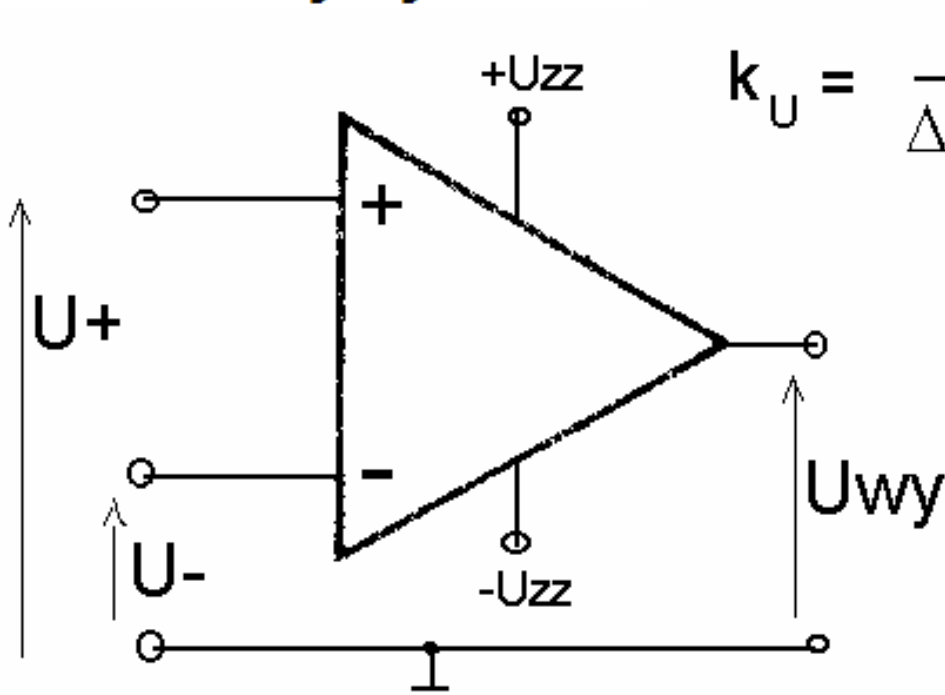
⑤ Równoważenie



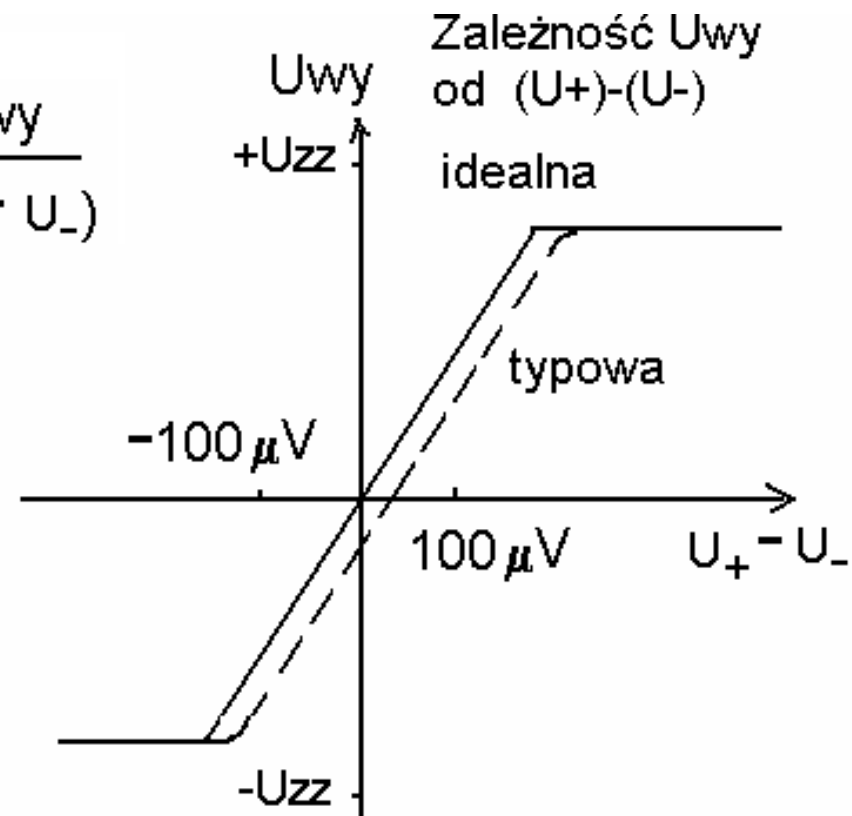
Widok



Charakterystyka WO



$$k_U = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta(U_+ - U_-)}$$



Obecnie mamy do wyboru wiele rodzin wzmacniaczy o różnym zastosowaniu i różnych napięciach zasilania (podwójne np. $\pm 1V$ lub $\pm 15V$, pojedyncze np. $+5V$). Ważnymi parametrami są: i) Wejściowe napięcie niezrównoważenia (offsetu), najmniejsze jego wartości to $\pm 1\mu V$ z temperaturowym dryfem $0,05\mu V/^\circ C$. ii) Współczynnik tłumienia sygnału wspólnego (CMRR) wyrażany w dB. iii) Maksymalna szybkość zmian napięcia wyjściowego (związana z szerokością pasma) – slew rate. iv) Współczynnik szumu wyrażany w nV/\sqrt{Hz} .

http://www.williamson-labs.com/480_opam.htm

Fundamentalne założenia przy analizie układów zawierających WO.

Wzmocnienie wzmacniaczy operacyjnych jest tak wielkie, że zmiana różnicy napięć wejściowych $\Delta(U_+ - U_-)$ o mały ułamek miliwolta powoduje pełną zmianę napięcia wyjściowego (znacznie ponad 10V). Stąd pomijamy to znikome różnicowe napięcie wejściowe co prowadzi do założenia nr.1:

1. Obwód wyjściowy WO (nie będącego w nasyceniu) robi wszystko aby $\Delta(U_+ - U_-) = 0$.

Wartości prądów stałych wpływających do (lub wypływających z) wejść WO są tak małe, że można je pomijać w analizie układu:

2. Wejścia wzmacniacza operacyjnego nie pobierają prądu z zewnątrz.

$$1) \quad \Delta(U_+ - U_-) = 0, \quad 2) \quad I_{we} = 0$$

Przykłady

Wzmacniacz odwracający.

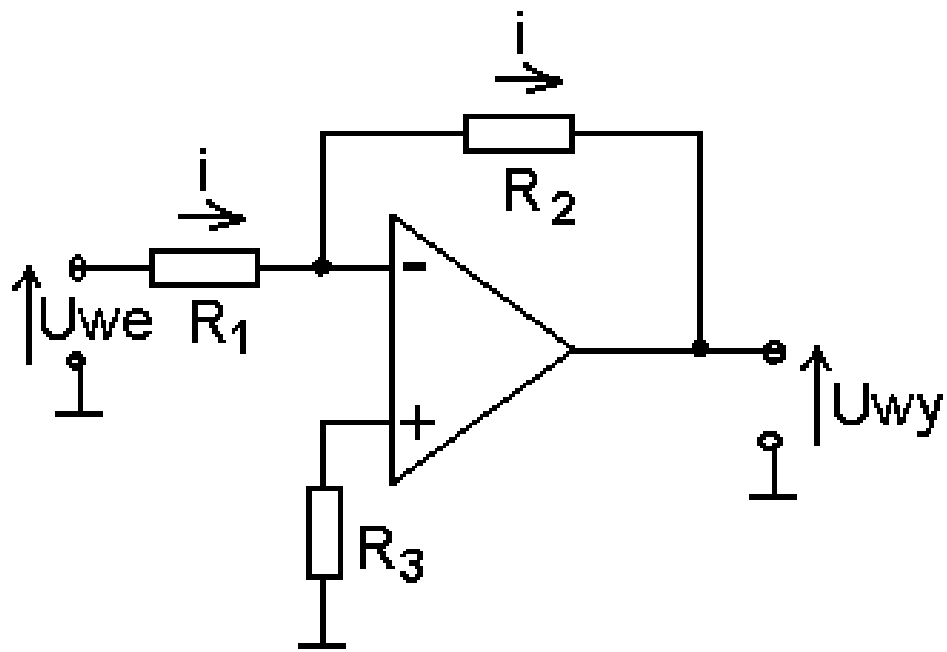
Zgodnie z założeniami I i II

$U_+ = U_- = 0$, a prąd „i” nie rozgałęzia się do wejścia „-”.

Stąd wzmacnienie

napięciowe $k_U = U_{wy}/U_{we} =$

$-R_2/R_1$, a $R_{we} = R_1$.



Wzmacniacz nieodwracający.

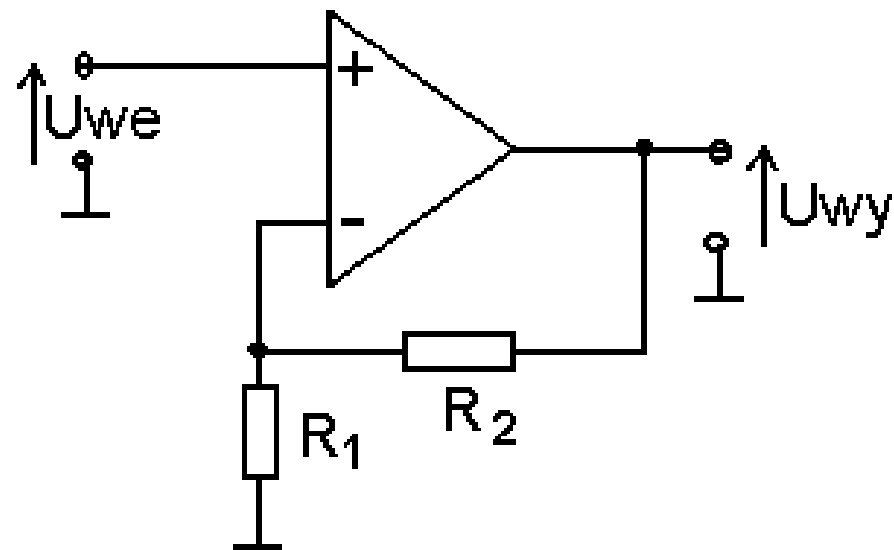
Z I i II mamy: $U_+ = U_{we} = U_- =$

iR_1 , a $U_{wy} = i(R_1 + R_2)$. Stąd

$k_U = (R_1 + R_2)/R_1 = 1 + R_2/R_1$.

$R_{we} > 10^8 \Omega$ lub $> 10^{12} \Omega$

zależnie od typu WO.

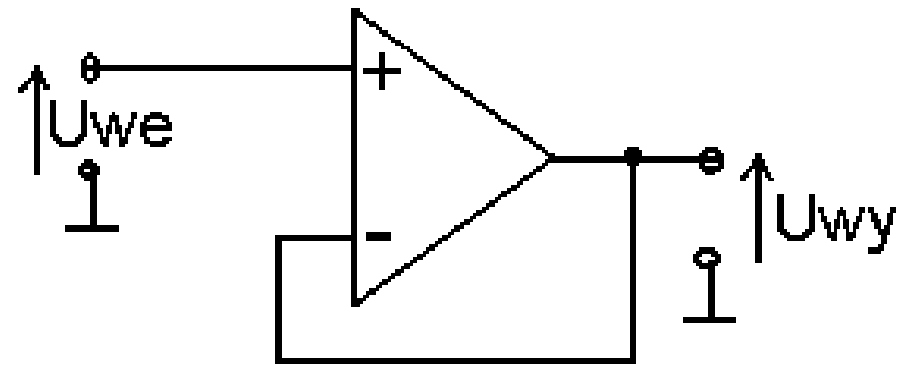


Przykłady

Wtórnik napięciowy.

$$R_{we} \gg R_{wy},$$

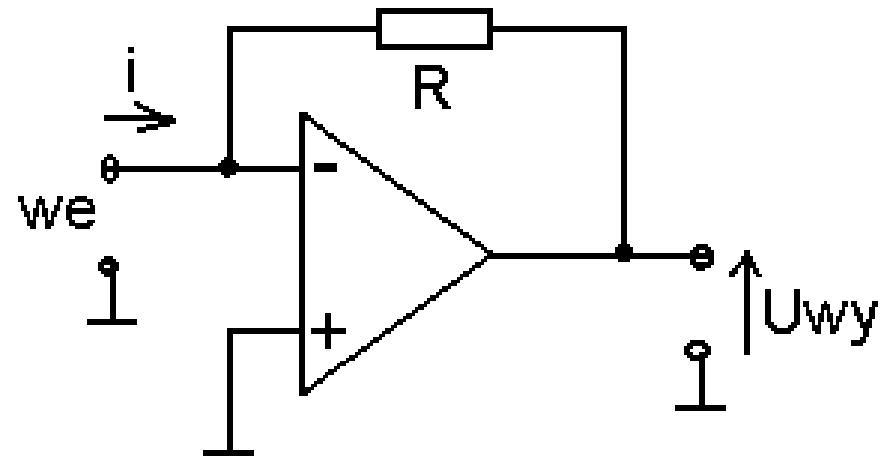
$$U_{wy} = U_{we}.$$



Przetwornik prąd-napięcie.

$$U_{we} \cong 0.$$

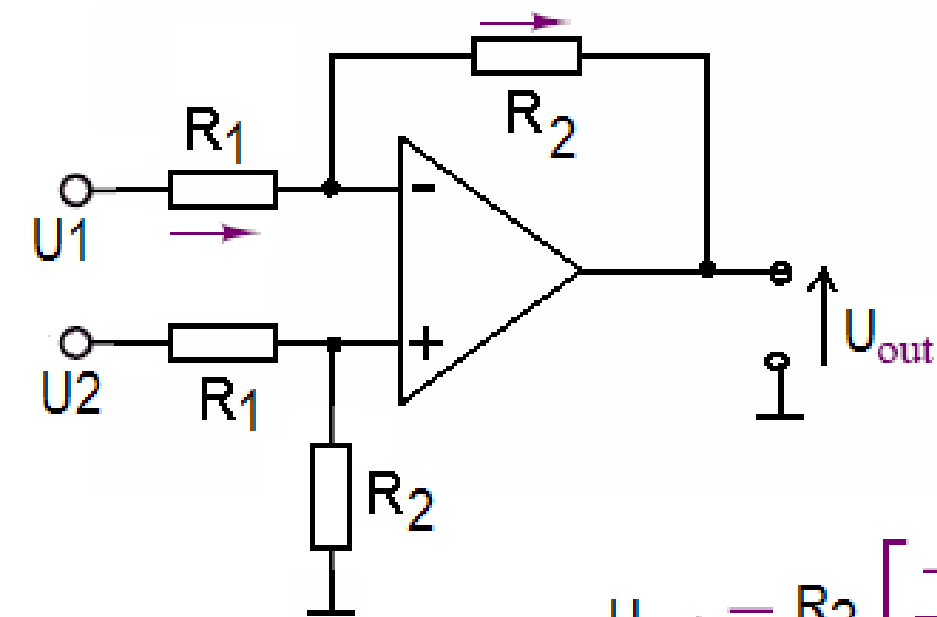
$$U_{wy} = -iR$$



Połączenie wyjścia z wejściem (-) stanowi pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego obniżającego wzmacnienie.

Przykłady

Wzmacniacz różnicowy



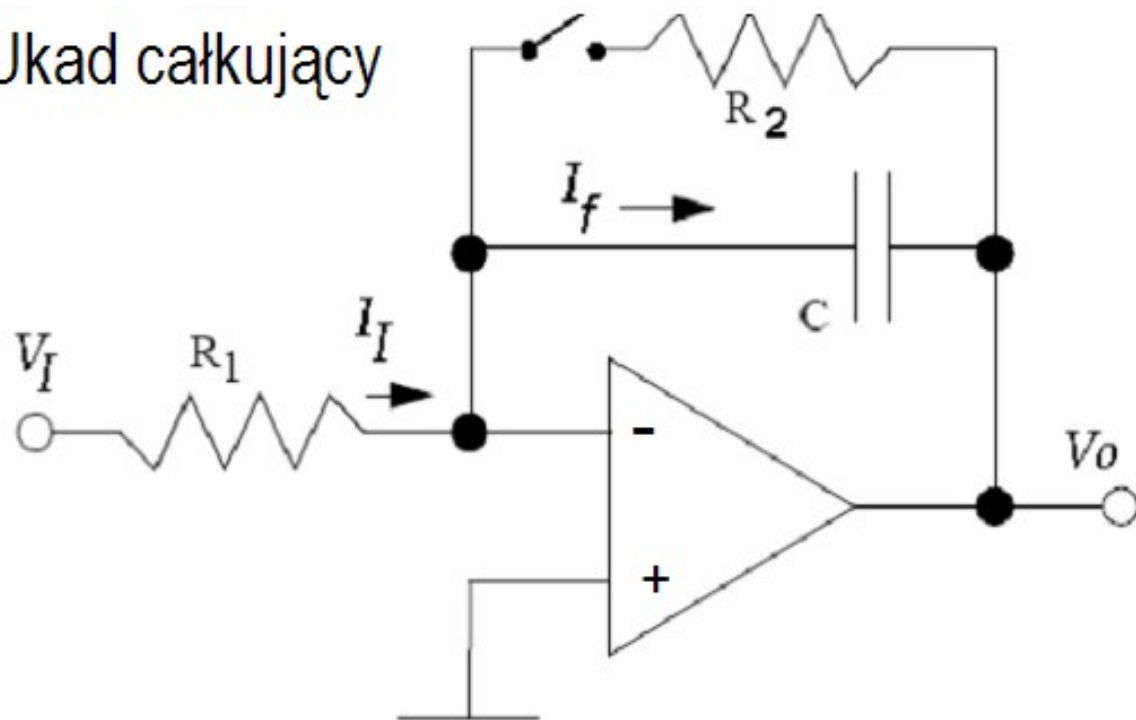
$$U^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2$$

$$\frac{U_1 - U^+}{R_1} = - \frac{U^+ - U_{out}}{R_2}$$

$$U_{out} = R_2 \left[\frac{-U_1}{R_1} + \frac{1}{R_1 + R_2} U_2 + \frac{R_2}{R_1(R_1 + R_2)} U_2 \right]$$

$$U_{out} = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

Układ całkujący



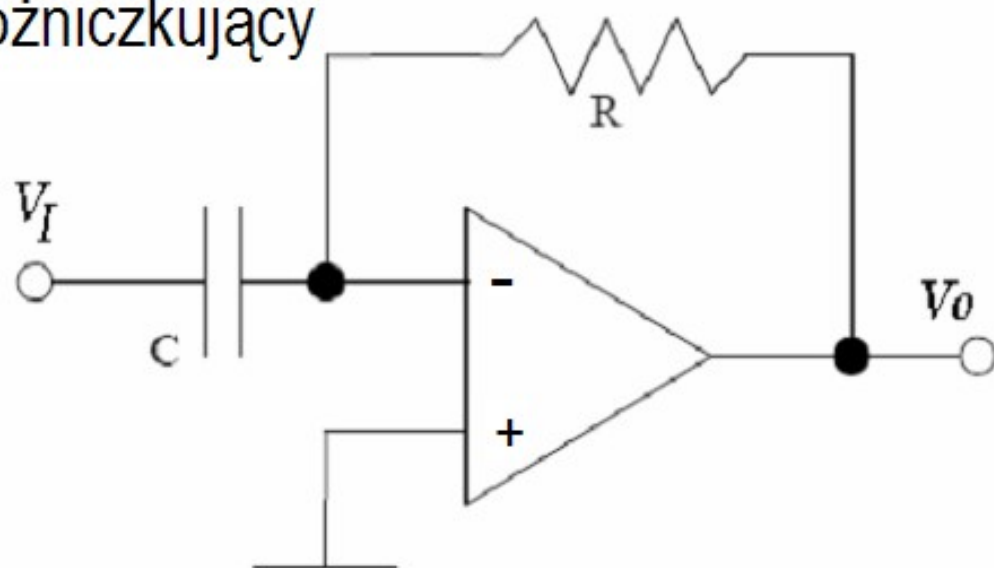
$$V_- = V_+ = 0$$

$$I_I = \frac{V_I}{R_1} \quad I_f = -C \frac{d}{dt} V_o$$

$$\sum I_n = I_I - I_f = 0 = \frac{V_I}{R_1} + C \frac{d}{dt} V_o$$

$$V_o = -\frac{1}{R_1 C} \int V_I dt + \text{const}$$

Układ różniczkujący



$$I = C \frac{d}{dt} V_I$$

$$V_o = -IR = -RC \frac{d}{dt} V_I$$

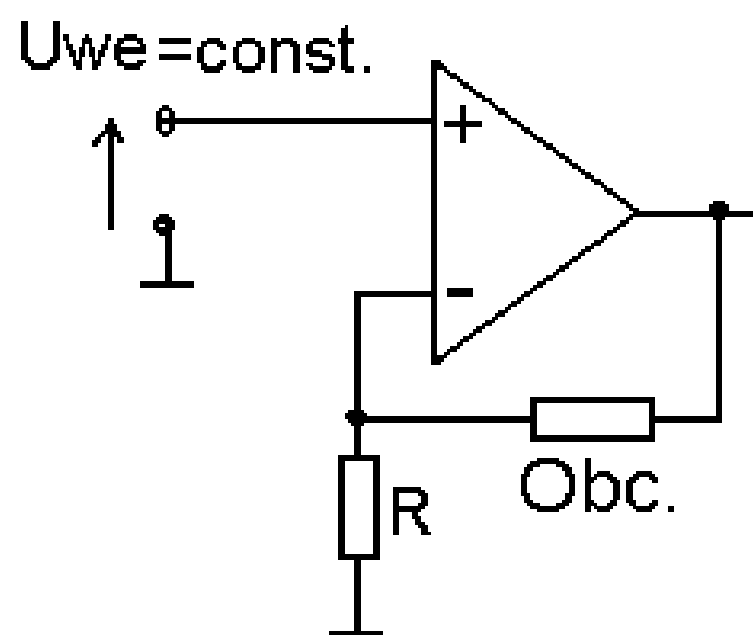
$$V_o = -RC \frac{d}{dt} V_I$$

Przykłady

Źródło prądowe.

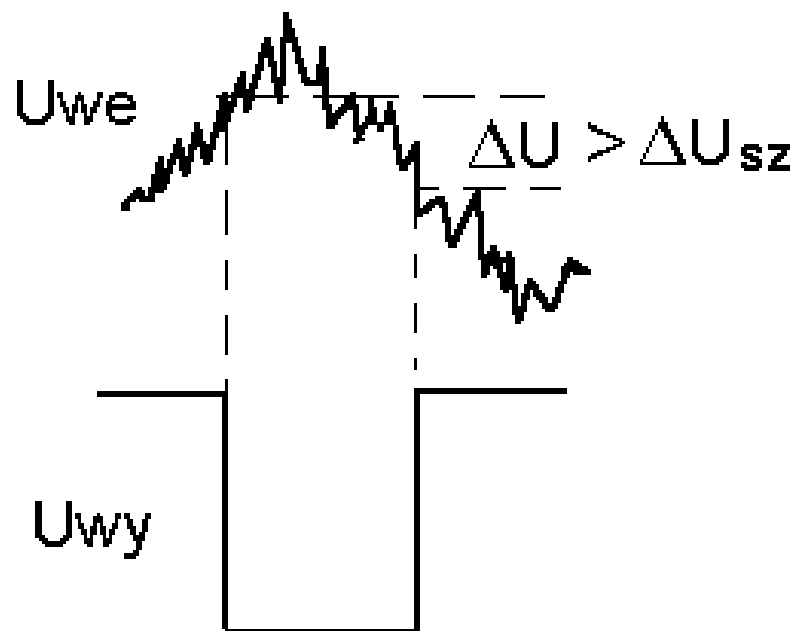
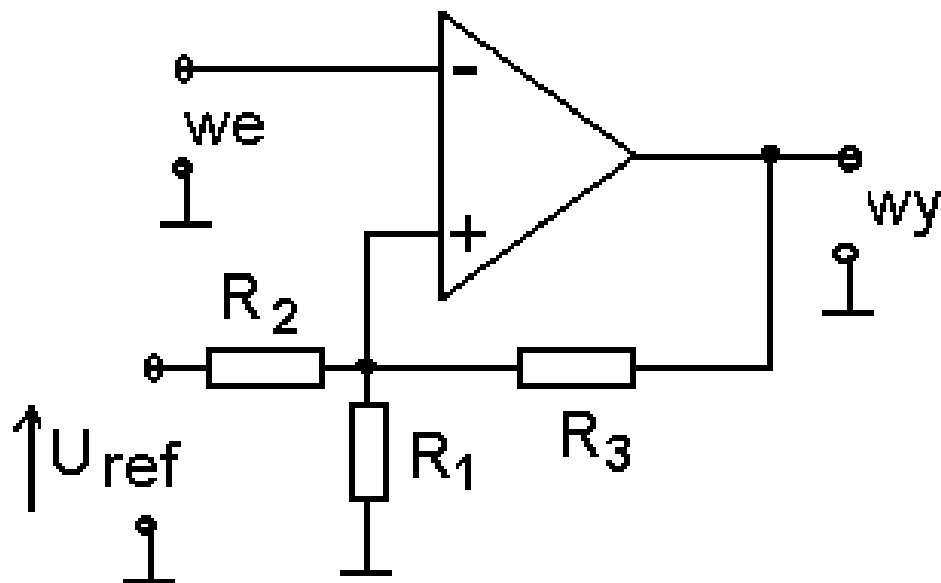
$$I = U_{we}/R.$$

Jedyna wada to brak uziemienia obciążenia.



Przerzutnik Schmitta

(regeneracyjny komparator napięcia)



Wzmacniacz sumujący

Prąd przez R jest sumą prądów przez R_0 , R_1 , R_2 i R_3 . Zatem $U_{wy} = I_{sum}$.

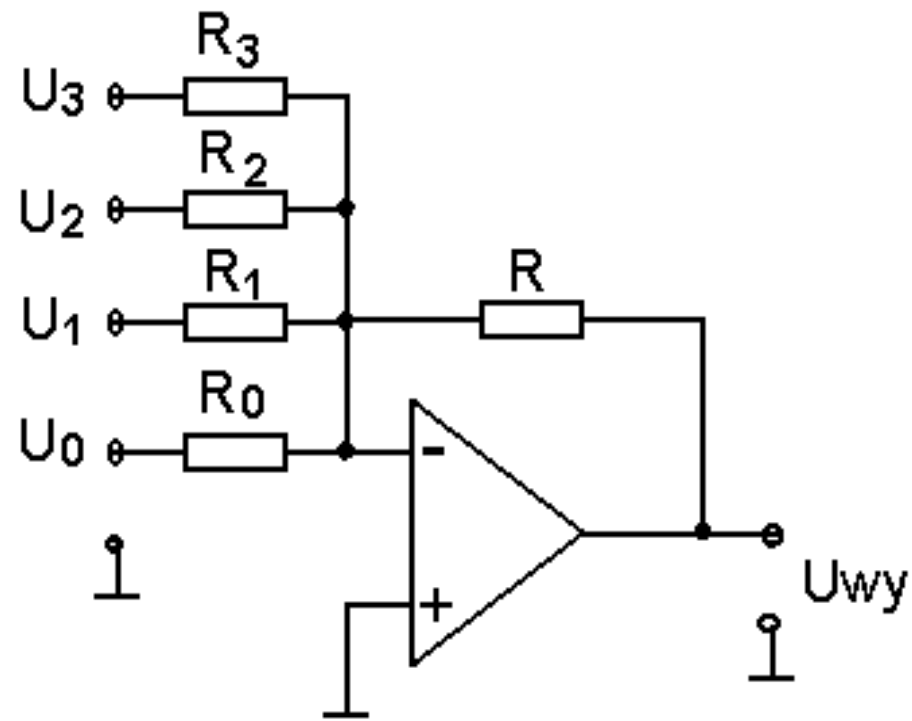
R jest proporcjonalne do sumy prądów wejściowych.

To znaczy, że:

$$U_{wy} = - \left(U_0 R/R_0 + U_1 R/R_1 + U_2 R/R_2 + U_3 R/R_3 \right)$$

Czyli napięcie wyjściowe jest ważoną sumą napięć wejściowych.

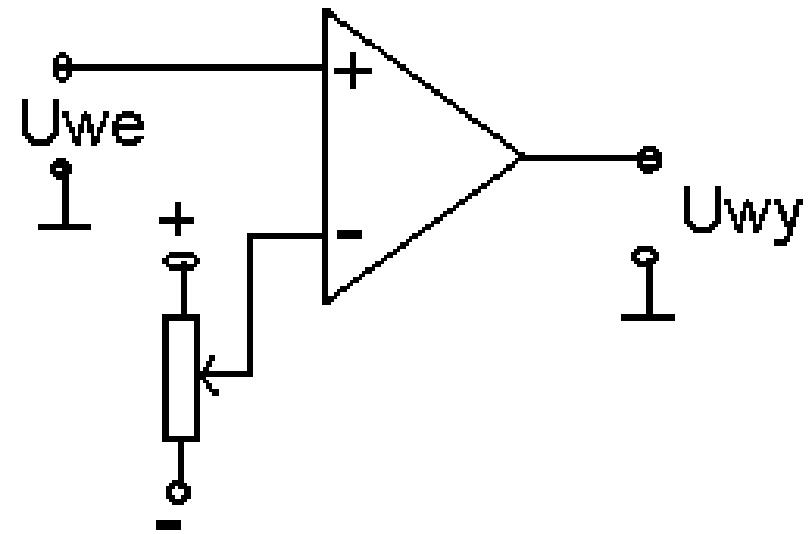
Jeżeli dobierzemy oporniki tak aby $R_0 = 2R_1 = 4R_2 = 8R_3$, to uzyskamy czterobitowy przetwornik cyfrowo-analogowy tzw. przetwornik C/A!



Komparatory analogowe

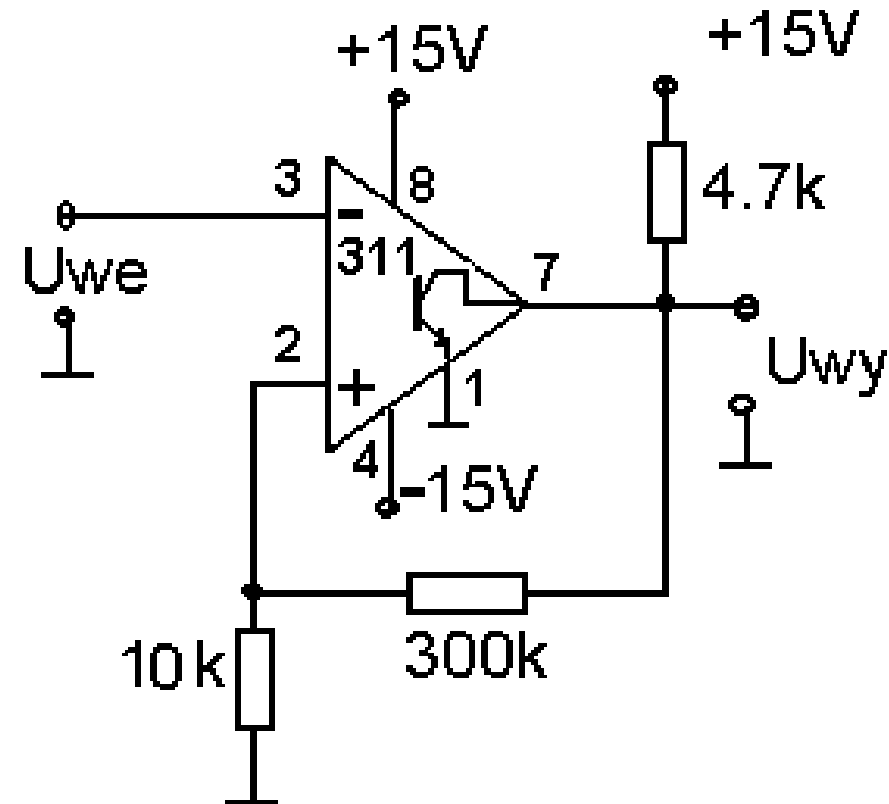
Są to wzmacniacze bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Na wyjściu mamy przeskok

między stanami niskim i wysokim w momencie gdy napięcie wejściowe przechodzi przez wartość napięcia referencyjnego.



Dobry komparator z dodatnim sprzężeniem zwrotnym i histerezą - przerzutnik Schmitta.

(układ typu 311 jest układem scalonym z otwartym kolektorem). Dzięki histerezie komparator nie pomnaża ilości przetwarzanych impulsów.



Rodzaje wzmacniaczy operacyjnych

Zależnie od zastosowania można wyróżnić wzmacniacze:

- 1) Wzmacniacze precyzyjne i niskoszumowe. Zastosowania w technice pomiarowej (oraz w układach o wysokich parametrach technicznych).
- 2) Wzmacniacze oszczędne energetycznie. Stosowane w urządzeniach przenośnych (pobierają prąd poniżej $1\mu\text{A}$).
- 3) Wzmacniacze transkonduktancyjne. Posiadają dodatkowe, trzecie wejście służące do regulacji wzmocnienia.
- 4) Wzmacniacze Nortona. Mają małą oporność wejściową a sterowanie jest sterowaniem prądowym. Wzmocnieniu podlega różnica prądów wejściowych.
- 5) Wzmacniacze izolacyjne. Posiadają wyjście odizolowane galwanicznie od wejścia. Umożliwiają nie tylko pomiar sygnałów ale również ich przenoszenie między różnymi piedestałami potencjału elektrycznego. Stosowane są w laboratoriach fizycznych i technikach medycznych.

Układ próbkująco-pamiętający (S/H *sample-and-hold*)

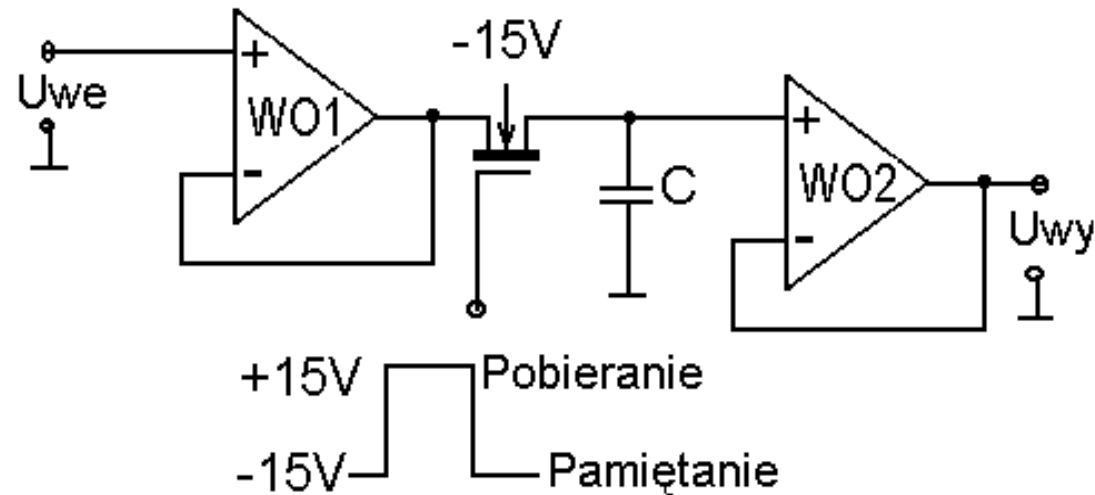
Układ ten próbkuje sygnał analogowy U_{we} .

W wybranym momencie i przez chwilę podtrzymuje jego wartość na pojemności C i na wyjściu

jako U_{wy} . Chwilowe podtrzymywanie napięcia U_{wy} jest konieczne dla dokonania przetworzenia analogowo-cyfrowego przez podłączony do wyjścia przetwornik A/C.

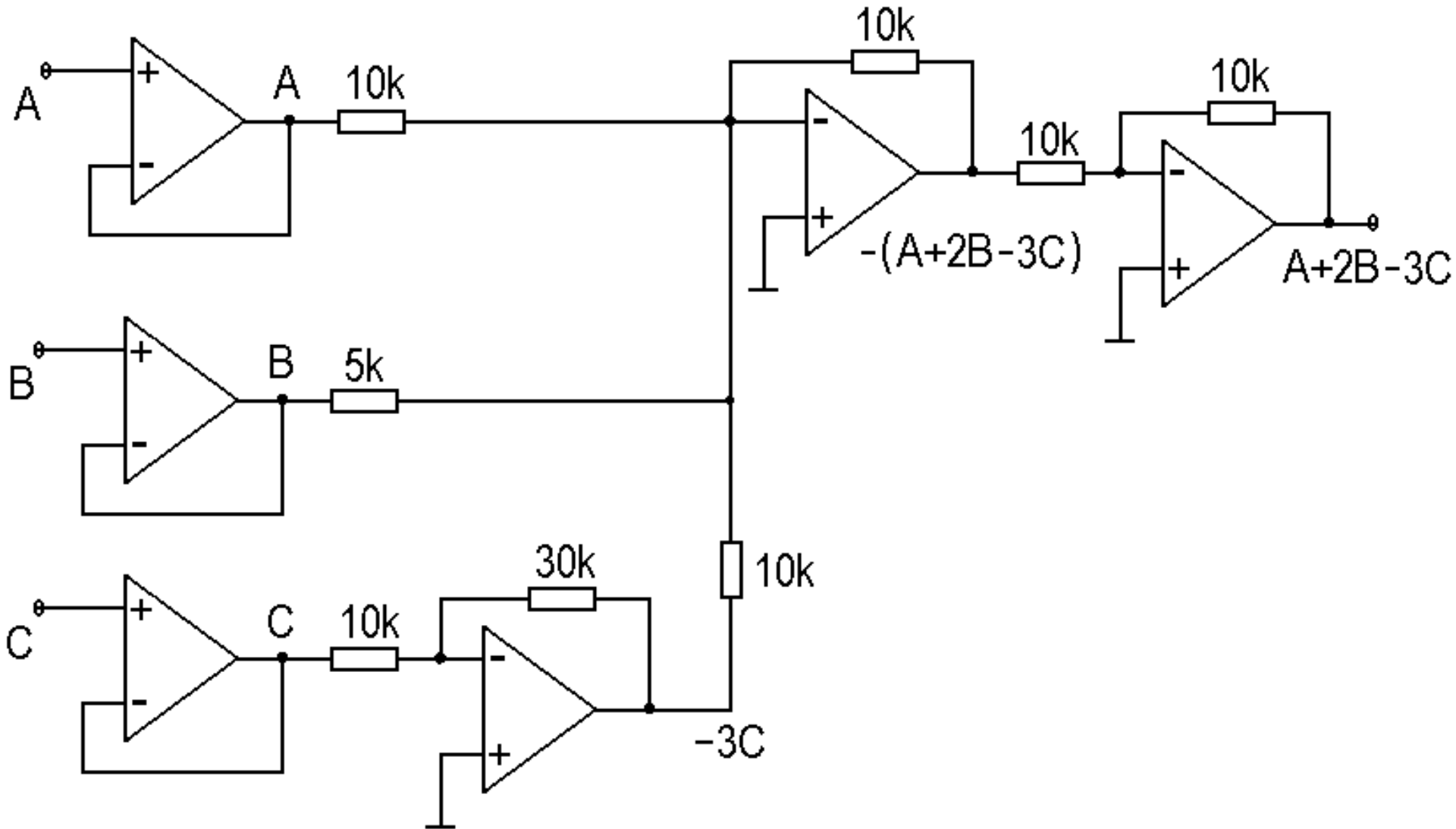
Dla szybkiego i precyzyjnego próbkowania układ WO1 musi być szybki a WO2 musi mieć tranzystory polowe na wejściu.

Układy S/H są nieodzowne gdy zachodzi potrzeba pomiaru kilku napięć (odpowiedników pewnych wielkości fizycznych) w tym samym czasie. Kilka układów S/H sterowanych wspólnym zegarem rozwiązuje problem. Podtrzymywane napięcia mogą być już przetwarzane kolejno przez jeden przetwornik A/C.



Przykład. Zaproponuj układ, który będzie „sumował” napięcia ze źródeł A, B i C w następujący sposób: $V_{WY} = A + 2B - 3C$.

Rozwiązanie:



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} .

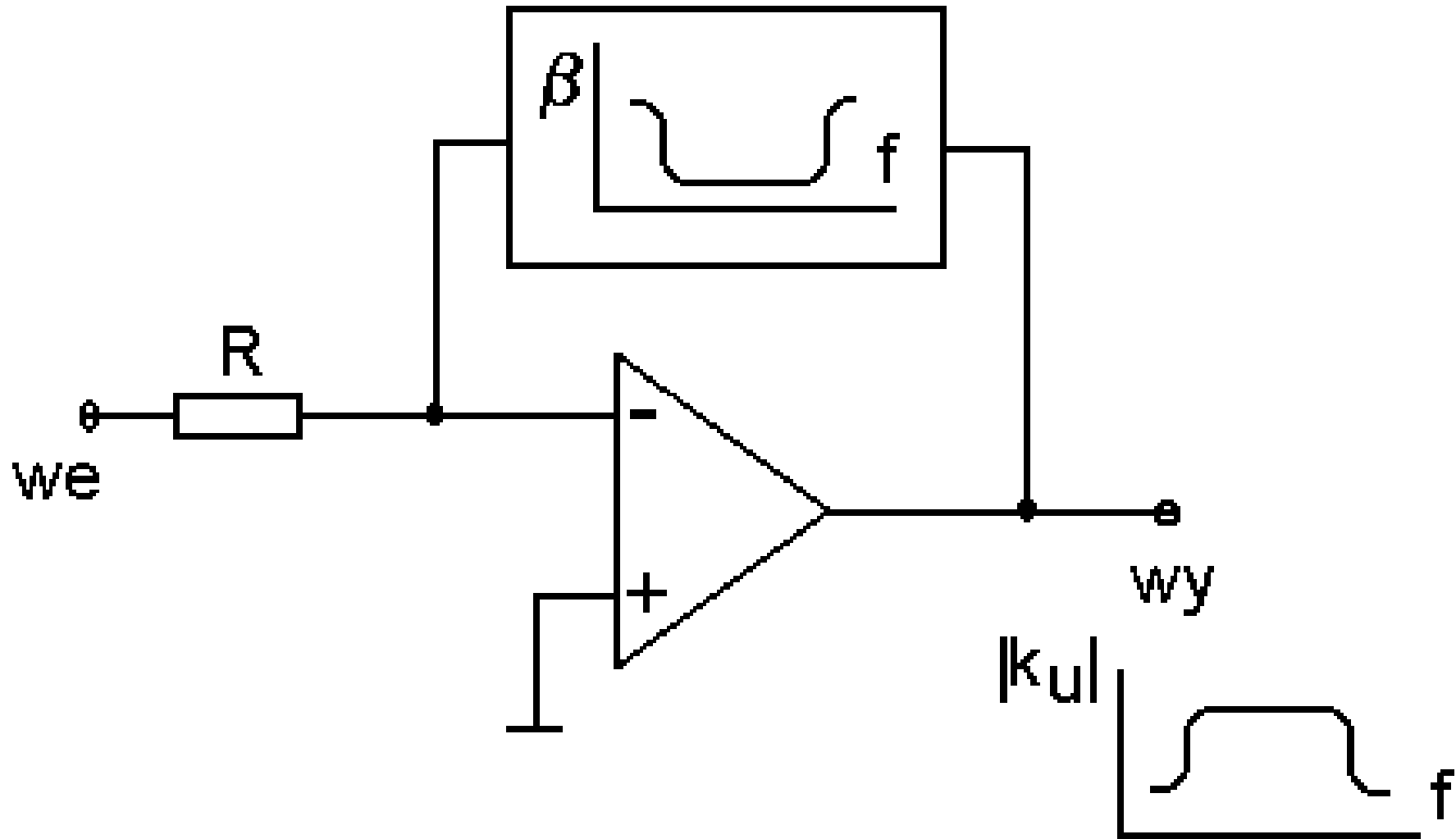
$$k_{UW} = \frac{k_U}{1 + \beta k_U} ; 10^2 = \frac{10^5}{1 + \beta 10^5} ; \beta = 0.01$$

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

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

Filtry aktywne

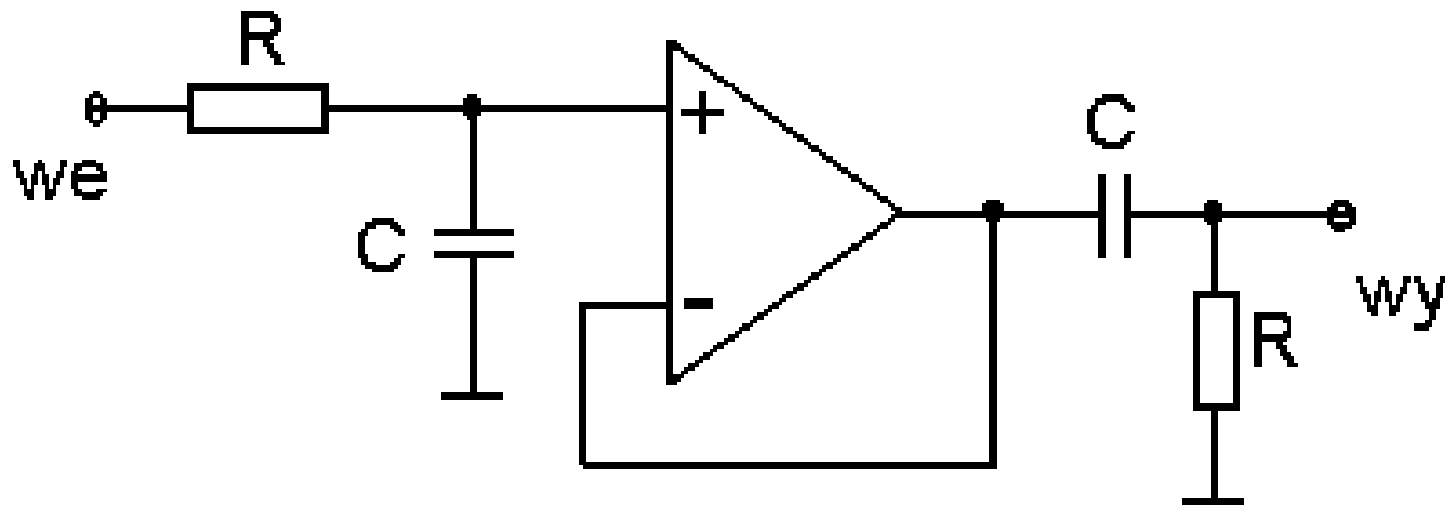
Filtry aktywne buduje się wstawiając w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza impedancję zależną od częstotliwości.



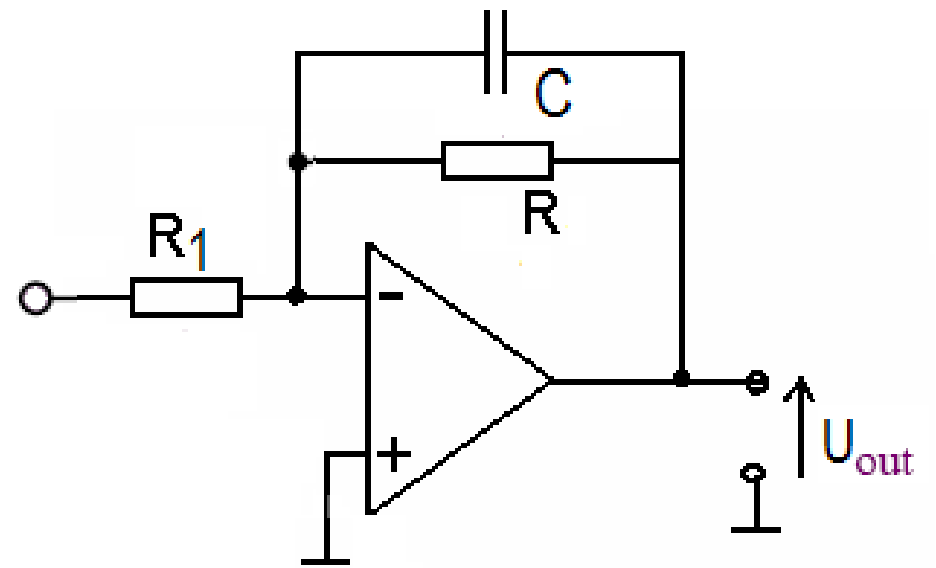
Filtr aktywny pasmowo-przepustowy (drugiego rzędu)

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

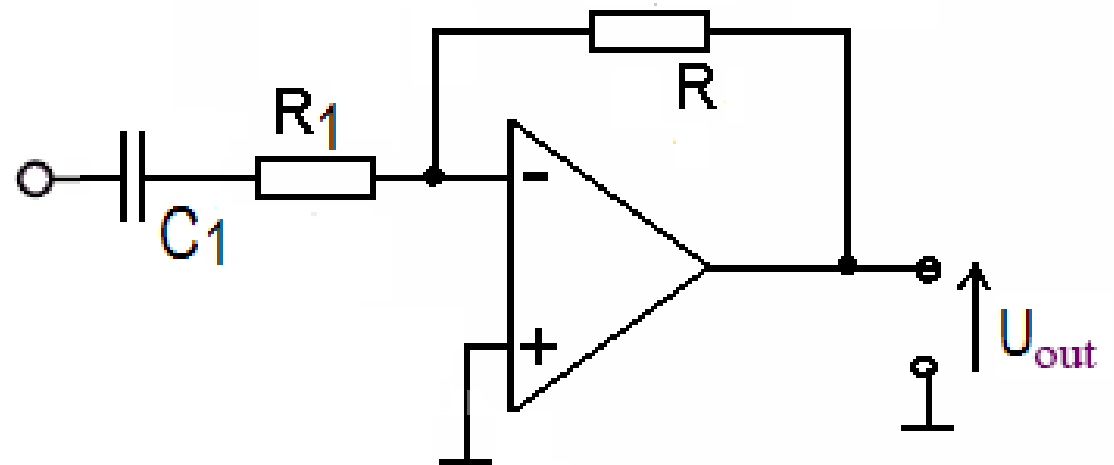
Dzięki dużej impedancji wejściowej wtórnika napięciowego drugi filtr nie obciąża pierwszego.



Filtr aktywny
dolno-przepustowy

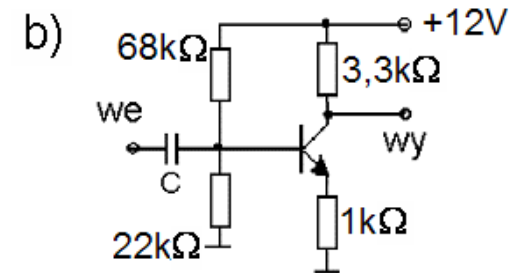
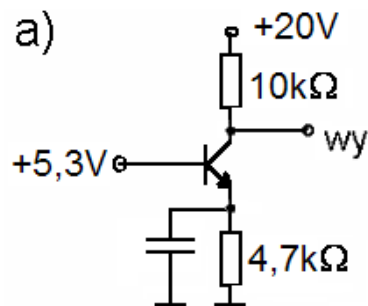


Filtr aktywny
górnoprzepustowy

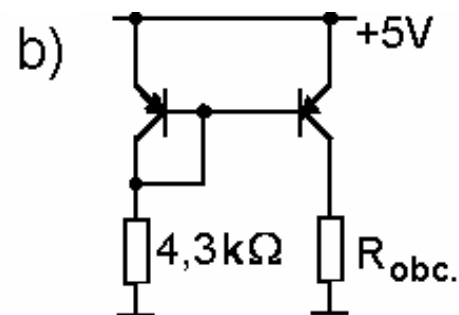
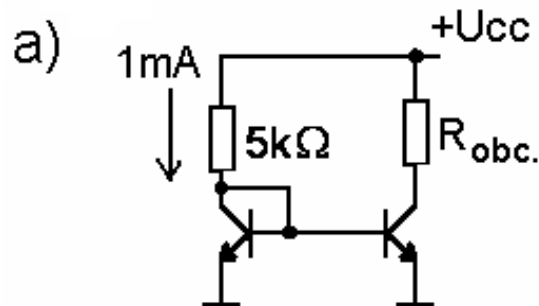


Lista zadań – 08

1. Wyznacz spoczynkową wartość napięcia wyjściowego i prądu kolektora w podanych układach.



2. Oblicz natężenie prądu płynącego przez obciążenie (w obu układach tranzystory są identyczne i mają identyczną temperaturę T).



3. Narysuj układ ze wzmacniaczami operacyjnymi realizującymi sumowanie napięć według formuły: a) $V_{wy} = 2A + 3B$, b) $3A - 2B$.