ELEKTRONIKA W AUTOMATYCE

WYKŁAD 8

CZYLI WIELE TRANZYSTORÓW
– O WZMACNIACZU OPERACYJNYM I JEGO ZASTOSOWANIACH

dr hab. inż. Piotr Z. Wieczorek,
prof. PW

WZMACNIACZ OPERACYJNY (WO)

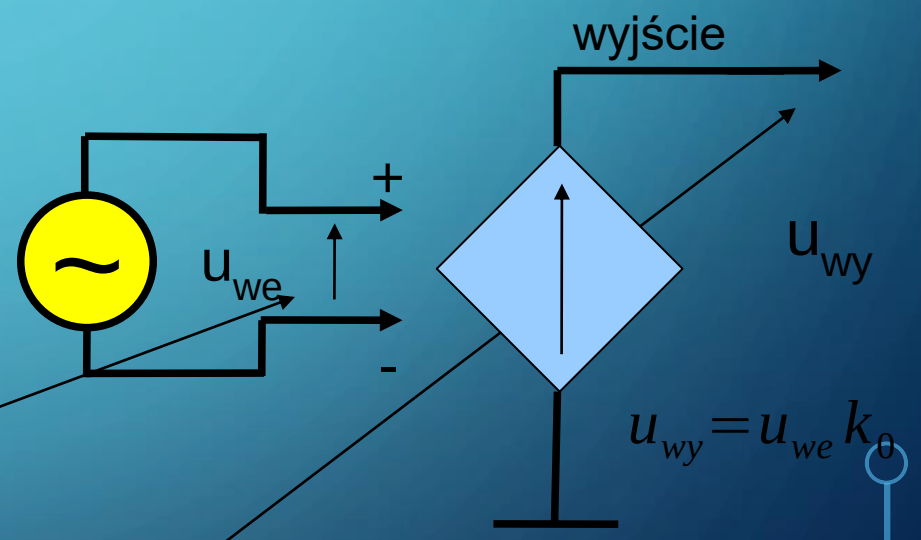
- Jest to różnicowy wzmacniacz napięcia stałego o bardzo dużym wzmocnieniu różnicowym i bliskim zeru wzm. sumacyjnym;
- WO można wykorzystywać do pracy z sygnałami asymetrycznymi i zwykle tak będziemy robić;
- Typowy WO posiada wyjście asymetryczne, jednak istnieją realizacje WO z wyjściem różnicowym;
- Układ jest niezwykle uniwersalny. Może być stosowany ze sprzężeniem lub (czasami) bez sprzężenia zwrotnego;
- Nazwa WO powstała dzięki temu, że za pomocą takich wzmacniaczy można wykonywać operacje matematyczne na sygnałach (np. sumowanie, odejmowanie, logarytmowanie, całkowanie, różniczkowanie...).

Idealny wzmacniacz operacyjny (WO)

WZMACNIACZ OPERACYJNY … POCZĄTKI

- …to nic strasznego ani nadzwyczajnego!
  - Z punktu widzenia TOB – idealny **wzmacniacz operacyjny to źródło napięcia sterowane napięciem**
  - Napięcie sterujące źródłem podawane jest „różnicowo” (jak we wzmacniaczu różnicowym) pomiędzy dwa wejścia oznaczane symbolem + i -
  - Wyjście jest asymetryczne (jedno)… i już

- Schemat elektryczny idealnego wzmacniacza operacyjnego:



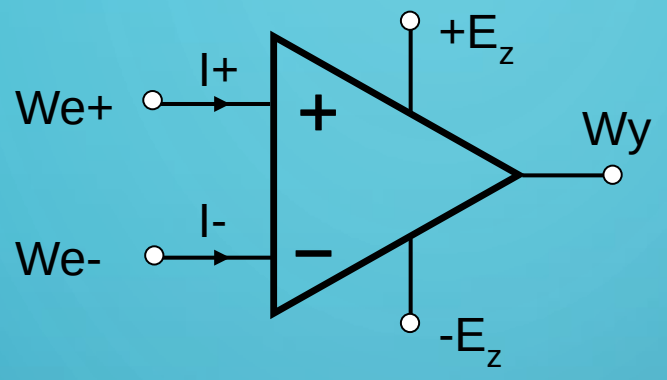
Pamiętaj o „nomenklaturze”:
Wejście '+' to „wejście nieodwracające”
Wejście '-' to „wejście odwracające”

PARAMETRY IDEALNEGO WZMACNIACZA OPERACYJNEGO (WO)

- Nieskończenie duże wzmocnienie różnicowe k_0
- Nieskończenie duża rezystancja wejściowa ($R_{we} = \infty$)
- Zerowe prądy wejściowe ($I_{we} = 0$)
- Zerowa wartość rezystancji wyjściowej ($R_{wy} = 0$)
- Nieograniczone pasmo częstotliwości pracy
- Tłumienie składowej sumacyjnej, czyli $|k_{ur}/k_s|$ (tzw. CMRR) = ∞

- Nieskończenie duży zakres napięć wejściowych i wyjściowych. Brak zależności tych napięć od napięć zasilania układu (co jest samo w sobie przypadkiem sprzecznym i „niefizycznym”).

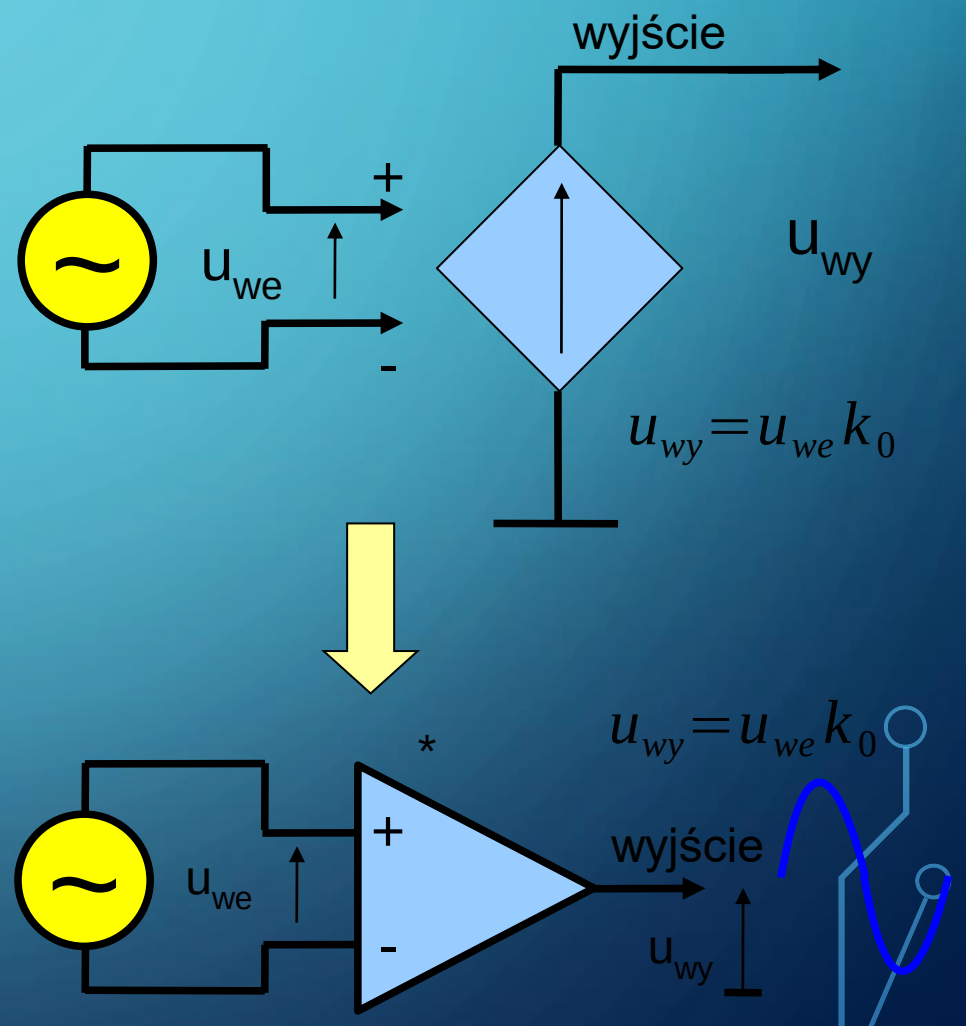
SYMBOL, WEJŚCIA I ZASILANIE WO



- Wejście **odwracające** oznaczone znakiem (-) odwraca fazę sygnału
- Wejście **nieodwracające** oznaczone znakiem (+) nie odwraca fazy sygnału
- Często na graficznym symbolu WO pomija się wyprowadzenia napięć zasilających
- We wzmacniaczu nie istnieje symbol masy (wyjątkiem jest sytuacja gdy zamiast ujemnego bieguna stosujemy 0 V (np. zasilanie z pojedynczej baterii)

IDEALNY WZMACNIACZ OPERACYJNY POCZĄTKI CD...

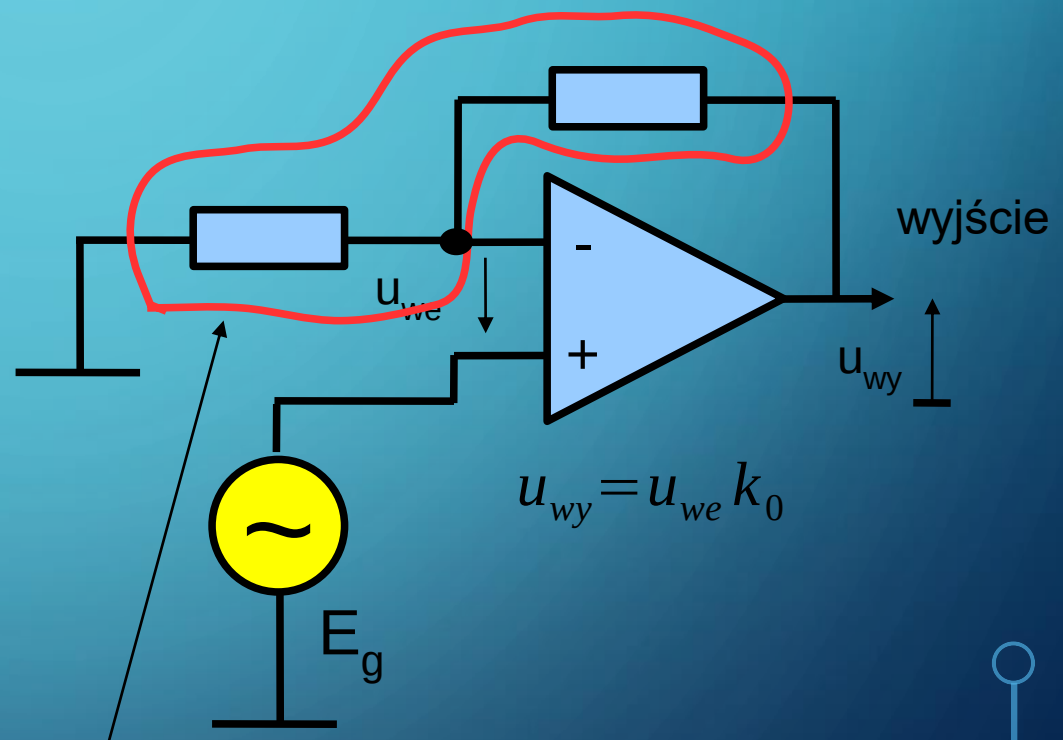
- W założeniach idealny WO jest podzespołem niezwykle prostym w opisie...aż za prostym...
- Wzmocnienie napięcia różnicowego u_{we} : $k_0=\infty$!!!
- Rezystancja wejściowa $r_{we}=\infty$, wyjściowa $r_{wy}=0$
- Do czego można wykorzystać układ, który każdą różnicę sygnałów wzmacnia $k_0=\infty$???



*Symbol graficzny wzmacniacza operacyjnego

IDEALNY WZMACNIACZ OPERACYJNY POCZĄTKI CD…

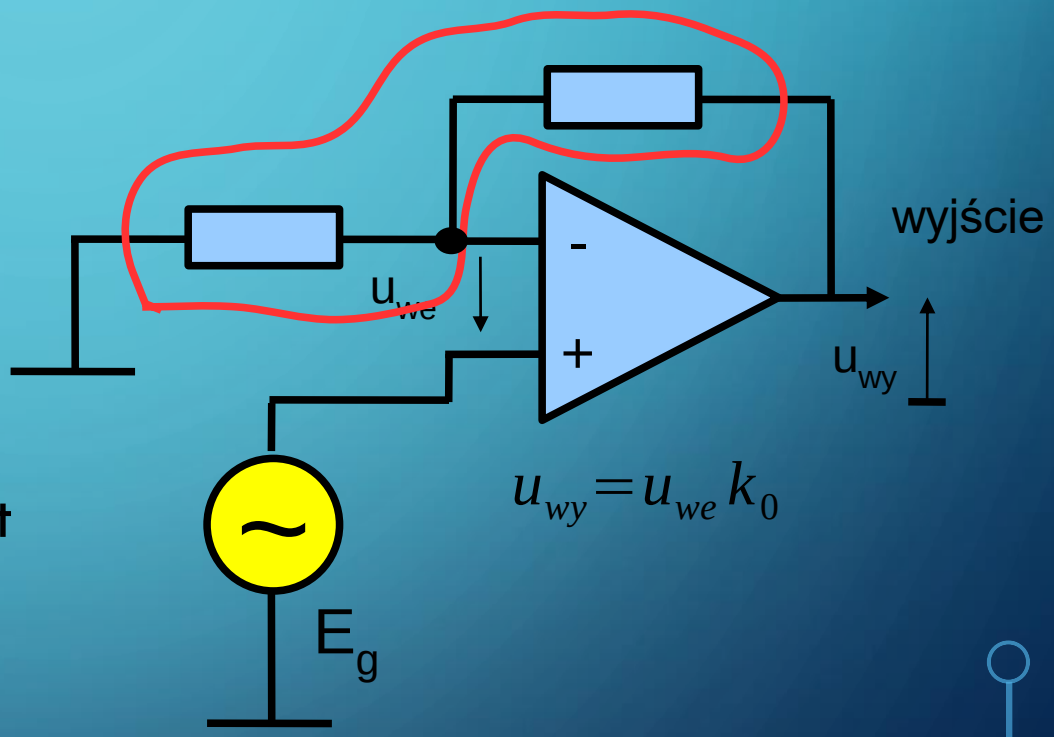
- Wzmacniacz operacyjny został skonstruowany do wykonywania operacji na sygnałach analogowych. Ponieważ jego wzmocnienie własne jest w najlepszym wypadku nieskończone (albo nieznane), więc nie podajemy bezpośrednio na jego wejście różnicowe wzmacnianego sygnału ze źródła.



- Obejmujemy układ tzw. pętlą sprzężenia zwrotnego tzn. że część sygnału z wyjścia wzmacniacza doprowadzamy do wejścia! Uwaga! ta „doprowadzona część” jest w przeciwfazie.

WZMACNIACZ OPERACYJNY I PĘTLA SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (1)

- Rozważmy jaki wpływ na pracę układu (jego parametry np. wzmocnienie) ma wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego (SZ)

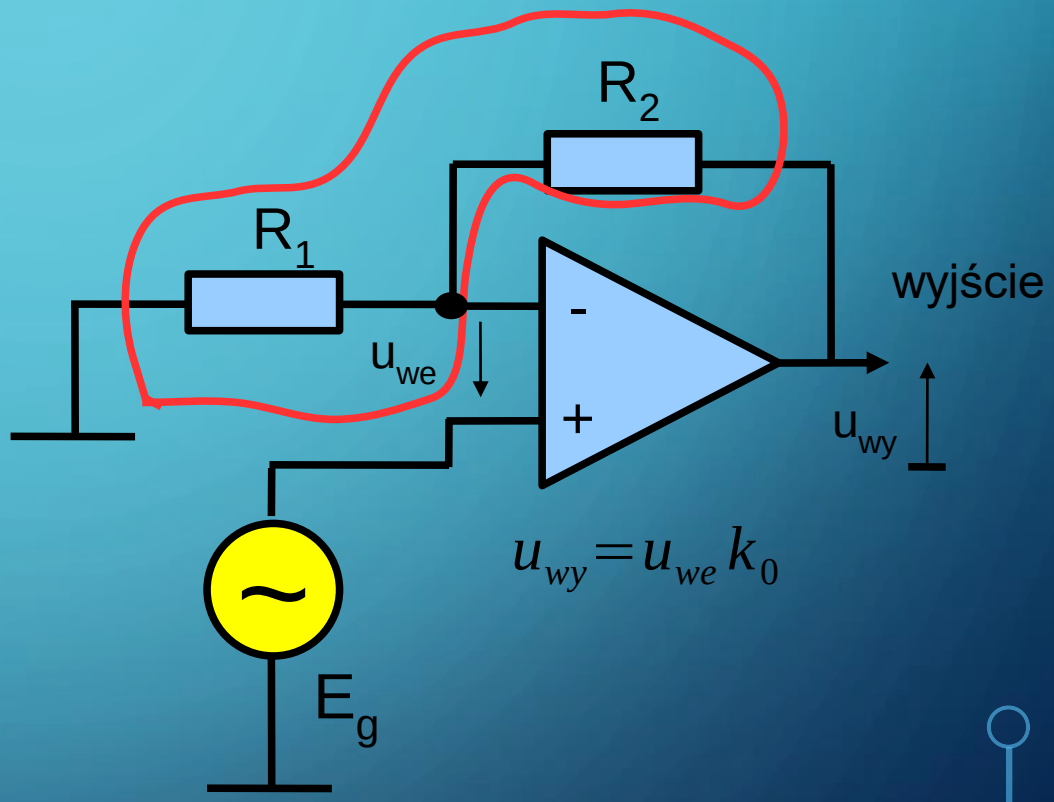


$$u_{wy} = u_{we} k_0$$

- W tym celu zbadajmy jaki jest związek pomiędzy u_{wy} i E_g . Zauważ, że E_g jest dołączone tylko do jednego wejścia!

WZMACNIACZ OPERACYJNY I PĘTLA SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (2)

- Zwróćmy uwagę, że rezystory pętli R_1 i R_2 (oznaczyłem je dla ułatwienia) tworzą dzielnik rezystancyjny sygnału wyjściowego u_{wy}



$$u_{wy} = u_{we} k_0$$

- Zapiszmy więc jakie sygnały pojawiają się na wejściu różnicowym (wejściach + i -)

WZMACNIACZ OPERACYJNY I PĘTLA SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (3)

- Na wejściu '-' :

$$u_- = u_{wy}\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

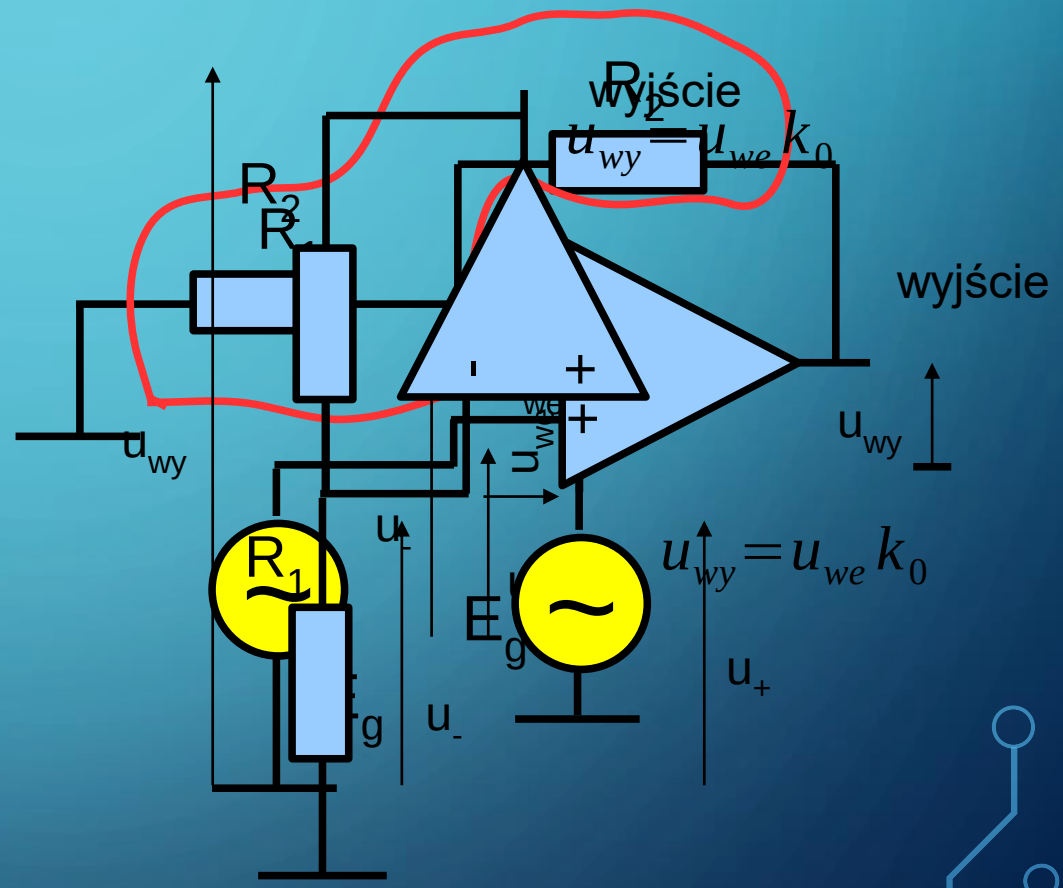
- Na wejściu '+' :

$$u_+ = E_g$$

- Napięcie różnicowe :

$$\begin{cases} u_{we} = u_+ - u_- = E_g - u_{wy}\dfrac{R_1}{R_1+R_2} \\ u_{we} = \dfrac{u_{wy}}{k_0} \end{cases}$$

$$\frac{u_{wy}}{k_0} = E_g - u_{wy}\frac{R_1}{R_1+R_2}$$



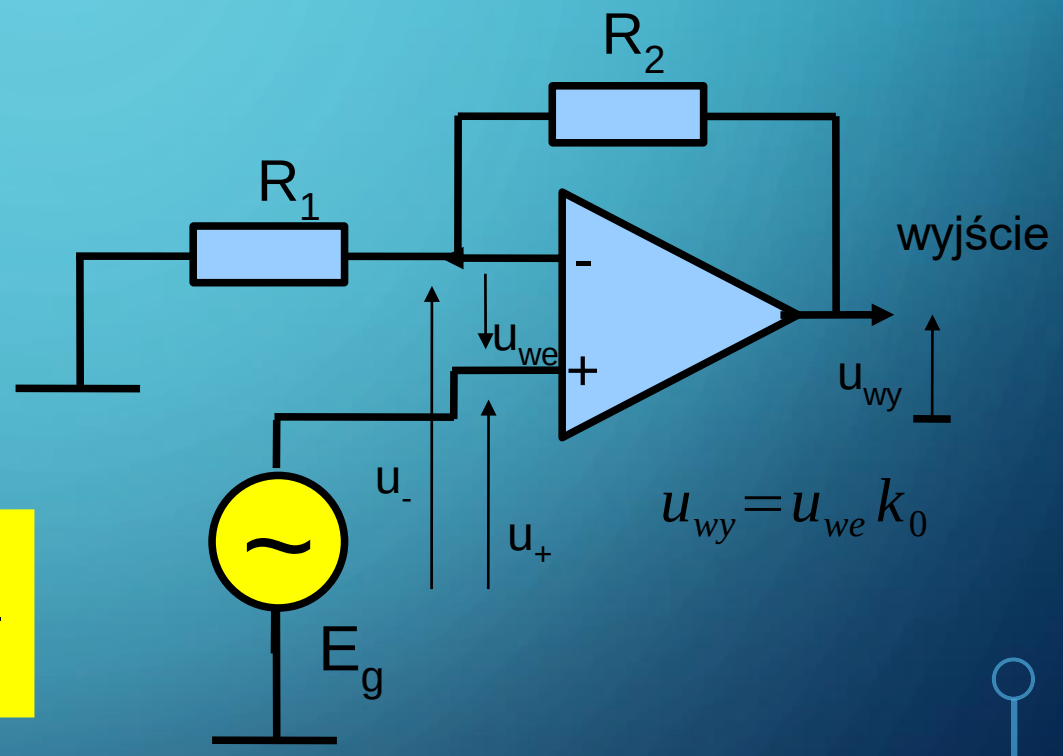
WZMACNIACZ OPERACYJNY I PĘTLA SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (4)

$$\frac{u_{wy}}{k_0} = E_g - u_{wy}\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$u_{wy}\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}+\frac{1}{k_0}\right)=E_g$$

$$k_u=\frac{u_{wy}}{E_g}=\frac{1}{\frac{R_1}{R_1+R_2}+\frac{1}{k_0}}=1+\frac{R_2}{R_1}$$

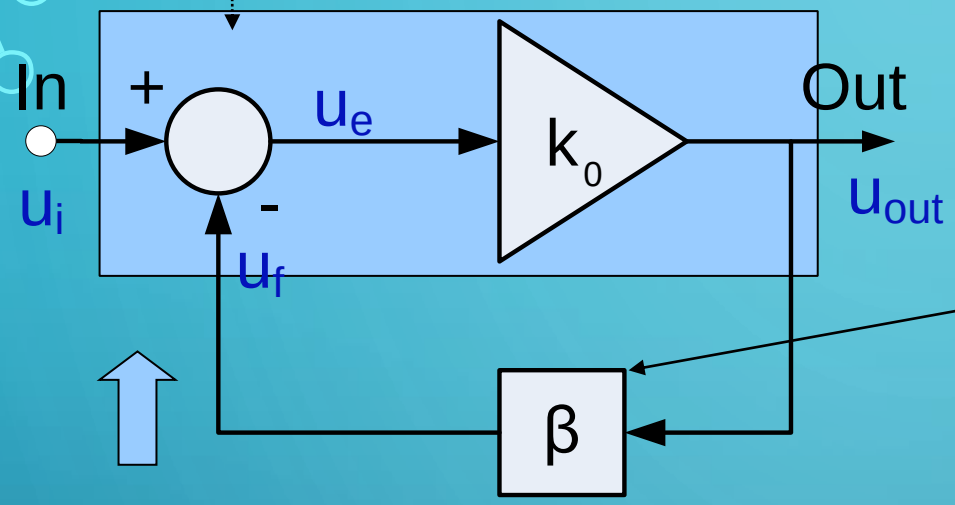
$\frac{1}{k_0} \to 0$



$$u_{wy}=u_{we}k_0$$

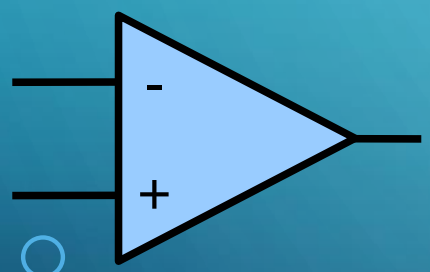
Pokazaliśmy, że „zawrócenie” sygnału wyjściowego do wejścia, przez dodanie elementów R_1 i R_2 (pętli sprzężenia zwrotnego) pozwala na bardzo dokładny dobór wzmocnienia układu, pomimo że sam element aktywny (WO) posiada teoretycznie stałe i nieskończone wzmocnienie własne k_0

OGÓLNA DYGRESJA O PĘTLI UJEMNEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (SZ)



Odejmowanie, lub wzmacnianie różnicy sygnałów

Zmiana parametrów sygnału wyjściowego np. amplitudy



$$u_{out} = k_0 u_e$$
$$u_e = u_{in} - u_f$$
$$u_f = \beta u_{out}$$

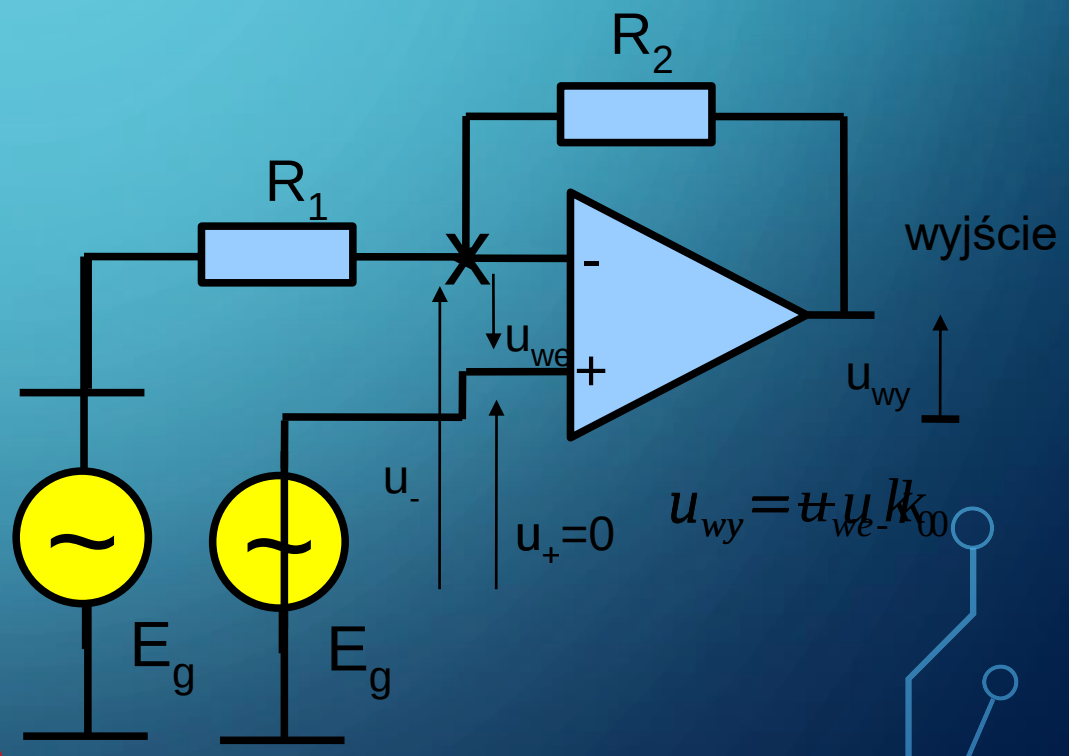
$$k_{uf} = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{k_0} + \beta} \quad Zwykle \quad \beta < 1$$

- Podajemy część sygnału wyjściowego na wejście układu
- Jeśli odejmujemy tę część od sygnału wejściowego, to mówimy o SZ ujemnym
- Ujemne SZ powoduje ograniczenie wzmocnienia wzmacniacza
- Wbrew pierwszemu wrażeniu ma to olbrzymie zalety w praktyce!

f oznacza sprzężenie (ang. *feedback*)

WZMACNIACZ OPERACYJNY I INNY SPOSÓB REALIZACJI PĘTLI UJEMNEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO

- Dotychczas sumowaliśmy napięcia korzystając z wejścia różnicowego;
- W tym rozwiązaniu w węźle 'x' sumujemy prądy – ze źródła E_g i z wyjścia.
- *W dalszym ciągu milcząco zakładamy, że wzmacniacz jest idealnym źródłem sterowanym napięciem*



$$u_{wy} = k_0 u_{we}$$

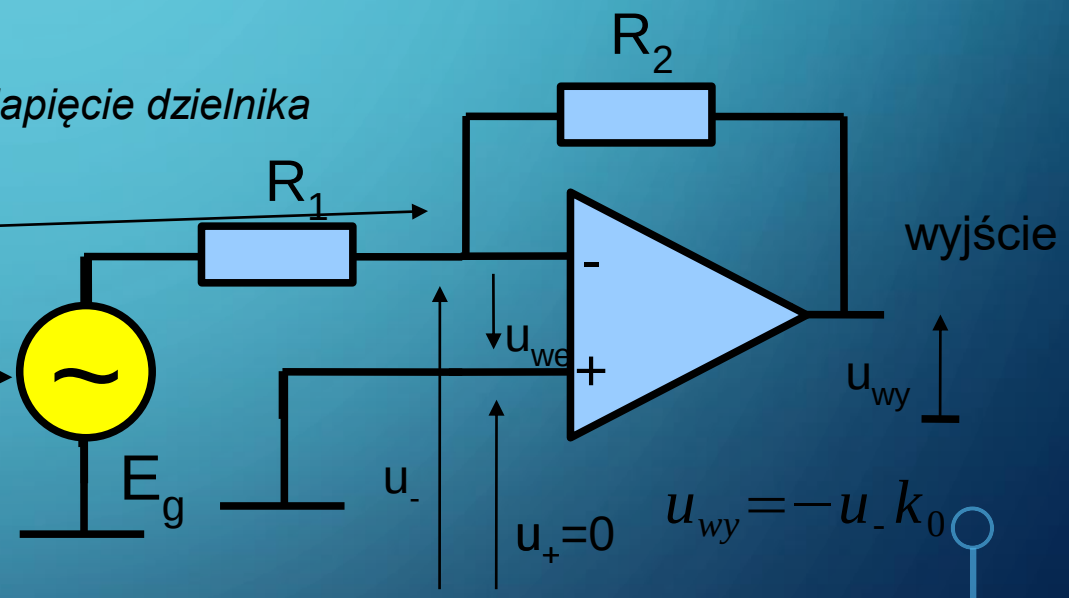
- W tym rozwiązaniu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, dzielnik pętli włączony jest między źródło sygnału E_g a wyjście. Wejście '+' pozostaje „niewykorzystane".

Uwaga! Ten układ odwraca fazę sygnału!

WZMACNIACZ OPERACYJNY I INNY SPOSÓB REALIZACJI PĘTLI UJEMNEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (2)

- Obliczmy ponownie napięcie u_-, tym razem uwzględniając „nietypowe” położenia dzielnika:

$$u_- = E_g + (u_{wy} - E_g)\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



$$u_{wy} = -u_- k_0$$

$$-\frac{u_{wy}}{k_0} = E_g + (u_{wy} - E_g)\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$u_{wy}\left(\frac{1}{k_0} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) = E_g\left(-1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$$

WZMACNIACZ OPERACYJNY I INNY SPOSÓB REALIZACJI PĘTLI UJEMNEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (3)

- Przekształćmy do postaci pozwalającej wyznaczyć wzmocnienie:

$$u_{wy}\left(\frac{1}{k_0}+\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)=E_g\left(-1+\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)$$

$$u_{wy}\left(\frac{1}{k_0}+\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)=E_g\left(-\frac{R_1+R_2}{R_1+R_2}+\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)$$

$$u_{wy}\left(\frac{1}{k_0}+\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)=E_g\left(-\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)$$

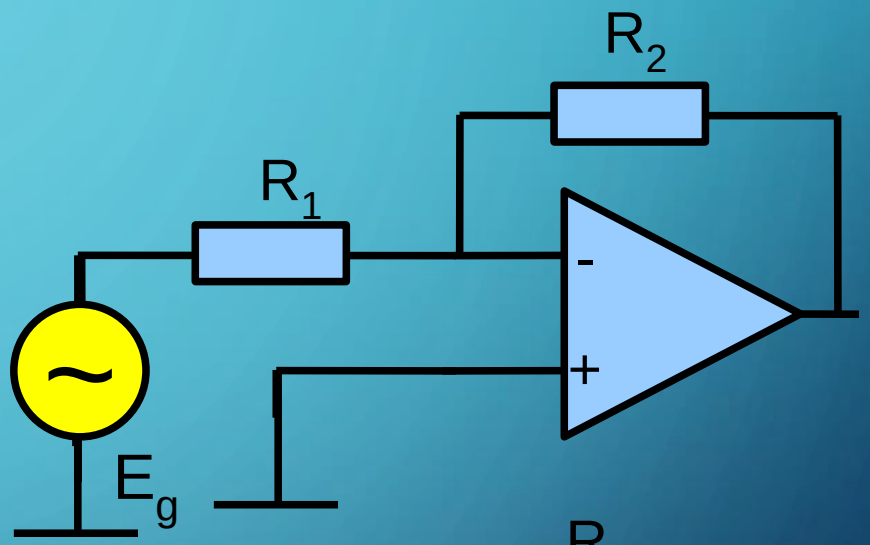
$$\frac{u_{wy}}{E_g}=\frac{-\frac{R_2}{\cancel{R_1+R_2}}}{\underbrace{\frac{1}{k_0}}_{0}+\frac{R_1}{\cancel{R_1+R_2}}}$$

$$k_{uf}=\frac{u_{wy}}{E_g}=-\frac{R_2}{R_1}$$

PODSUMOWANIE – WZMACNIACZ OPERACYJNY I DWA SPOSOBY REALIZACJI UJEMNEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO

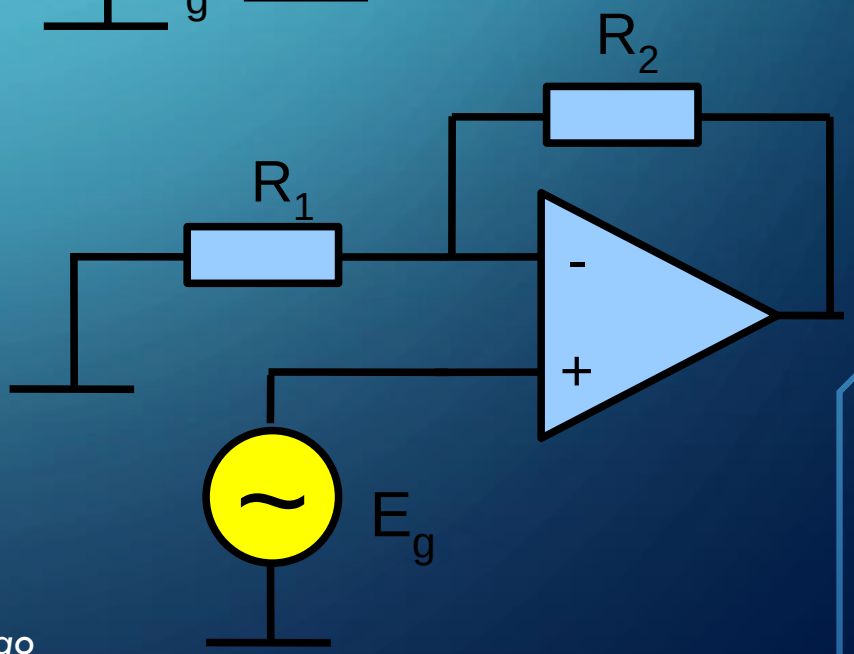
- Wzmacniacz odwracający

$$k_{uf} = \frac{u_{wy}}{E_g} = -\frac{R_2}{R_1}$$



- Wzmacniacz nieodwracający

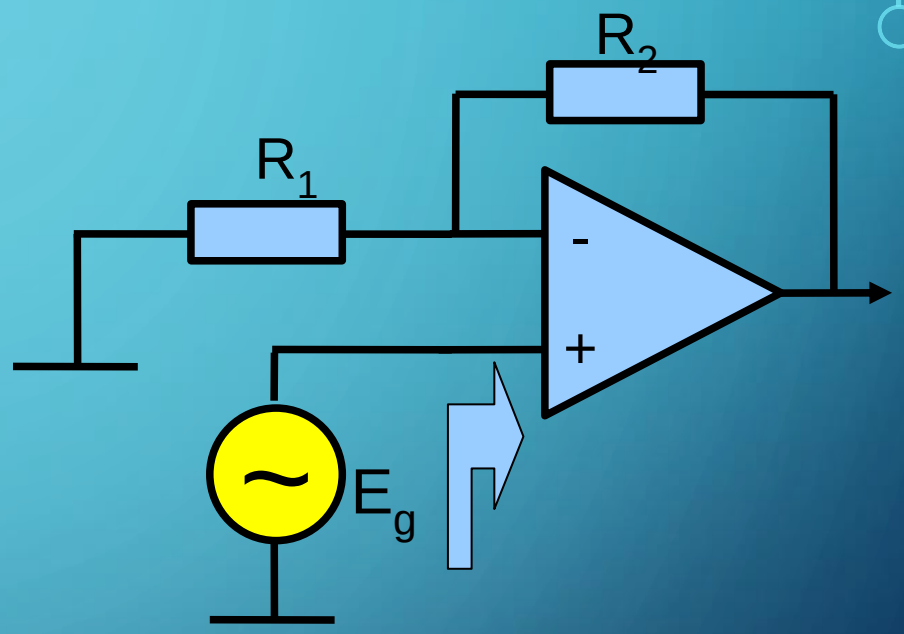
$$k_{uf} = \frac{u_{wy}}{E_g} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



Pamiętaj literka 'f' oznacza układ z pętlą sprzężenia zwrotnego

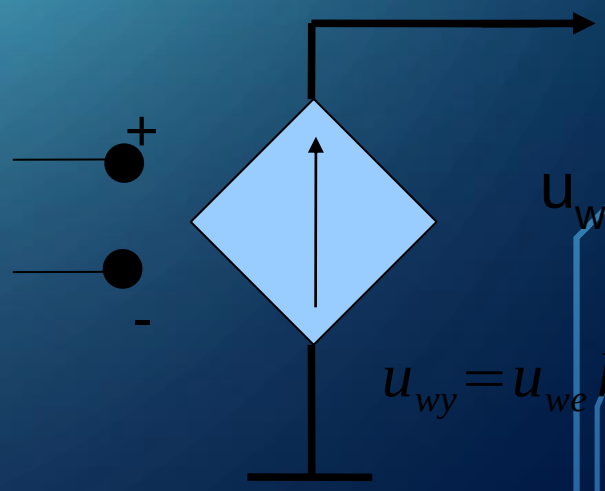
WZMACNIACZ OPERACYJNY I DWA SPOSOBY REALIZACJI UJEMNEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (SZ) – NA CO JESZCZE WPŁYWAJĄ?

- Wzmacniacz nieodwracający – jaki jest wpływ SZ na rezystancję wejściową?



$$R_{we} = \infty$$

Pod warunkiem, że WO jest idealny!
Wtedy wyprowadzenie '+' formalnie nie jest do niczego podłączone.
Zatem SZ (sprzężenie zwrotne) nie wpływa na rezystancję wejściową w układzie nieodwracającym.



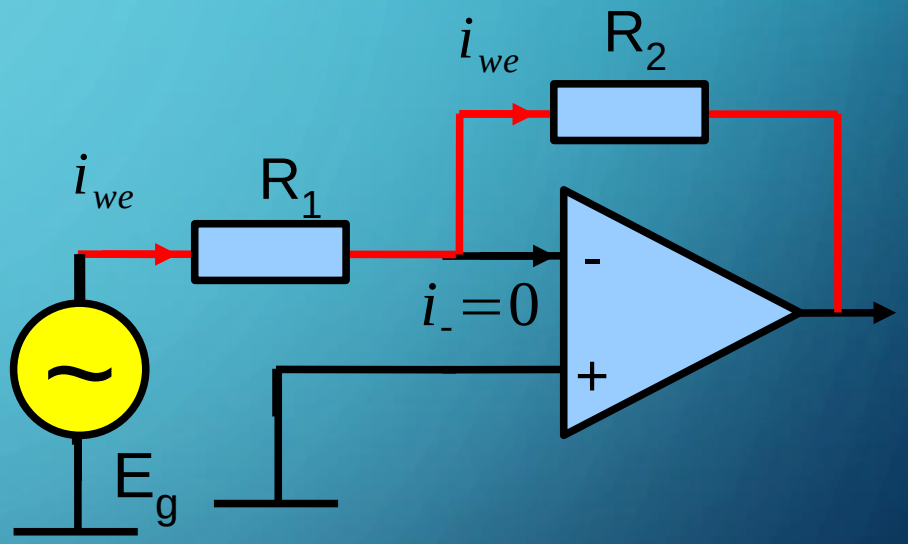
$$u_{wy} = u_{we} k_0$$

WZMACNIACZ OPERACYJNY I DWA SPOSOBY REALIZACJI UJEMNEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO (SZ) – NA CO JESZCZE WPŁYWAJĄ?

- W celu zbadania R_{we} tego układu, posłużymy się starym dobrym Thevenen'em:

$$r_{we}=\frac{d\,U_{we}}{d\,I_{we}} \longleftarrow i_{we}$$

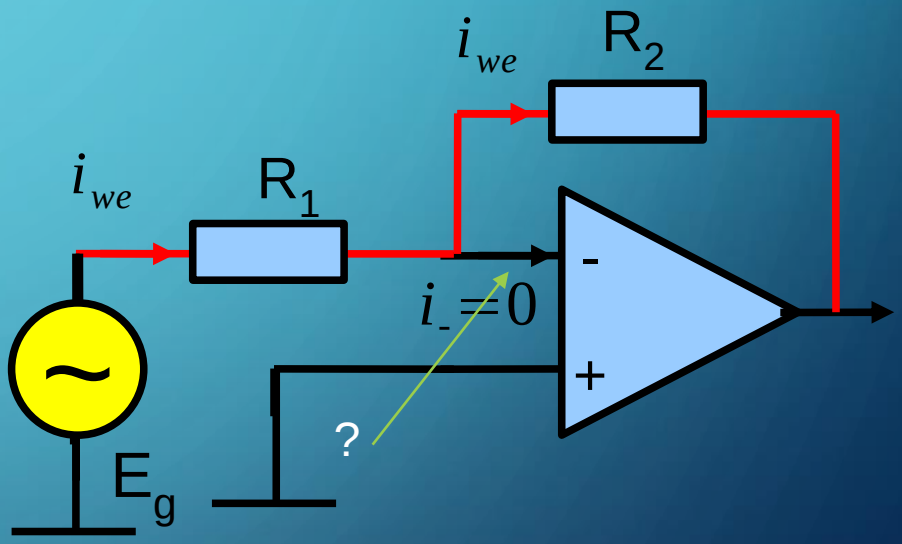
- zapiszmy symbolicznie zmianę prądu w modelu zastępczym wywołaną zmianą napięcia na wejściu:



$$\begin{cases} i_{we}=\dfrac{E_g-u_{wy}}{R_1+R_2} \\ u_{wy}=-E_g\dfrac{R_2}{R_1} \end{cases} \xrightarrow{\text{zał.: } i_-=0} i_{we}=\frac{E_g\dfrac{R_2+R_1}{R_1}}{R_1+R_2}=E_g\frac{1}{R_1} \Longrightarrow \boxed{R_{we}=R_1}$$

WZMACNIACZ OPERACYJNY I UJEMNE SZ – ZWARCIE POZORNE

- Jeśli rezystancja wejściowa układu odwracającego to R_1...
  - z rachunkowego punktu widzenia wejście '-' jest zwarte do masy (ogólnie potencjału wejścia '+')! (choć de facto tak nie jest)



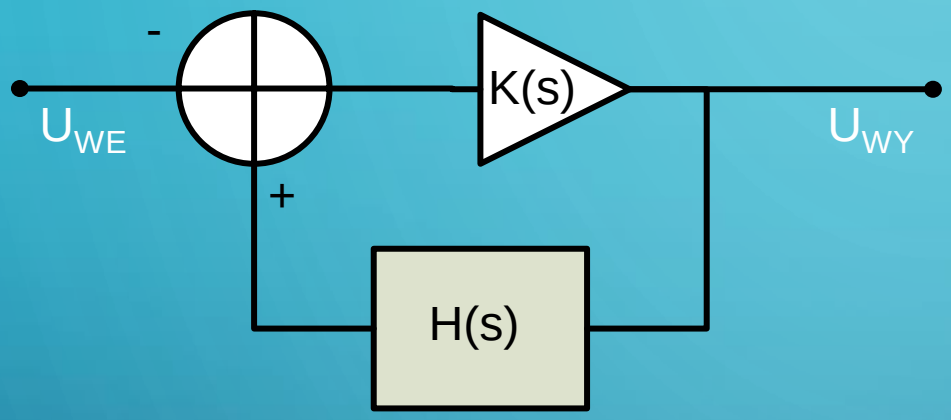
- efekt ten nazywamy **zwarciem pozornym** wejść '-' i '+' , lub w szczególnym **przypadku masą pozorną**

UJEMNE SZ – PODSUMOWANIE

- **Kosztem wzmocnienia całego układu wpływa na inne parametry.**
- Częściowe, lub znaczne uniezależnienie się od parametrów projektowych elementu (WO) – w skrajnym przypadku parametry wzmacniacza ze sprzężeniem zależą tylko od parametrów bloku sprzężenia!
- Sprzężenie zwrotne znacząco wpływa na rezystancję wejściową i wyjściową WO.
- Powoduje bardzo znaczące zmniejszenie zniekształceń i nieliniowości rzeczywistego elementu (źródła napięciowego sterowanego jakim jest WO).
- Rozszerzenie „płaskiej" części charakterystyki częstotliwościowej wzmocnienia – tzw. zakresu częstotliwości średnich (będziemy o tym jeszcze mówić na następnym wykładzie);
- **Zwykle poprawa parametrów jest tym większa im silniejsze jest sprzężenie.**

DYGRESJA O DODATNIM SPRZĘŻENIU ZWROTNYM

OGÓLNA DYGRESJA O PĘTLI SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO

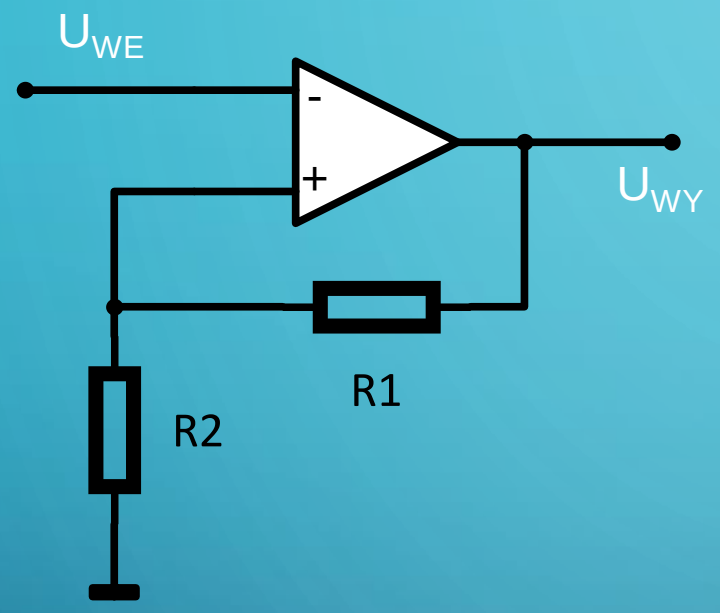


$$G(s) = \frac{U_{WY}}{U_{WE}} = \frac{K(s)}{1 - K(s)H(s)}$$

- Gdy $K(s)H(s) \rightarrow 1$ i sygnał sprzężenia jest sumowany z sygnałem wejściowym, układ jest niestabilny, tzn. że odpowiedź układu rośnie wykładniczo w czasie. Pobudzenie układu skokiem jednostkowym prowadzi do nieskończonego przyrostu napięcia/amplitudy;
- W niestabilnych układach ze sprzężeniem zwrotnym zwykle w pewnym momencie musi zadziałać jakieś ograniczenie, np. napięcie zasilania, nasycenie, wydzielana moc…, które zmniejszy wzmocnienie układu.

- Nie wszystkie układy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym są niestabilne;
- Zwykle do analizy stabilności stosuje się kryterium Nyquista, w którym analizuje się iloczyn K(s)H(s) na płaszczyźnie zespolonej;
- Czasem *K(s)* lub *H(s)* zmienia charakter sprzężenia z ujemnego na dodatnie, lub odwrotnie, wraz ze zmianą częstotliwości sygnału U_{WE}

A GDYBY ZAMIENIĆ ‚-' Z ‚+'? CZYLI DODATNIE SPRZĘŻENIE ZWROTNE



- Załóżmy, że R1=R2=10 kΩ, a maksymalne/minimalne napięcie U_{WY}, to napięcie zasilania wzmacniacza ±15V.
- Punkty (napięcia wejściowe), dla których układ zaczyna być niestabilny, to ±15V·R2/(R1+R2)= ±7,5V
- …jak to możliwe?

- To przypadek z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, układ ten nazywany jest przerzutnikiem Schmitta;
- $K(s)H(s)=k_0 \cdot R2/(R1+R2)$ dla s w zakresie środkowoprzepustowym, zatem układ jest niestabilny, ale tylko wtedy gdy pętla działa;
- Zjawisko nieskończonego przyrostu (lub spadku) napięcia ograniczone jest przez najwyższe (najniższe napięcie panujące w układzie), czyli zasilanie.

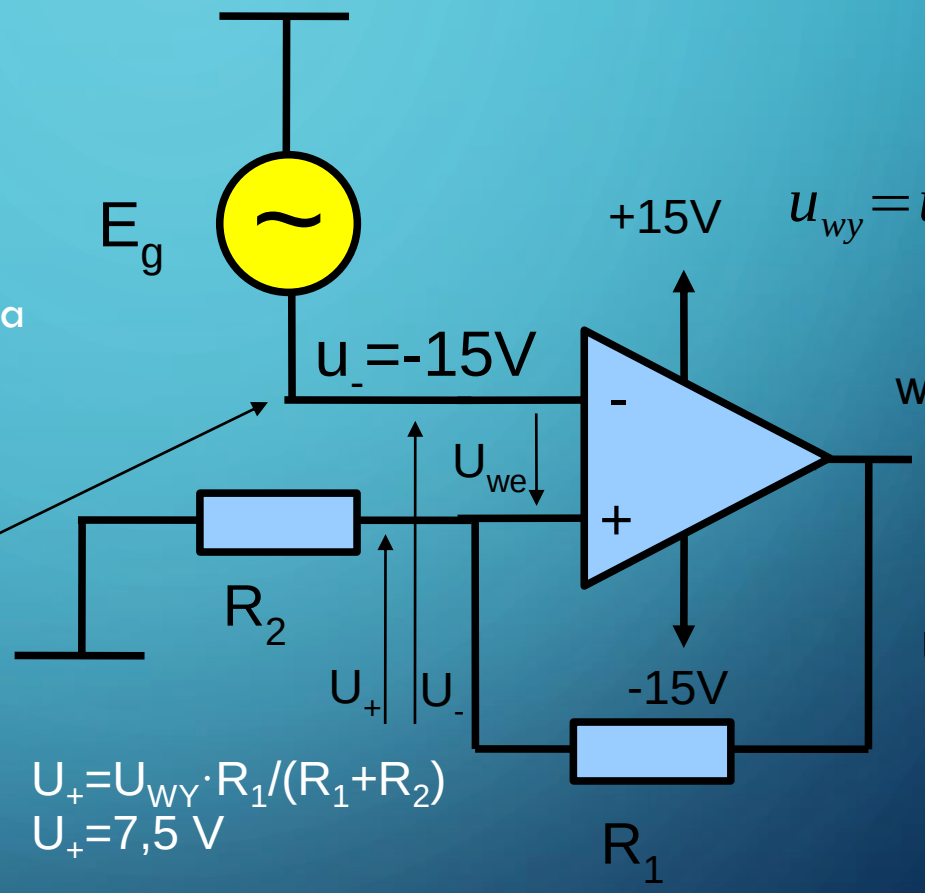
WZMACNIACZ OPERACYJNY – DODATNIE SPRZĘŻENIE ZWROTNE (JAK TO DZIAŁA?)

- Pamiętajmy, że WO nieobjęty pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego ma ogromne wzmocnienie np. $k_0=10^5$ V/V.

- Wiemy też, że sygnał wyjściowy w rzeczywistym WO posiada ograniczenia wynikające z napięć zasilających np. zasilania ±15V

- W celu przeanalizowania działania układu przyjmijmy, że E_g ma chwilową wartość w t_0 $e_g(t_0)=-15V$

- Pamiętamy też, że rezystory dzielnika mają $R_1=10$ kΩ i $R_2=10$kΩ (przykładowe wartości „z sufitu”)

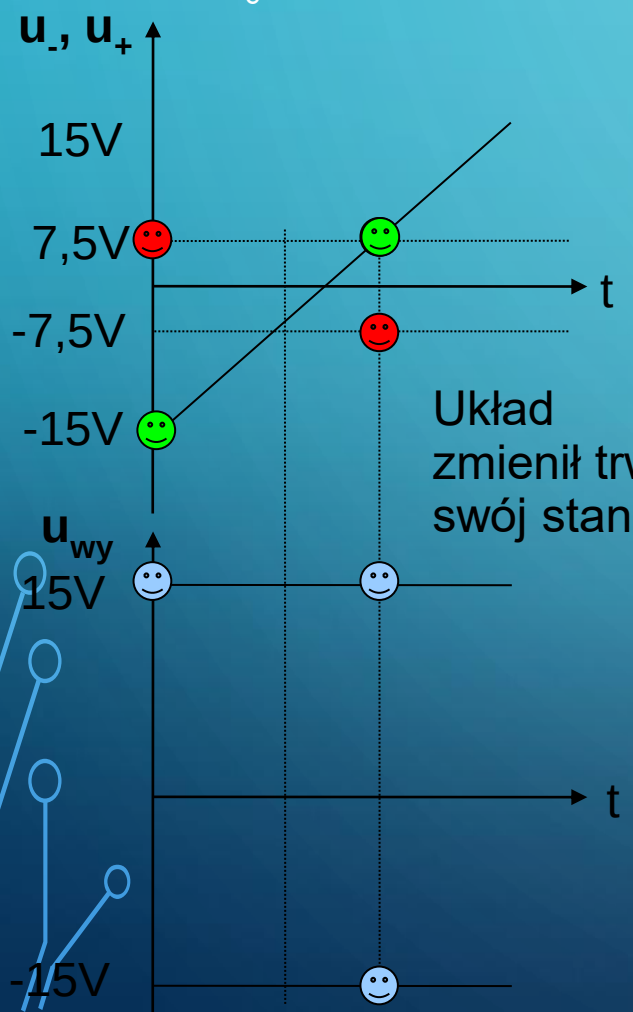


Załóżmy, że $U_{wy}=15$ V

Widzimy, że układ pozostaje w „równowadze” ...do jakiego momentu?

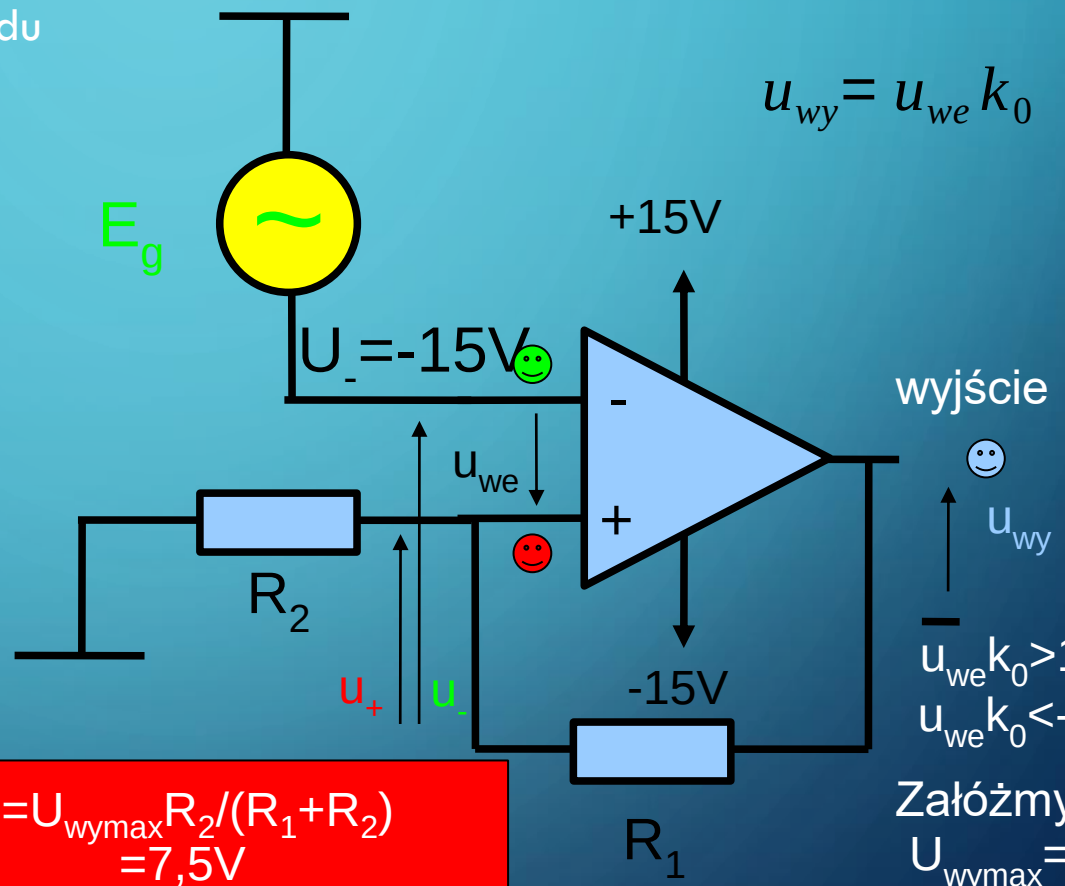
WZMACNIACZ OPERACYJNY – DODATNIE SPRZĘŻENIE ZWROTNE (JAK TO DZIAŁA?) CD.

- Wykonaliśmy pobieżną analizę OP układu
- Zobaczmy co się stanie, gdy będziemy zwiększać $e_g(t)$



Układ zmienił trwale (!) swój stan!

$$u_{wy} = u_{we} k_0$$



$u_{we}k_0 > 15$ V

$u_{we}k_0 < -15$ V

Załóżmy, że $U_{wymax} = 15$ V

Załóżmy, że $U_{wymin} = -15$ V

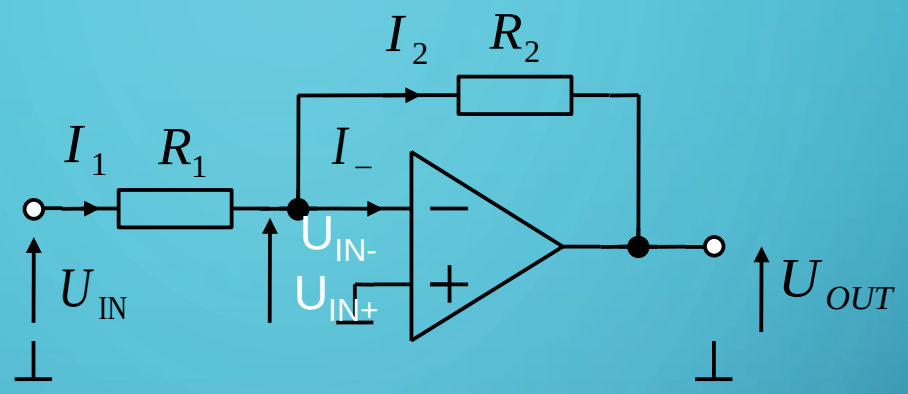
$U_+ = U_{wymax} R_2/(R_1+R_2) = 7{,}5V$

$U_+ = U_{wymin} R_2/(R_1+R_2) = -7{,}5V$

Powrót układu do stanu sprzed przerzutu możliwy jest dopiero po pokonaniu szerokości tzw. pętli histerezy!

PROSTE ZASTOSOWANIA WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

WZMACNIACZ ODWRACAJĄCY



Podejście uproszczone:
Jeśli $k_0 \to \infty$, to dla każdego skończonego U_{OUT}, $U_{IN+} - U_{IN-} \to 0$
Dlatego możemy założyć: $U_{IN-} \to 0$

Dodatkowe założenia: $I_- = 0$ $\quad I_1 = I_2$

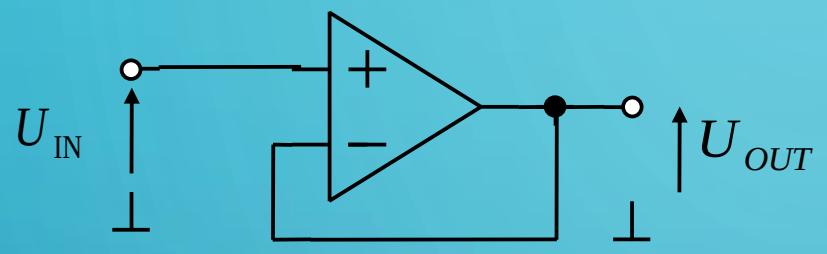
Zauważmy, że: $U_{IN} = I_1 R_1$ $\quad U_{OUT} = -I_2 R_2$

Stąd: $$k_{uf} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{I_2 R_2}{I_1 R_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

k_{uf} – wzmocnienie wzmacniacza objętego pętlą sprzężenia zwrotnego

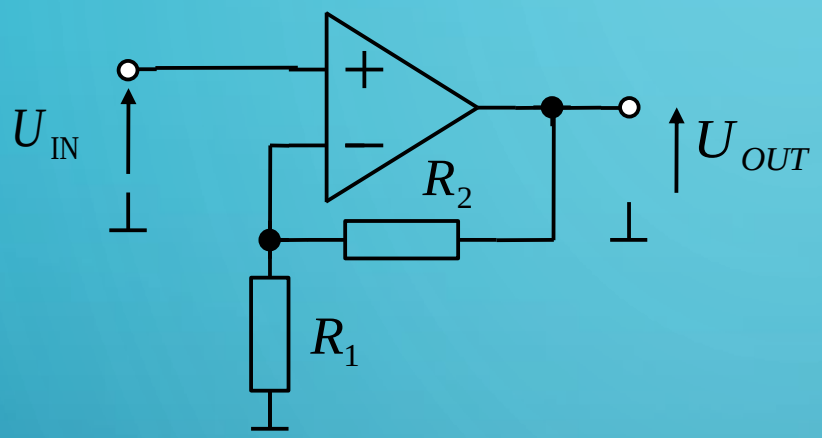
w szczególności dla $R_1 = R_2$: $k_{uf} = -1$ to jest tzw. *wtórnik napięciowy odwracający*

WTÓRNIK NAPIĘCIOWY



- **Wzmocnienie napięciowe $k_{uf} = 1$**
- Posiada bardzo dużą rezystancję wejściową oraz małą rezystancję wyjściową;
- Nadaje się do separowania wpływu jednego układu na drugi (jest często stosowany pomiędzy układami jako „separator” (bufor), transformator rezystancji). Nie ma przesunięcia napięć między wejściem i wyjściem, $U_{OUT}=U_{IN}$

WZMACNIACZ NIEODWRACAJĄCY



Podejście uproszczone:
Jeśli $k_{u0} \to \infty$, to dla każdej skończonej wartości U_{OUT}, $U_{IN+} - U_{IN-} \to 0$

$$U_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{OUT}$$

$$U_+ = U_{IN}$$

$$U_{IN} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{OUT}$$

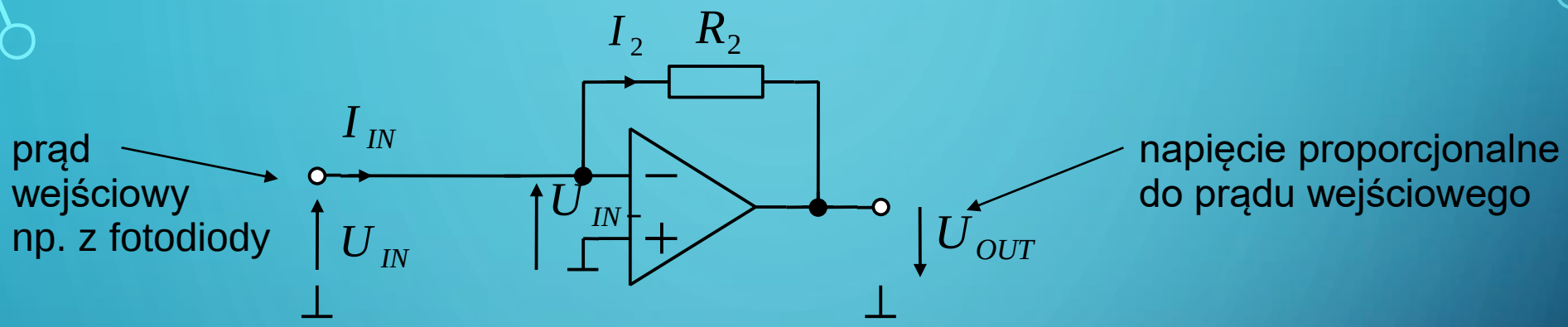
$$U_{OUT} = U_{IN} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$k_{uf} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$k_{uf} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

w szczególności dla $R_1 = \infty$: $k_{uf} = 1$ to jest tzw. *wtórnik napięciowy*

KONWERTER I-U, CZYLI ZWARCIE POZORNE W AKCJI – WZMACNIACZ TRANSIMPEDANCYJNY



$$U_{OUT} = -k_{u0} U_{IN-}$$

Jeśli $k_0 \to \infty$, to dla każdej skończonej wartości U_{OUT}, $U_{IN+} - U_{IN-} \to 0$
Dlatego możemy założyć: $U_{IN} = U_{IN-} \approx 0$
Wejście tego układu zachowuje się jak zwarcie (masa pozorna)!

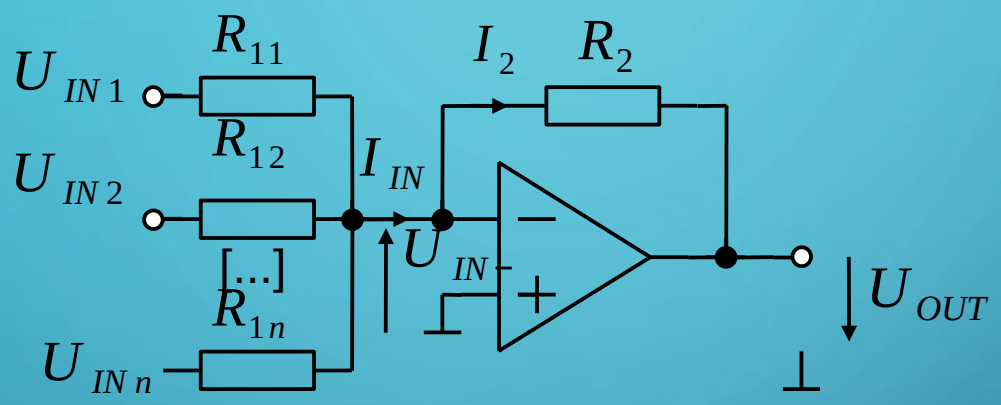
$$I_{IN} + I_2 = 0$$

$$I_2 = (U_{OUT} - U_{IN-}) / R_2 \approx U_{OUT} / R_2$$

$$U_{OUT} = -R_2 I_{IN}$$

Uwaga! W tym układzie rezystancja wejściowa jest bliska zeru!
Źródło prądu (wejściowe) pracuje na tzw. „zwarcie”.

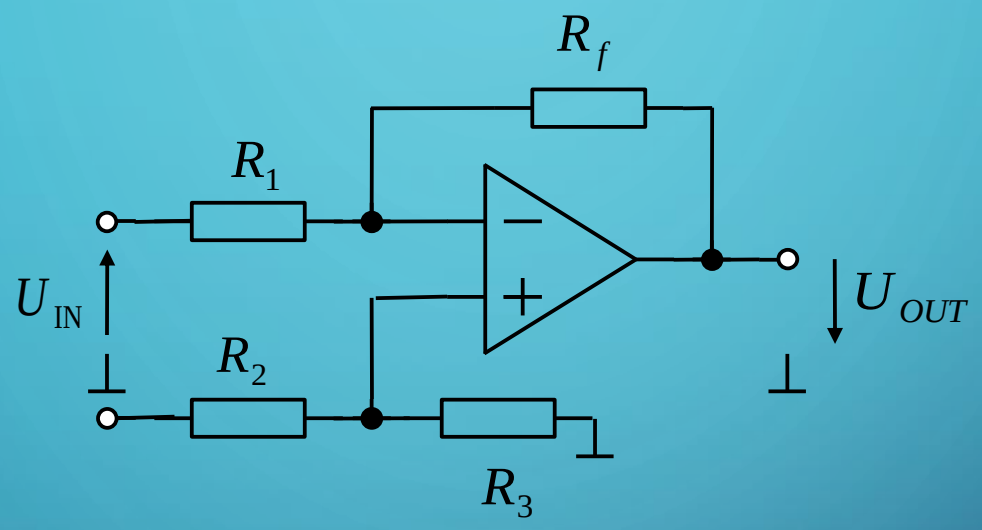
WZMACNIACZ SUMUJĄCY (MIKSER)



$$U_{OUT} = -R_2\left(\frac{U_{IN1}}{R_{11}} + \frac{U_{IN2}}{R_{12}} + \ldots + \frac{U_{INn}}{R_{1n}}\right)$$

Dzięki “masie pozornej” Nie występują przesłuchy między wejściami, sygnały wejściowe nie wpływają na siebie wzajemnie.

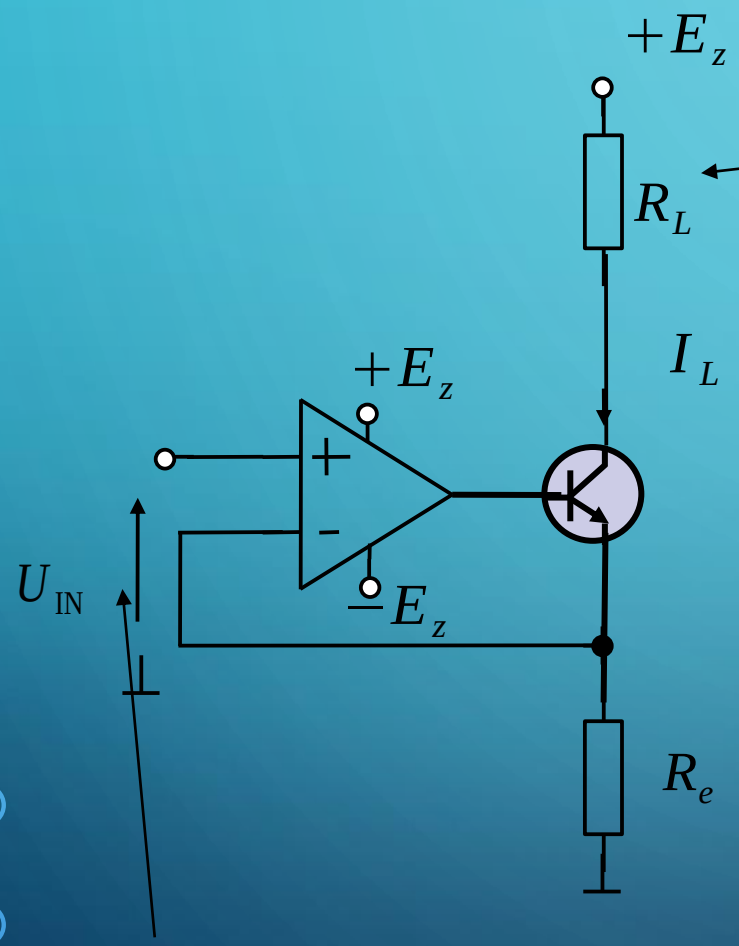
WZMACNIACZ RÓŻNICOWY O PRECYZYJNIE ZADANYM WZMOCNIENIU ZREALIZOWANY NA WO



Układ pełni funkcję wzmacniacza różnicowego jeśli: $\frac{R_2}{R_3} = \frac{R_1}{R_f}$

Układ ten łączy struktury wzmacniacza odwracającego i nieodwracającego. Dzielnik rezystancyjny R2/R3 „dopasowuje” wzmocnienie wejścia nieodwracającego.
Jest to konieczne, gdyż moduł wzmocnień układu odwracającego i nieodwracającego różni się o '1', na korzyść układu nieodwracającego.

KONWERTER U-I (PRECYZYJNE ŹRÓDŁO PRĄDOWE)



Odbiornik, przez który płynie prąd, np. ogniwo wymagające stałego prądu ładowania, czujnik, itp.

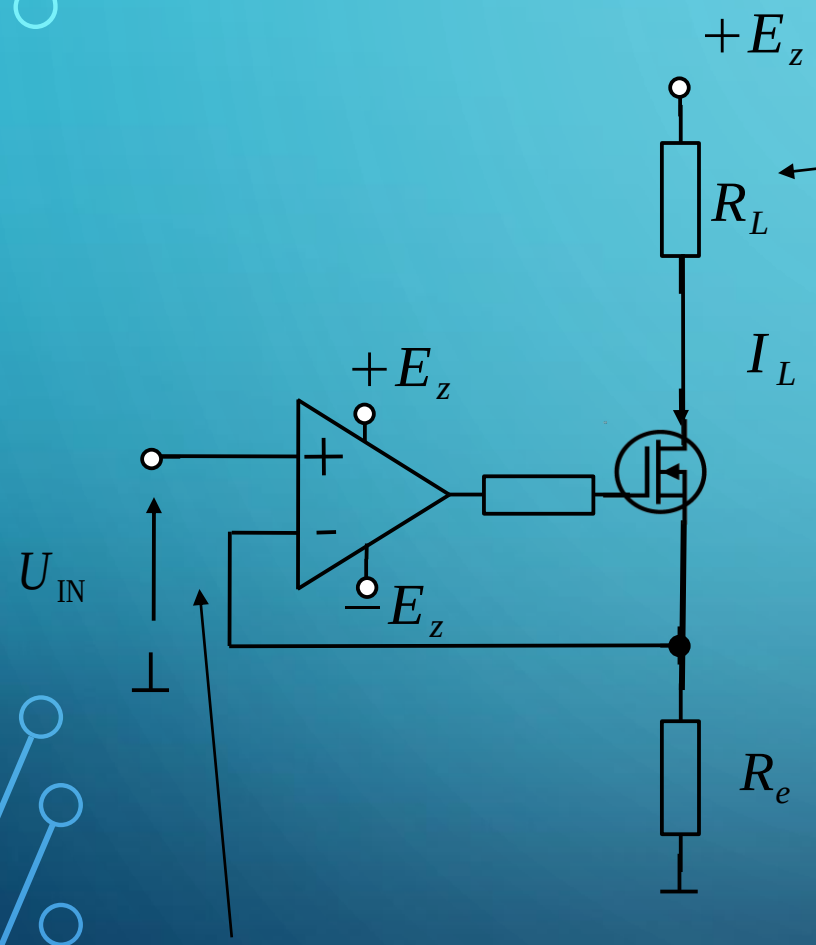
$$I_L \approx \frac{-U_{IN}}{R_e}$$

Wpływ β

Napięcie sterujące prądem I_L

Układ określany jest też w literaturze mianem **precyzyjnego źródła prądowego** (prądu „wchodzącego” lub „wpływającego”, ang. 'current sink').

KONWERTER U-I (PRECYZYJNE ŹRÓDŁO PRĄDOWE) Z MOSFETEM



Odbiornik, przez który płynie prąd, np. ogniwo wymagające stałego prądu ładowania, czujnik, itp.

$$I_L = \frac{-U_{IN}}{R_E}$$

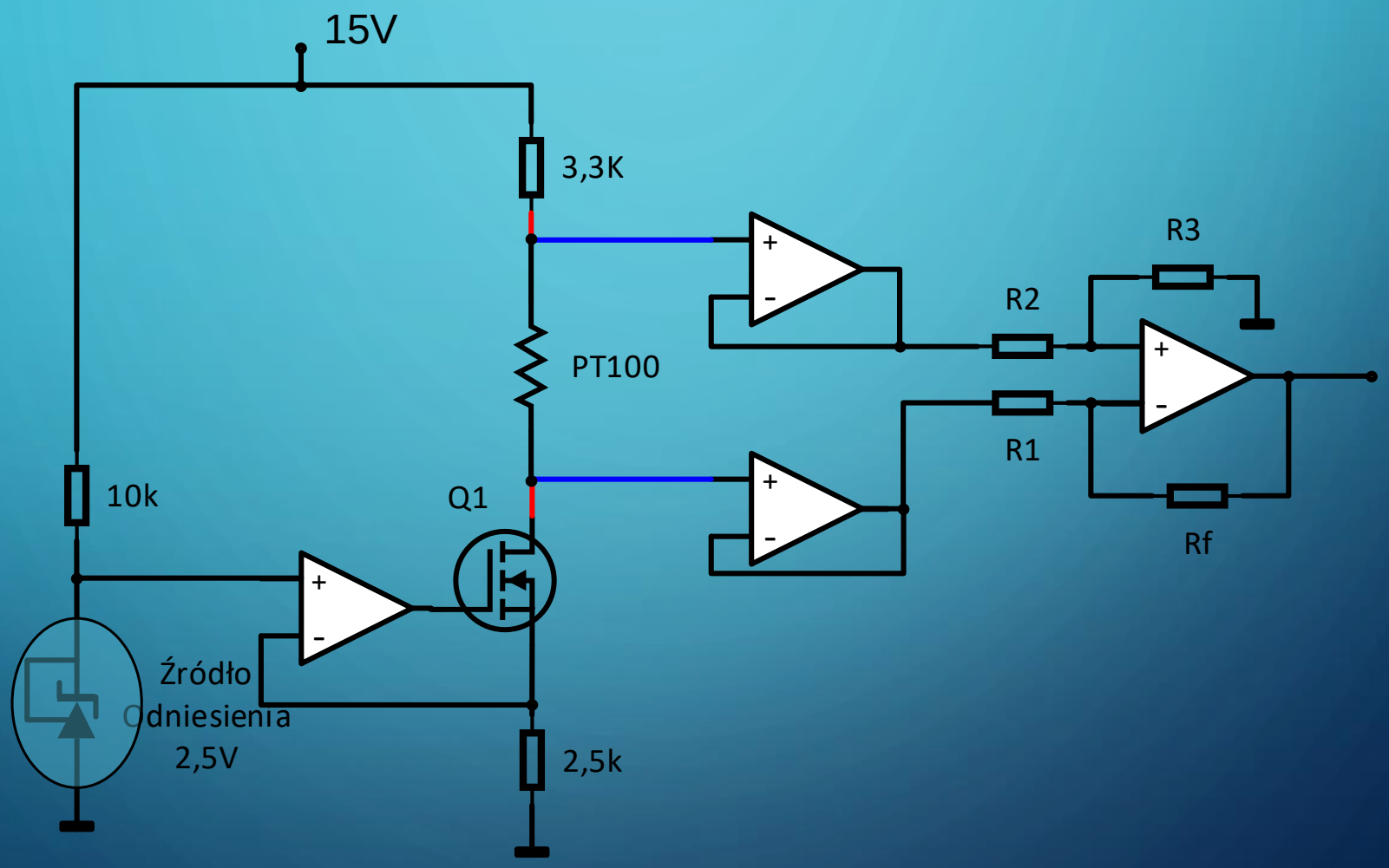
Bramka nie „podkrada” prądu!

W tym precyzyjnym źródle, podobnie jak w poprzednim, WO, dzięki ujemnemu SZ, zwiększa napięcie na bramce (a pośrednio i na źródle), aż zrównają się napięcia na ‚-’ i ‚+’. Pośrednio ustala się zatem prąd źródła (ustalony przez U_{IN}), a zatem i prąd drenu!

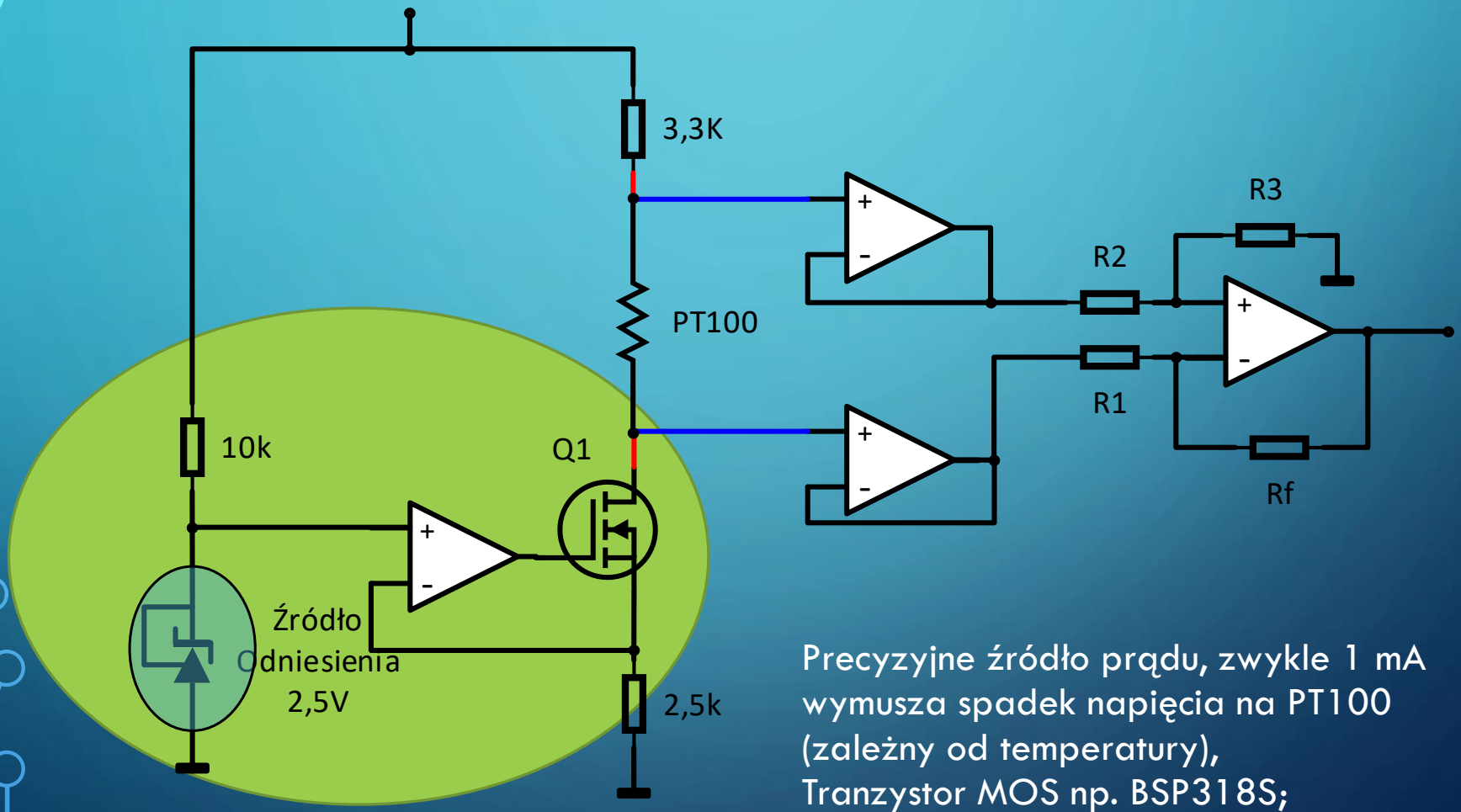
Napięcie sterujące prądem I_L

Zwykle stosuje się jako źródło precyzyjną referencję np. z układem scalonym TL431 lub LM385, rzadziej diodę Zenera.

PRZYKŁAD Z ŻYCIA WZIĘTY – PRECYZYJNY UKŁAD POMIAROWY Z PT100

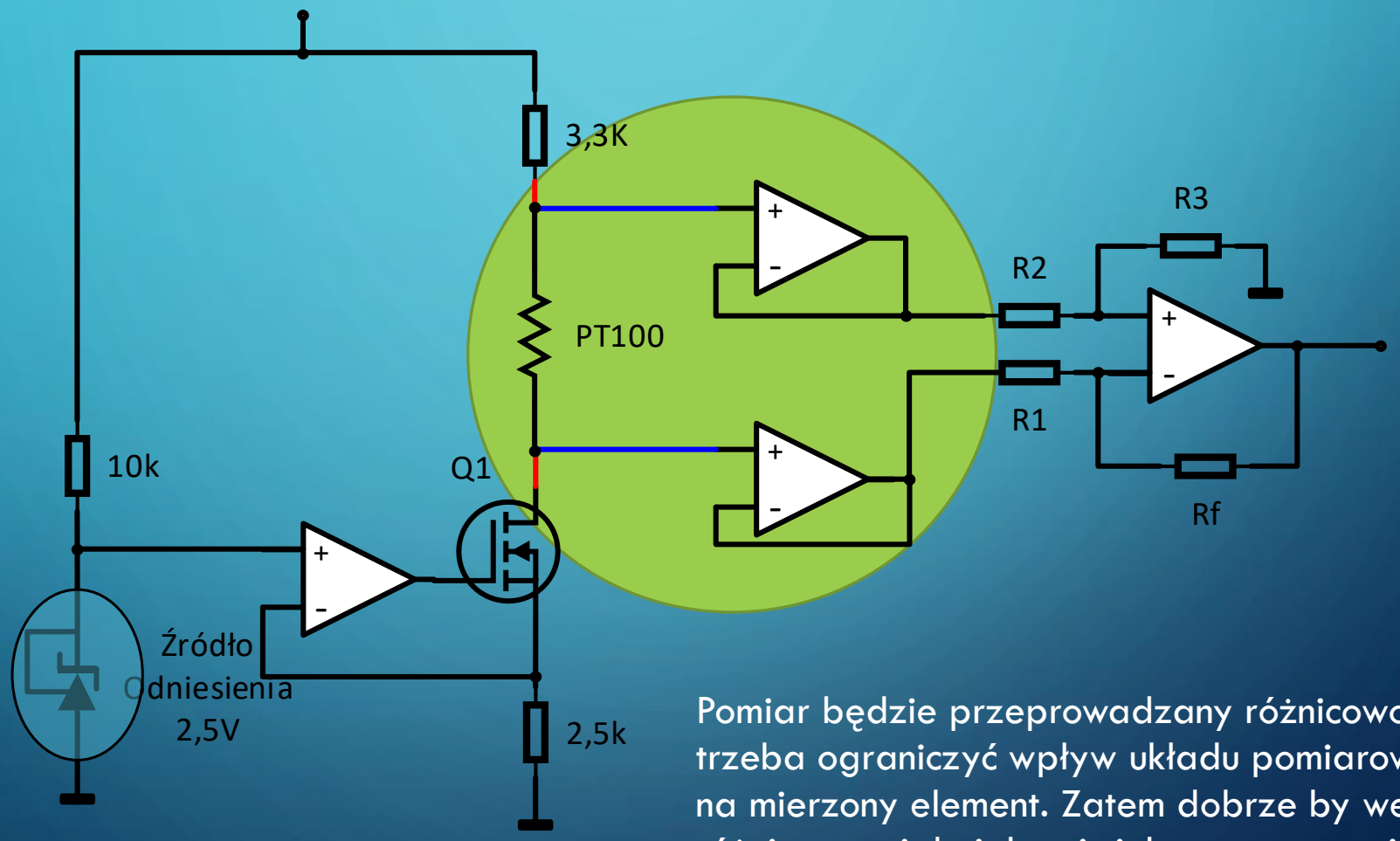


PRZYKŁAD Z ŻYCIA WZIĘTY – PRECYZYJNY UKŁAD POMIAROWY Z PT100



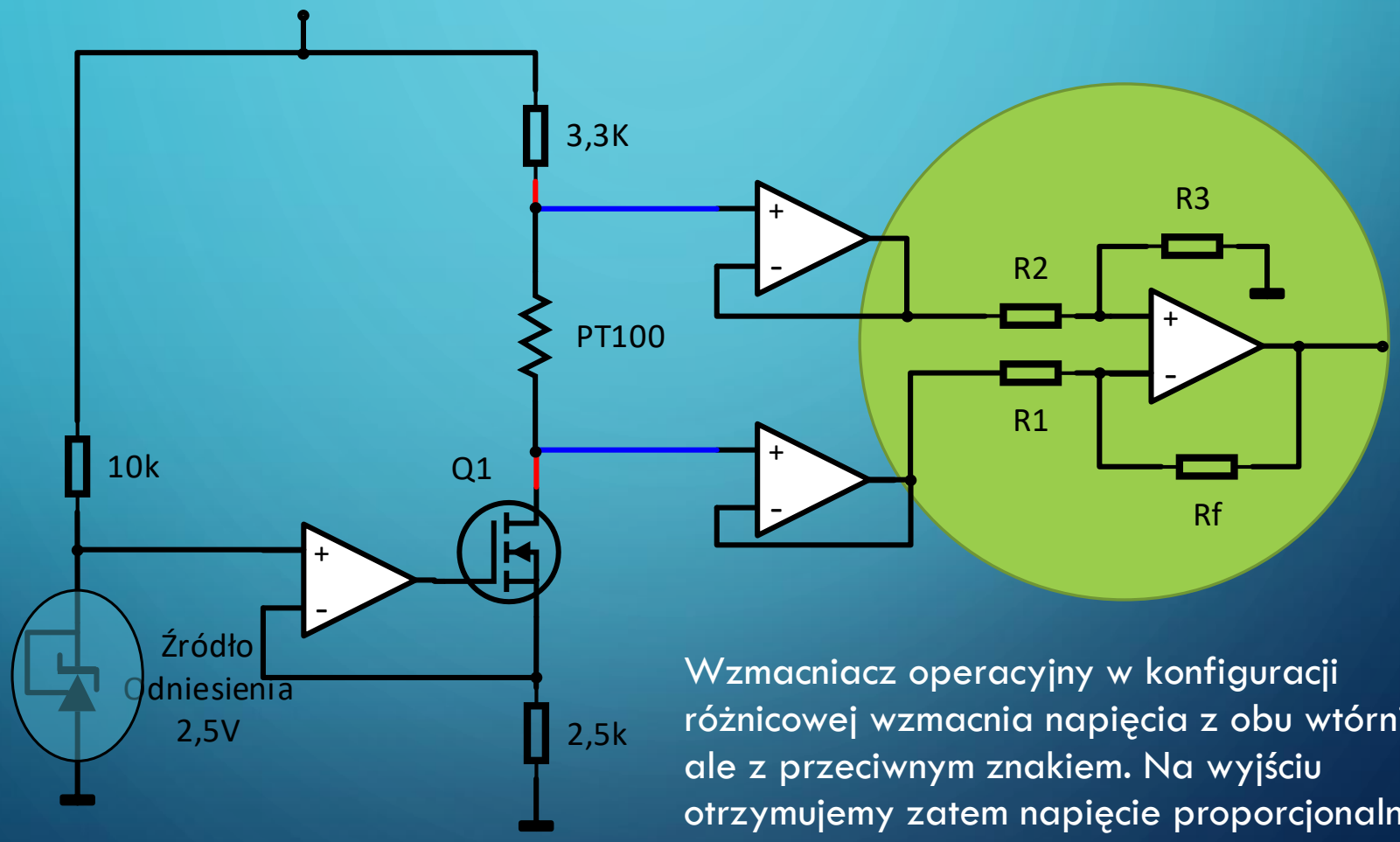
Precyzyjne źródło prądu, zwykle 1 mA wymusza spadek napięcia na PT100 (zależny od temperatury),
Tranzystor MOS np. BSP318S;
Źródło odniesienia TL431, LM385, lub lepsze.

PRZYKŁAD Z ŻYCIA WZIĘTY – PRECYZYJNY UKŁAD POMIAROWY Z PT100



Pomiar będzie przeprowadzany różnicowo, ale trzeba ograniczyć wpływ układu pomiarowego na mierzony element. Zatem dobrze by wejście różnicowe miało jak największą rezystancję (nie fałszuje pomiaru z PT100).

PRZYKŁAD Z ŻYCIA WZIĘTY – PRECYZYJNY UKŁAD POMIAROWY Z PT100



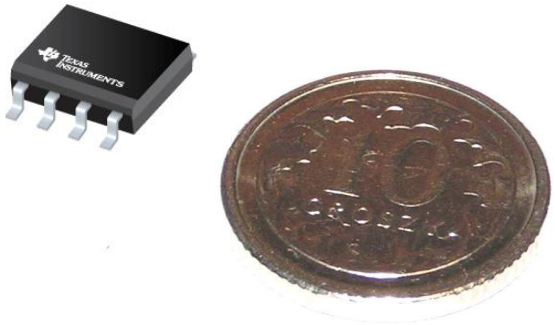
Wzmacniacz operacyjny w konfiguracji różnicowej wzmacnia napięcia z obu wtórników, ale z przeciwnym znakiem. Na wyjściu otrzymujemy zatem napięcie proporcjonalne do napięcia na PT100, odniesione względem masy układu. Dalej wystarczy już dołączyć ADC lub µC.

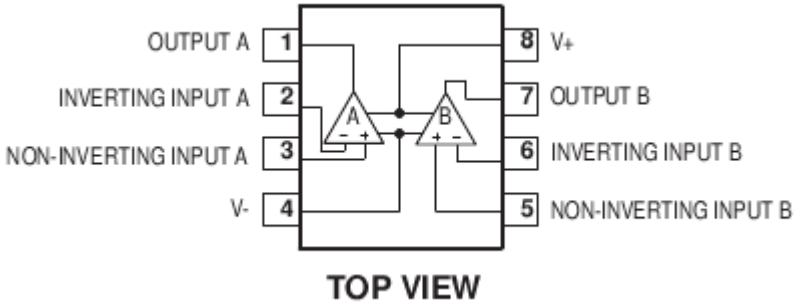
WZMACNIACZ OPERACYJNY – ALE CÓŻ TO WŁAŚCIWIE JEST?

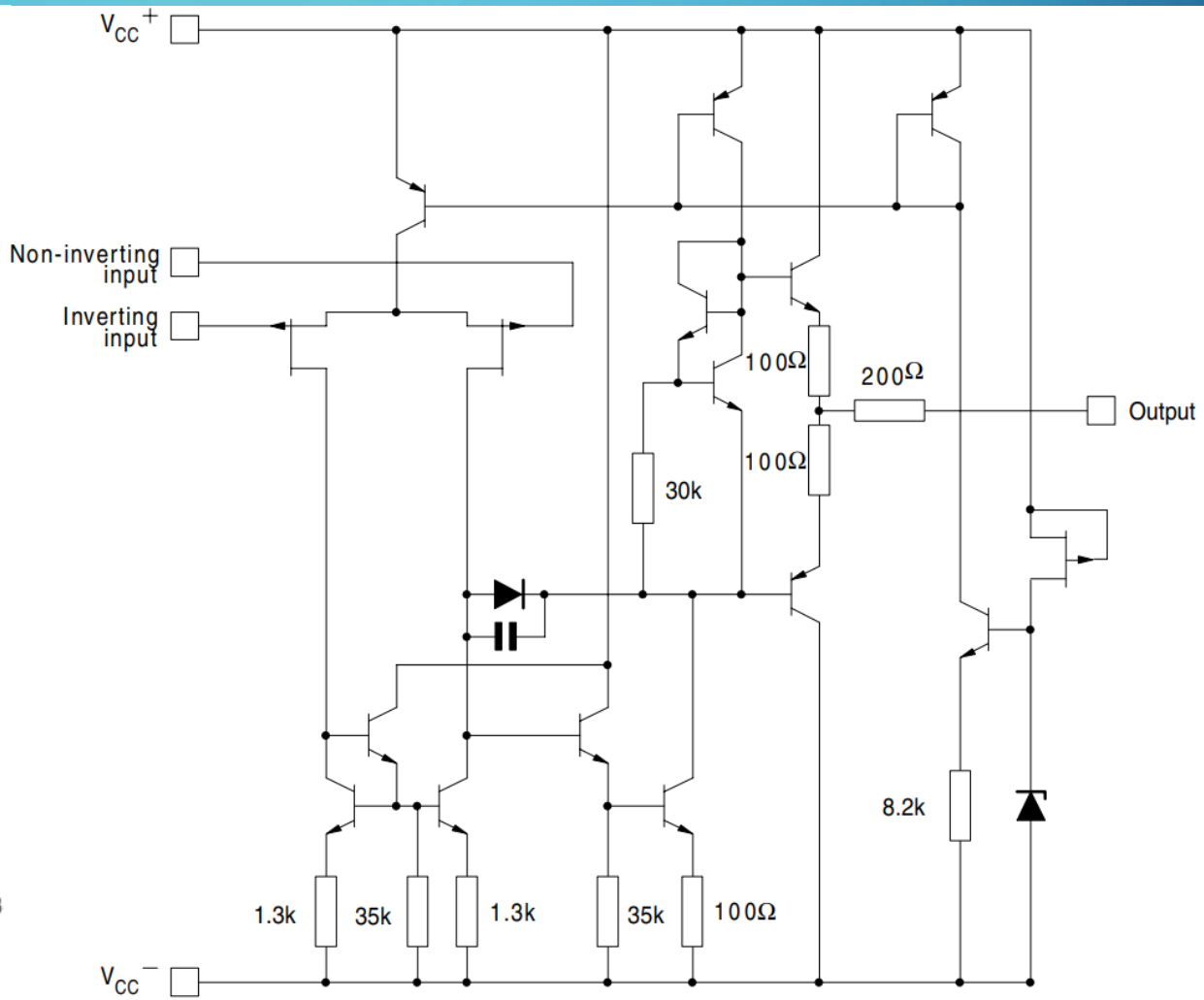
WO jest najprostszym (pod względem łatwości użycia, nie pod względem wewnętrznej struktury) układem elektronicznym, który może posłużyć do budowy wzmacniaczy (i innych układów...).

Na przykładzie podwójnego wzmacniacza TL072

Schematy pochodzą z www.st.com







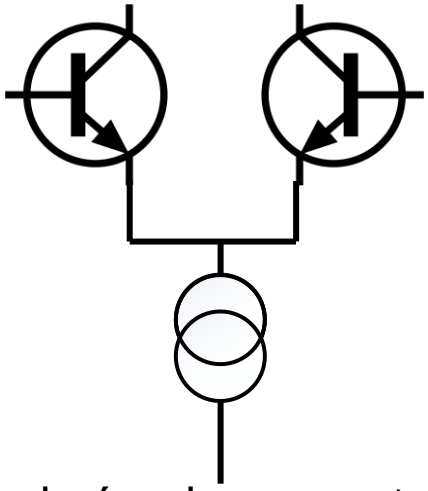
WZMACNIACZ OPERACYJNY – POKAŻ KOTKU CO MASZ W ŚRODKU

Pierwszy stopień – układ różnicowy, w tym przypadku akurat na tranzystorach FET

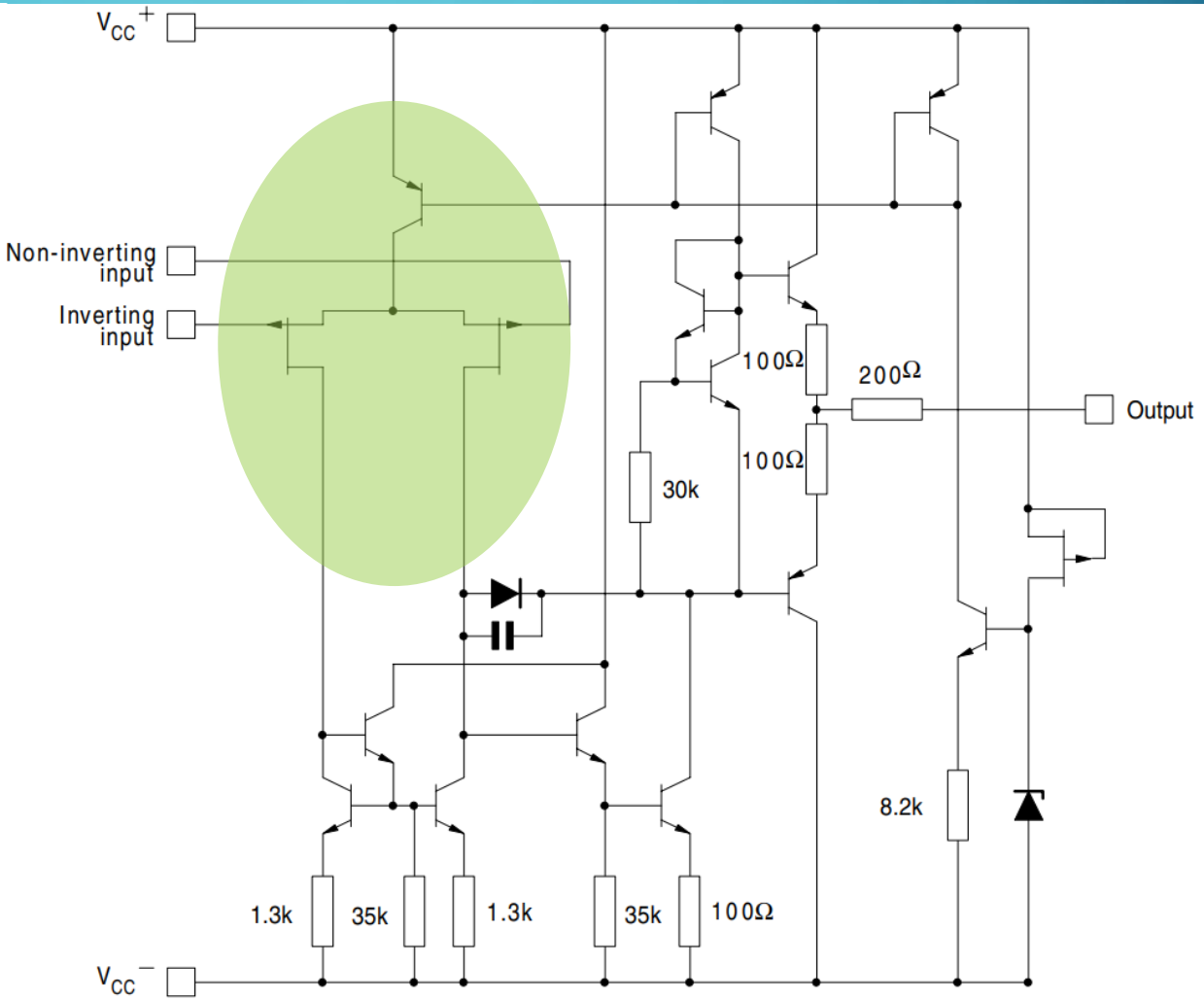
Na przykładzie podwójnego wzmacniacza TL072

Schematy pochodzą z www.st.com

Układ różnicowy wzmacnia różnicę napięć między wejściami ‚+' i ‚-'



Może być wykonany z tr-rów NPN, PNP, MOSFET, FET…



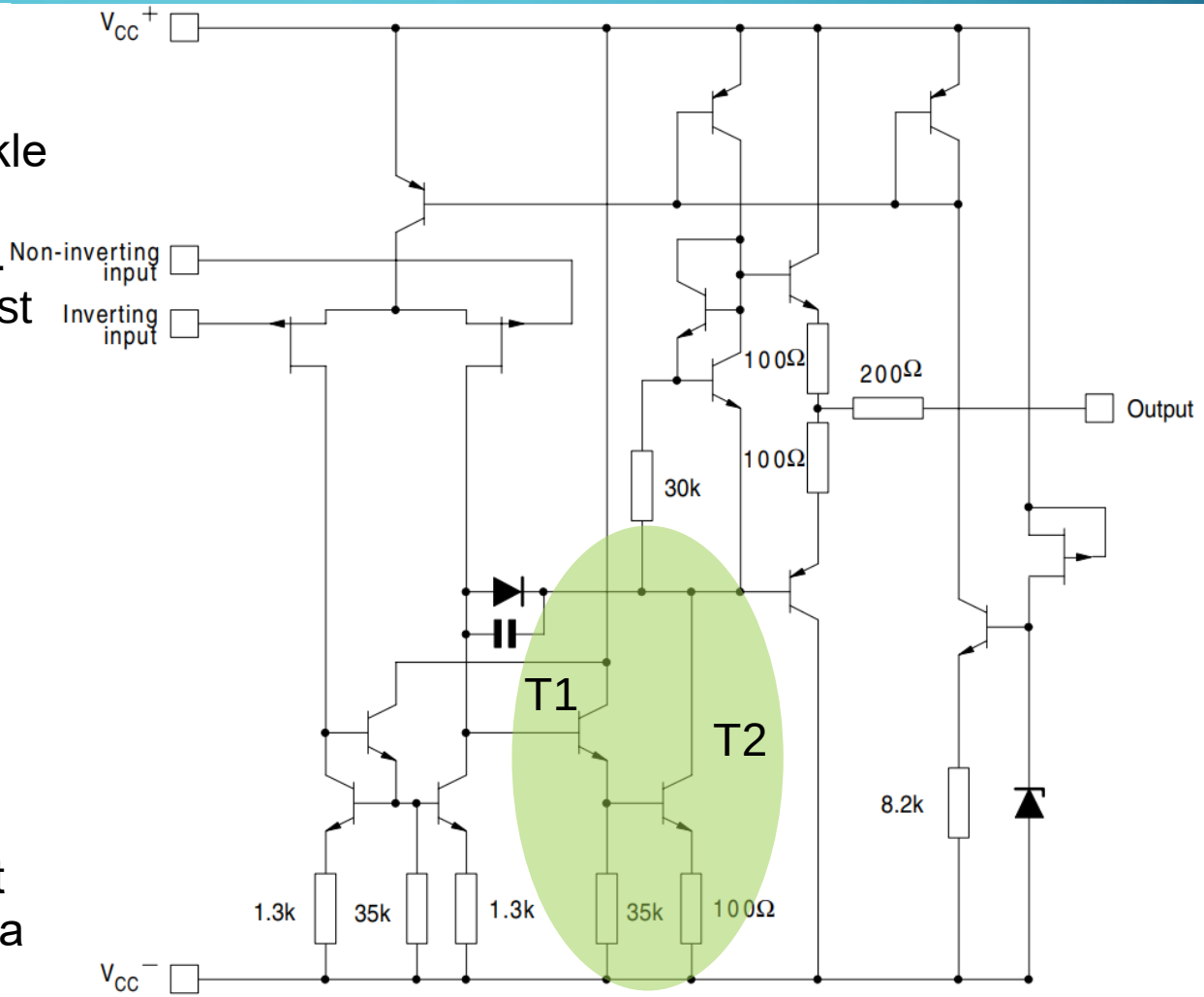
WZMACNIACZ OPERACYJNY – POKAŻ KOTKU CO MASZ W ŚRODKU

Drugi stopień – wzmacniacz odwracający o dużym wzmocnieniu napięciowym

Na przykładzie podwójnego wzmacniacza TL072

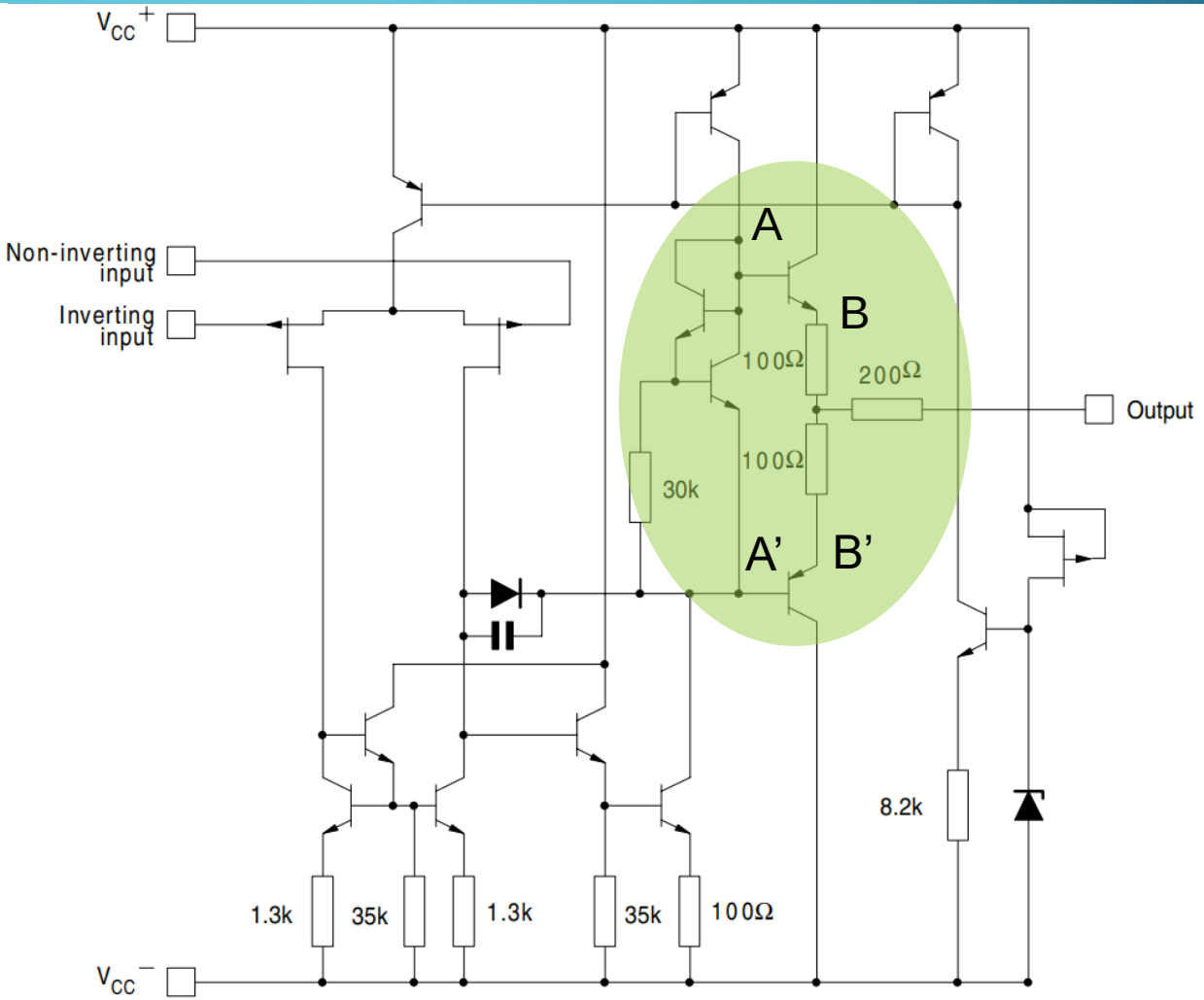
Schematy pochodzą z www.st.com

- Wzmacniacz „napięciowy” to zwykle mniej lub bardziej rozbudowana wersja układu wspólnego emitera. Ten konkretny zbudowany z T2 jest „zbuforowany” emiterem poprzedniego tranzystora T1;
- Dodatkowy tranzystor T1 transformuje rezystancję $r_{b'e}$ tranzystora T2 (zwiększa ją betakrotnie), to zwiększa wzmocnienie skuteczne tego stopnia;
- Obciążeniem tego stopnia nie jest R_C, tylko wejście kolejnego stopnia



WZMACNIACZ OPERACYJNY – POKAŻ KOTKU CO MASZ W ŚRODKU

- Stopień wyjściowy (tzw. „końcówka mocy”) składa się zwykle z dwóch „transformatorów impedancji” (wtórników)
- Wejściem wtórników jest baza (albo bramka), wyjściem emiter (albo źródło);
- Napięcie na emiterze (źródle) jest zbliżone do tego na bazie (bramce) i jedynie przesunięte o wartość UBE (UGS), zatem zmiany na wyjściu tego stopnia są w przybliżeniu równe zmianom na wejściu;
- Zwróć uwagę, że w pkt. A i A’ rezystancja jest β x większa niż w B i B’! Zatem drugiemu stopniowi „łatwiej jest sterować” wyjściem całego WO;
- Gdyby ten stopień zbudować z MOSFETów, to rezystancja widziana z pkt. A dążyłaby do nieskończoności.

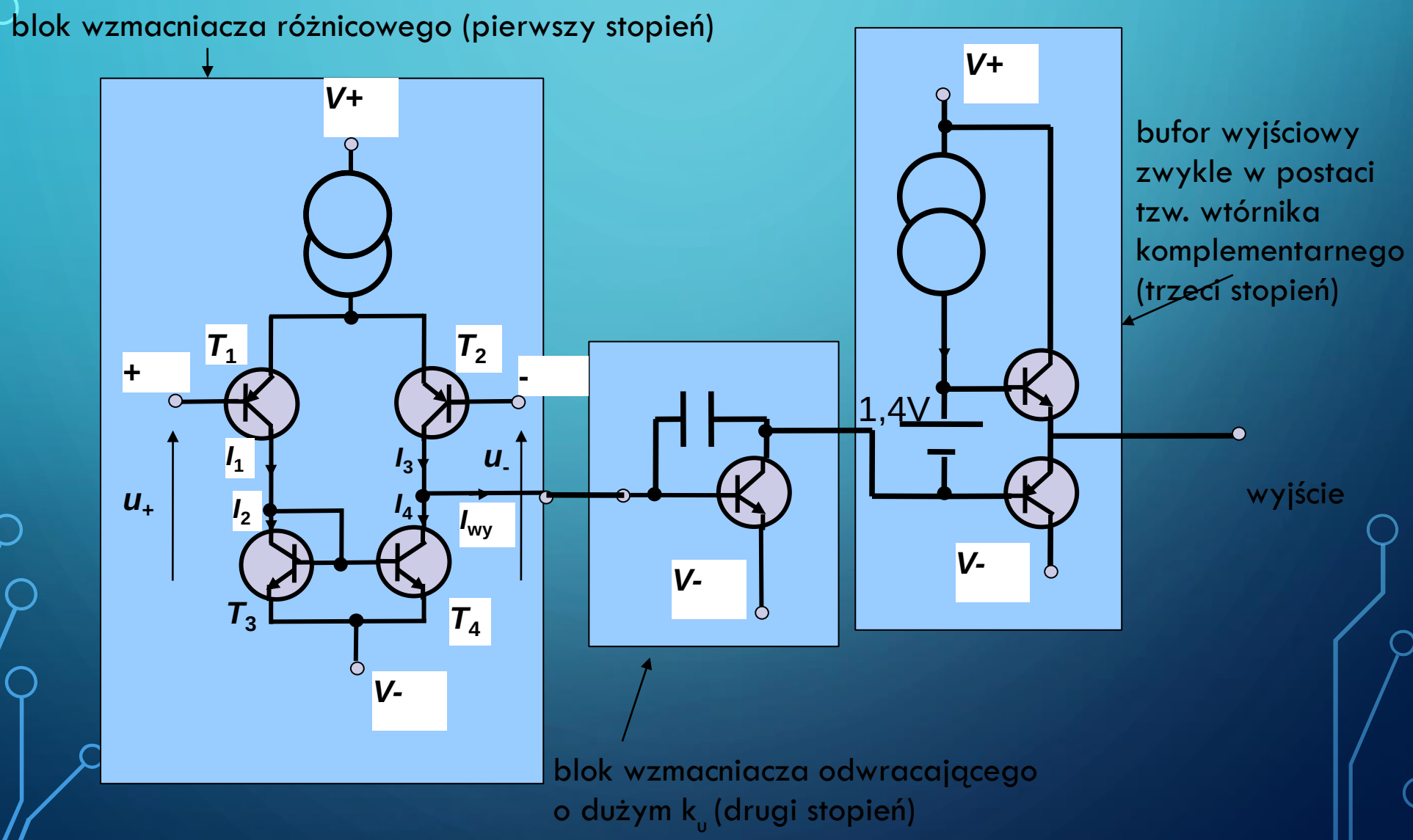


WO, GDZIE, DLACZEGO, KOMU TO POTRZEBNE?

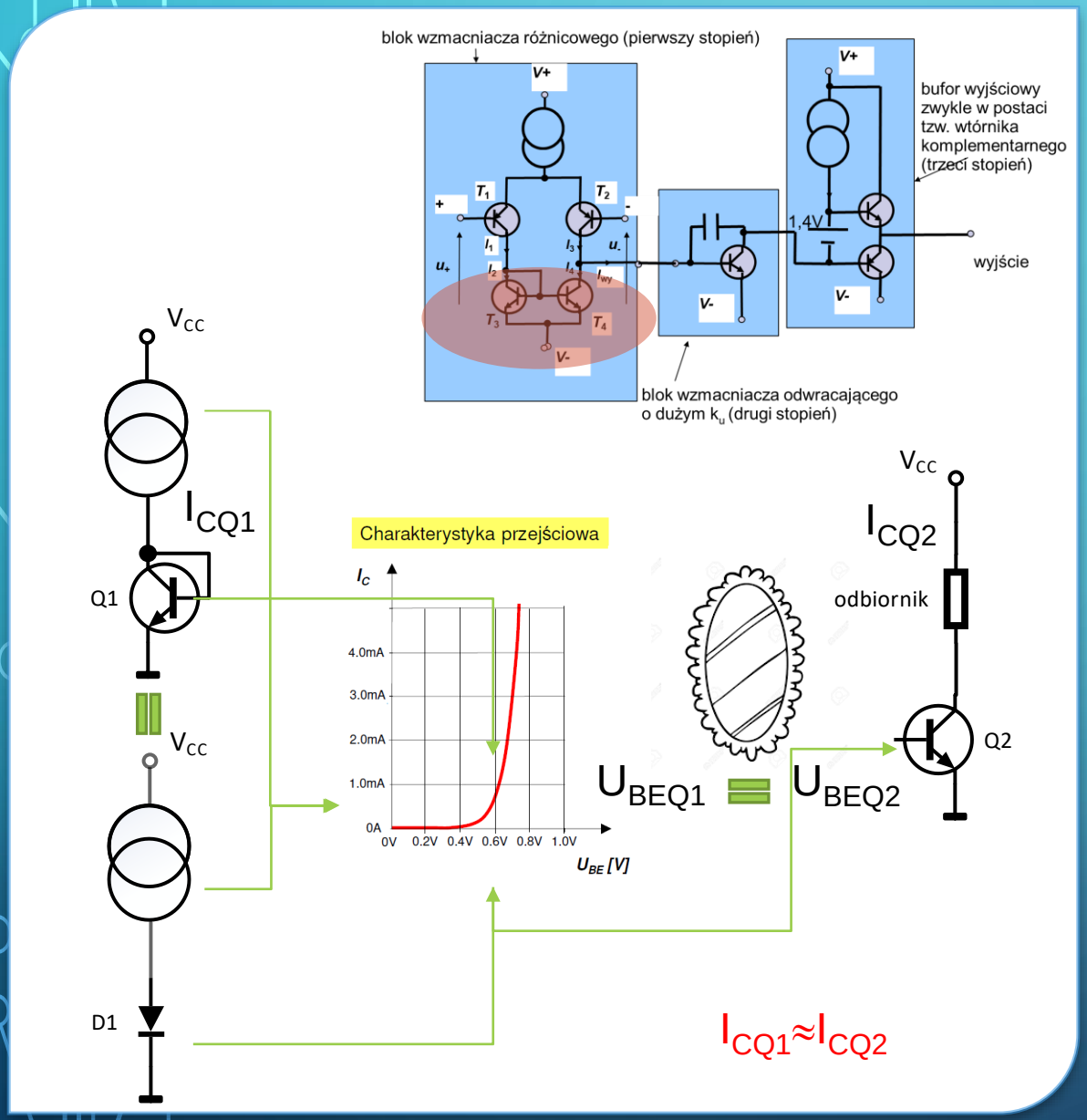
- Istnieje wiele rodzajów WO;
- Różnią się technologią wykonania (np. bipolarna, MOS, bi-CMOS);
- Najczęściej są stosowane w zakresie stosunkowo małych częstotliwości (do setek kHz) jednak istnieją układy o pasmie kilku GHz;
- Istnieją układy małej i wielkiej mocy, przystosowane do realizacji specjalnych funkcji, zasilane napięciami symetrycznymi i asymetrycznymi, …;
- Są to najczęściej produkowane układy analogowe;
- Są wykorzystywane niemalże w każdej dziedzinie elektroniki, także (a może przede wszystkim) na styku techniki cyfrowej i analogowej, automatyce, ale i w sprzęcie Hi-Fi, czy precyzyjnych pomiarach np. EKG czy EEG.

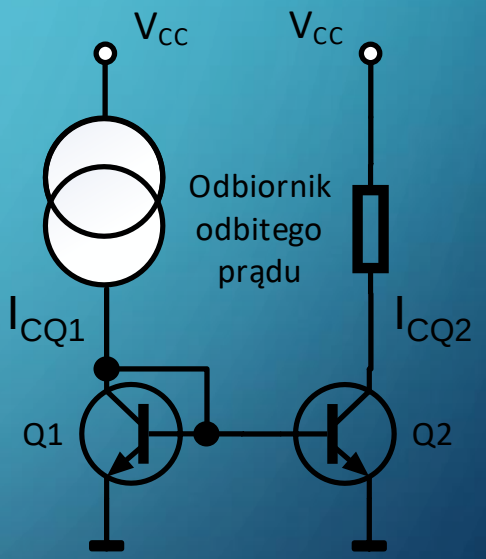
BUDOWA I WYBRANE PARAMETRY RZECZYWISTYCH WZMACNIACZY OPERACYJNYCH

TYPOWA KONSTRUKCJA WO – SCHEMAT BLOKOWO-KONCEPCYJNY



TYPOWA KONSTRUKCJA WO – DYGRESJA O LUSTERKU

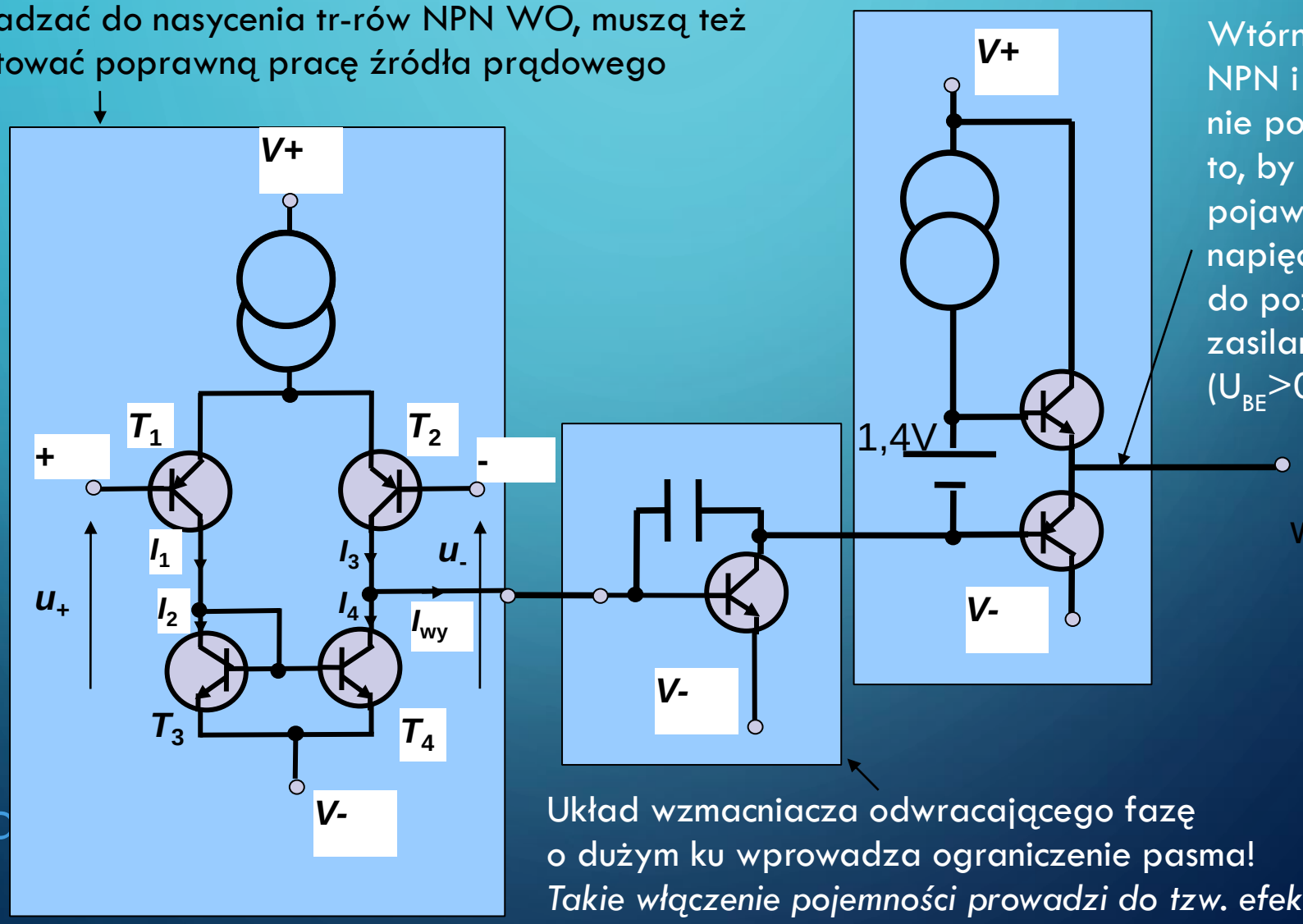




- Lustro prądowe „kopiuje” zadany prąd w gałęzi drugiego tranzystora;
- Uwaga, żeby zadać prąd I_{CQ1} nie potrzeba źródła prądu! Wystarczy zwykły opornik.

TYPOWA KONSTRUKCJA WO – SCHEMAT BLOKOWO-KONCEPCYJNY I OGRANICZENIA KONSTRUKCJI

Napięcia wejściowe „akceptowalne przez układ” nie mogą doprowadzać do nasycenia tr-rów NPN WO, muszą też gwarantować poprawną pracę źródła prądowego



Wtórnik z tr-rami NPN i PNP nie pozwala na to, by na wyjściu pojawiły się napięcia zbliżone do poziomów zasilania układu (U_{BE}>0.7V)

Układ wzmacniacza odwracającego fazę o dużym ku wprowadza ograniczenie pasma!

Takie włączenie pojemności prowadzi do tzw. efektu Millera

INNA „TYPOWA KONSTRUKCJA” WO – SCHEMAT I OGRANICZENIA KONSTRUKCJI NA PRZYKŁADZIE 1/4 UKŁADU LM324

Wzmacniacz różnicowy z tr-orami PNP

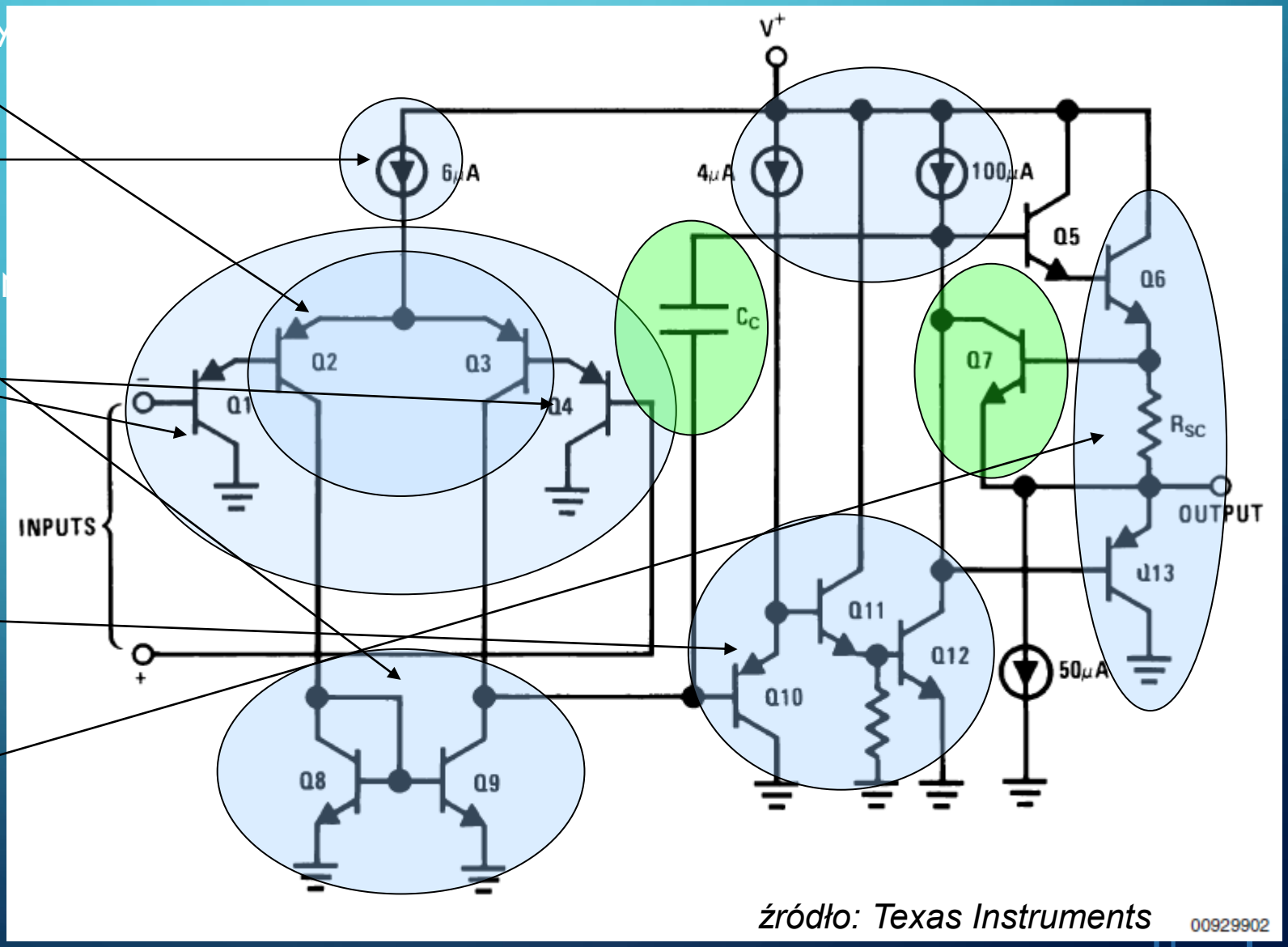
Źródło I_{EE}

„Lustereczko” prądowe z tr-rami NPN

*wtórniki – zwiększają R_{we}

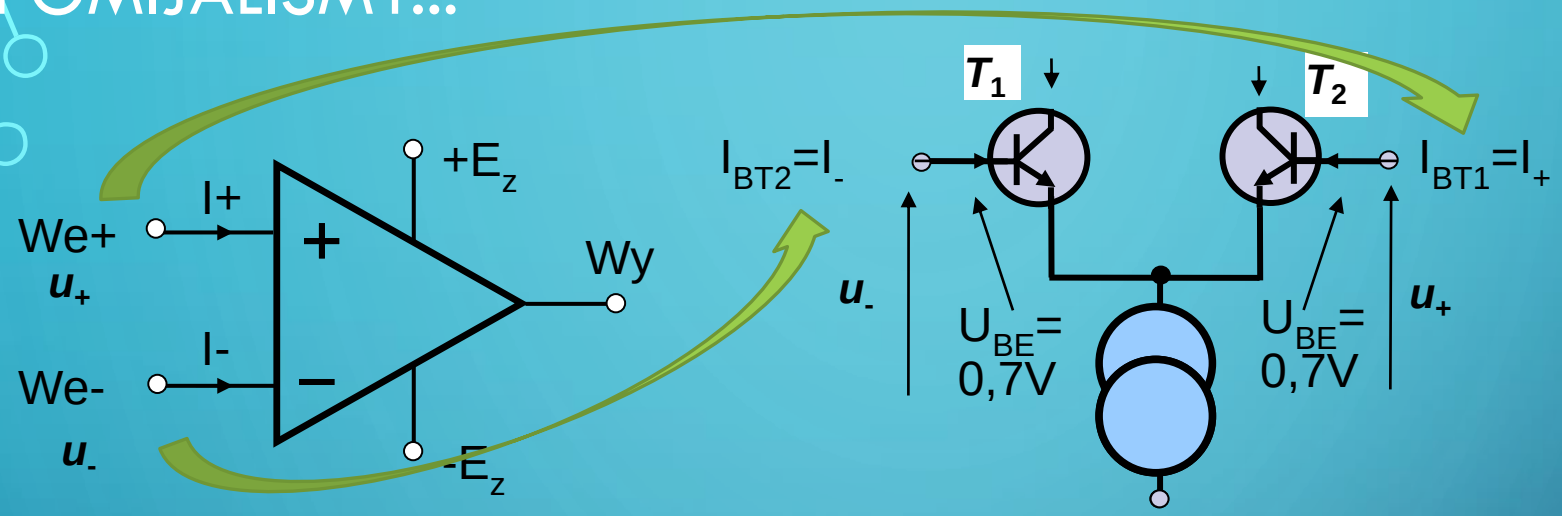
bufor UR i wzmacniacz odwracający o b. dużym k_u

Stopień końcowy – tzw. wtórnik komplementarny



źródło: Texas Instruments

KONSTRUKCJA WO A JEGO PODSTAWOWE PARAMETRY: PRĄDY WEJŚCIOWE WO – COŚ CO DOTYCHCZAS POMIJALIŚMY…



- **Prąd polaryzacji** WO:

$$I_{WE}=I_{Bias}=\frac{I_+ + I_-}{2}$$

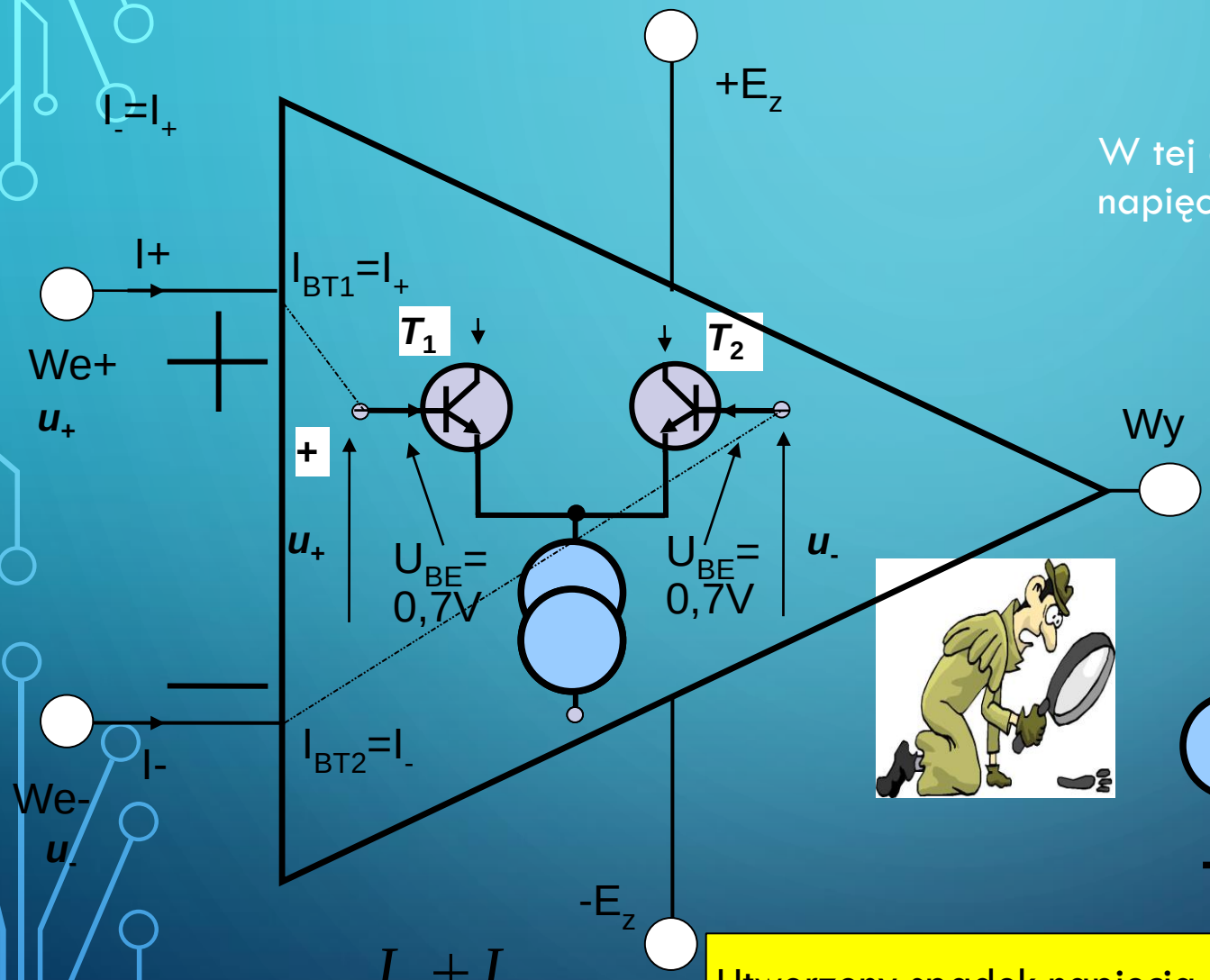
I_{Bias} – oznaczenie w literaturze anglosaskiej

- Wymuszenie stanu układu, w którym UR WO znajduje się w okolicy środka strefy przejściowej oznacza, że $I_{ET1}=I_{ET2}=I_{EE/2}$. Załóżmy identyczne wartości parametru β obu tranzystorów NPN. Oznacza to, że przez bazy obu tranzystorów MUSI płynąć prąd $I_{BT1}=I_{BT2}=I_{EE}/2(\beta+1)$!
- Prąd polaryzacji wejść płynie nawet w WO ze wzmacniaczami różnicowymi z tr-orami MOSFET (np. z powodu defektów izolatora bramkowego, prądu tunelowania itp.)

PRĄDY WEJŚCIOWE WO – WEJŚCIOWY PRĄD POLARYZACJI

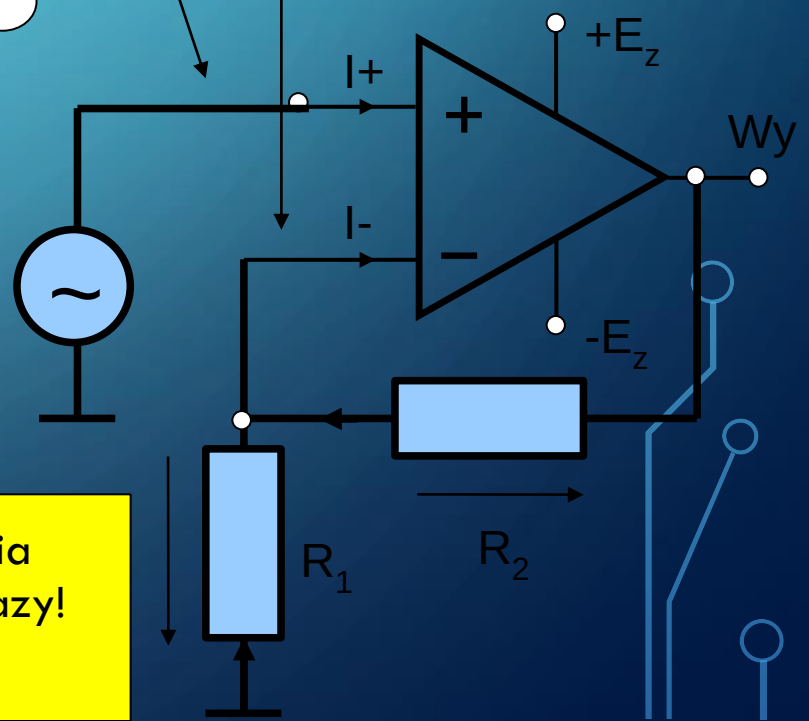
- Prąd ten powoduje powstawanie dodatkowych spadków napięcia na rezystorach dołączonych do wejść WO, odpowiedzialnych m.in. za sprzężenie zwrotne (por. R1 i R2)
- W realizacjach bipolarnych, tj. w takich, w których stopień wejściowy tworzy para różnicowa z tranzystorami NPN lub PNP, typowa wartość I_{WE} = ok. 100 nA, w realizacjach polowych (FET) prąd ten bywa bliski zeru (rzędu kilkudziesięciu pA)
- W niektórych realizacjach I_{Bias} zależy silnie od temperatury (dlaczego...?)
- Zwykle im większa szybkość działania WO, tym większa wartość I_{Bias} (dlaczego...?)

WEJŚCIOWY PRĄD POLARYZACJI – NA CO WPŁYWA?



W tej gałęzi prąd I+ nie odkłada spadku napięcia (bo nie ma na czym)

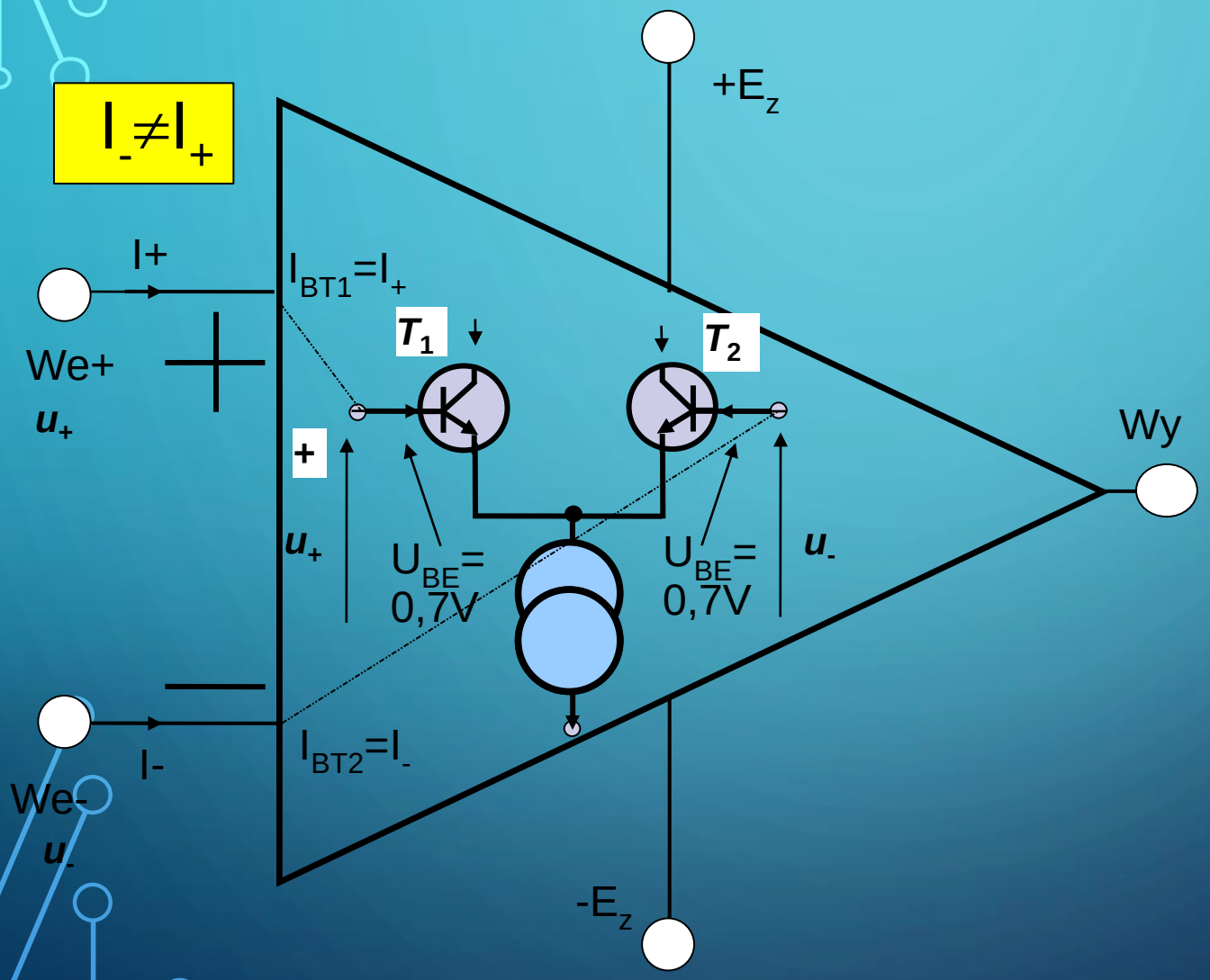
W tej gałęzi prąd I- odłoży spadki napięcia na rezystorach R_1 i R_2



$$I_{WE} = I_{Bias} = \frac{I_+ + I_-}{2}$$

Utworzony spadek napięcia zostanie wzmocniony k_{uf} razy!
To b. niepożądany efekt!!!

PRĄDY WEJŚCIOWE WO – WEJŚCIOWY PRĄD NIEZRÓWNOWAŻENIA



Dotychczas zakładaliśmy identyczne prądy wejść: odwracającego i nieodwracającego. Wystarczy jednak, że β_{T1} różni się od β_{T2}, wtedy prąd $I_- \neq I_+$!!!

PRĄDY WEJŚCIOWE WO – WEJŚCIOWY PRĄD NIEZRÓWNOWAŻENIA

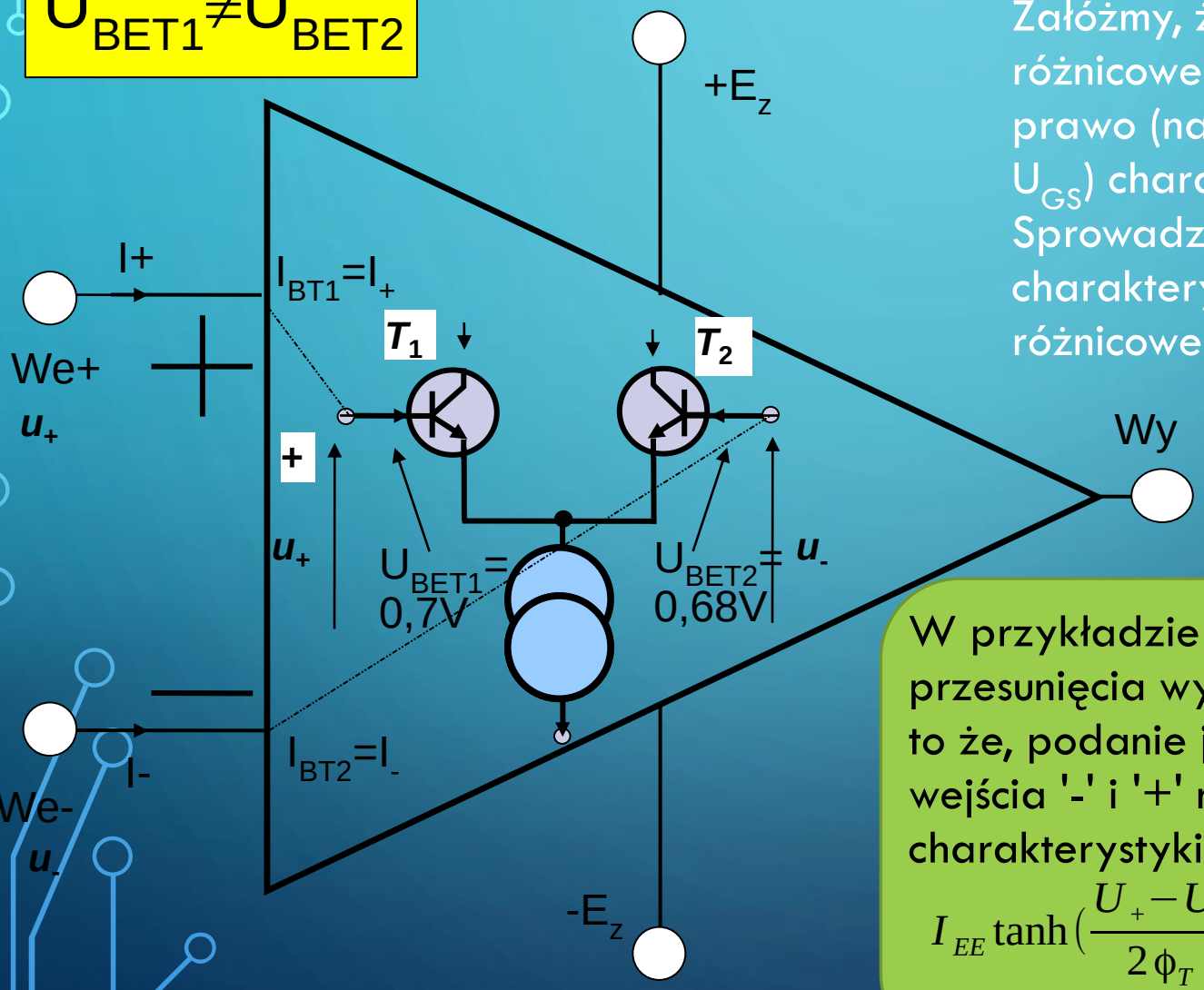
$$I_N = I_{IO} = I_+ - I_-$$

I_{IO} – oznaczenie w literaturze anglosaskiej;

- Jest to różnica wejściowych prądów polaryzacji;
- Wynika z rozrzutów produkcyjnych i asymetrii wejściowego stopnia różnicowego WO;
- W realizacjach bipolarnych wartość I_{IO} rzadko przekracza 20 nA, w realizacjach polowych (FET) prąd ten bywa bliski zeru (rzędu pA lub nawet fA);
- Dryf temperaturowy prądu niezrównoważenia, zwykle nie przekracza wartości 0,1 nA/K;
- Prąd ten powoduje powstanie niejednakowych spadków napięcia na identycznych rezystancjach włączonych do wejść WO. Powoduje to pojawienie się wejściowego napięcia różnicowego, wtedy gdy nie powinno się tam pojawić... Niestety na obecność prądu niezrównoważenia w przeciwieństwie do wejściowego prądu polaryzacji nie możemy wiele poradzić.

INNY WAŻNY PARAMETR WEJŚCIOWY WO – WEJŚCIOWE NAPIĘCIE NIEZRÓWNOWAŻENIA

$U_{BET1} \neq U_{BET2}$



Załóżmy, że jeden z tranzystorów pary różnicowej ma przesuniętą w lewo lub w prawo (na osi napięcia wejściowego U_{BE} lub U_{GS}) charakterystykę przejściową. Sprowadzi się to do przesunięcia charakterystyki przejściowej układu różnicowego.

W przykładzie obok z tr-rami NPN to napięcie przesunięcia wynosi 0,7V-0,68V=0,02V . Oznacza to że, podanie jednakowych napięć sterujących na wejścia '-' i '+' nie „wymusi" pracy w środku charakterystyki przejściowej, bo:

$I_{EE}\tanh\left(\frac{U_+ - U_-}{2\phi_T}\right)$, tylko $I_{EE}\tanh\left(\frac{U_+ - U_- - 20\text{mV}}{2\phi_T}\right)$

(zmiana prądów emiterów o 40%!)

WEJŚCIOWE NAPIĘCIE NIEZRÓWNOWAŻENIA CD..

- W praktycznych (rzeczywistych) układach WO stopień wejściowy nie jest idealnie symetryczny (nie jest to wykonalne!);
- Napięcie wejściowe konieczne do „wyzerowania” napięcia wyjściowego nazywamy **wejściowym napięciem niezrównoważenia U_N** (lub **U_{IO}**);
- Przykładowa wartość U_{IO} = 1mV;
- W zastosowaniach precyzyjnych istotna jest wartość dryfu tego napięcia w czasie i przy zmianach temperatury np. 3µV/°C;
- Gdy zewrzemy ze sobą zaciski wejściowe WO (U_{WE} = 0), to prawie zawsze wyjście wzmacniacza „nasyci” się w pobliżu $+E_z$ lub $-E_z$, bo:

$$U_{wy} = k_0 U_{IO}$$

$10^5 \div 10^6$

Zatem U_{wy} „byłoby” wyższe od E_z

WEJŚCIOWE NAPIĘCIE NIEZRÓWNOWAŻENIA CD.. (2)

- Przykład: jeśli wykorzystamy WO o U_{IO} = 2mV do budowy wzmacniacza o (b. „delikatnym”) wzmocnieniu 100V/V, to przy zwarciu wejścia możemy na wyjściu otrzymać napięcie w zakresie od -0,2V do +0,2V;
- Nie możemy przewidzieć dokładnej wartości tego napięcia, gdyż w katalogach podawana jest maksymalna wartość U_{IO} (maksymalna wartość rozrzutu)!
- Istnieją wzmacniacze z dodatkowymi wyprowadzeniami do korekcji (kompensacji) wartości U_{IO} ;
- Jeśli nie zależy nam na wzmacnianiu składowej stałej, możemy zastosować kondensatory separujące wejście i wyjście od składowej stałej (będzie o tym mowa w dalszej części wykładu).

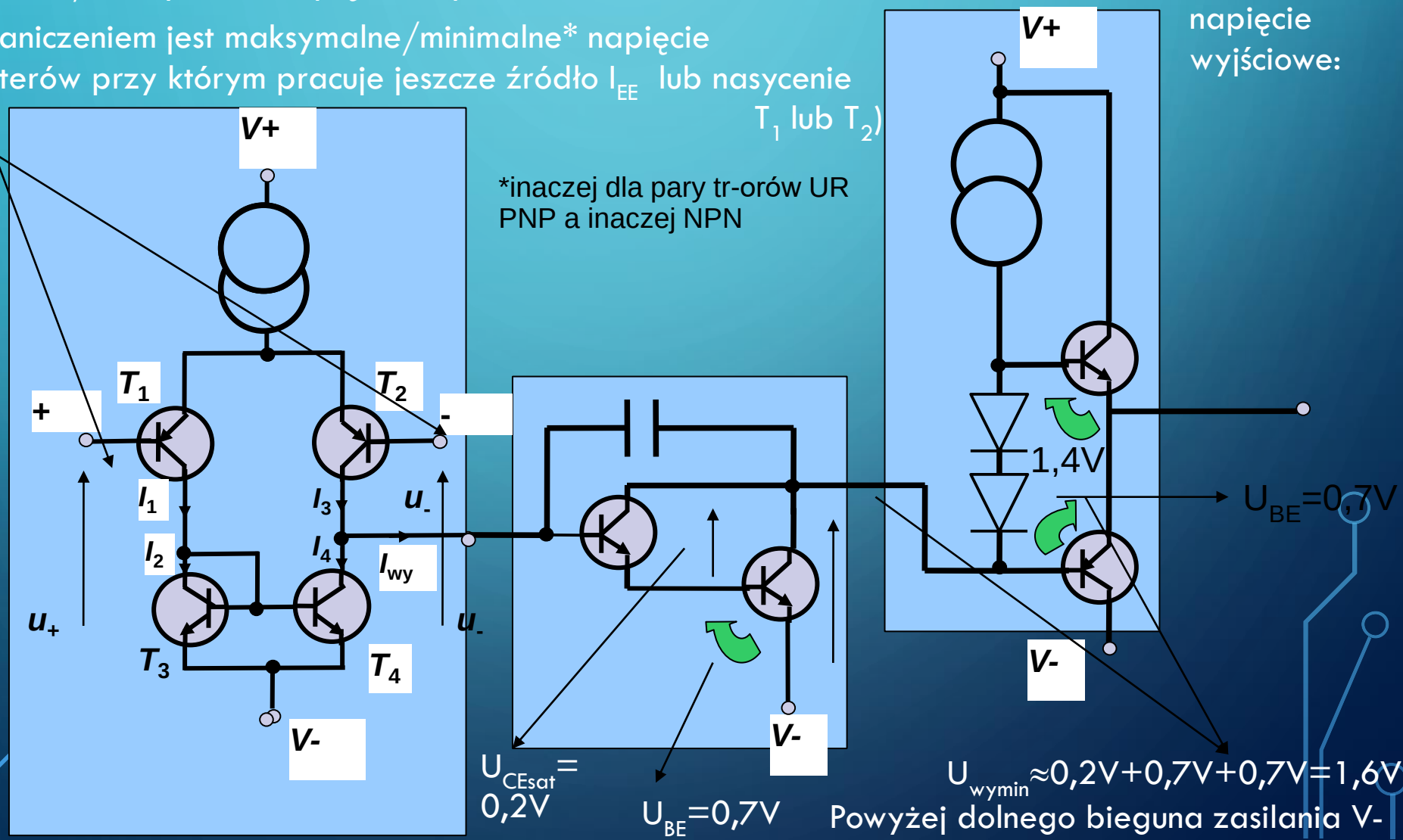
OGRANICZENIA MAKSYMALNYCH/MINIMALNYCH NAPIĘĆ WE(WY)JŚCIOWYCH WYNIKAJĄCE Z „OGÓLNEJ” TOPOLOGII WO

Minimalne/maksymalne napięcie wejściowe

(ograniczeniem jest maksymalne/minimalne* napięcie emiterów przy którym pracuje jeszcze źródło I_{EE} lub nasycenie T_1 lub T_2)

*inaczej dla pary tr-orów UR PNP a inaczej NPN

Maksymalne/minimalne napięcie wyjściowe:



ZAKRES DOPUSZCZALNYCH ZMIAN NAPIĘCIA WEJŚCIOWEGO WO

- Należy zwracać uwagę na dopuszczalne zakresy zmian wejściowego napięcia wspólnego oraz różnicowego;
- przekroczenie tych wartości prowadzi zwykle do nieprzewidywalnej pracy układu („nasycenie wyjścia”, zmiana fazy sygnału), lub nawet jego uszkodzenia.
- Istnieją układy, których napięcie wejściowe wspólne może osiągać wartości równe ujemnemu bądź dodatniemu napięciu zasilającemu (jest to istotne w niektórych zastosowaniach stałoprądowych);
- Zakres napięć wejściowych (minimum i maksimum) zależą od szczegółów konstrukcyjnych stopnia wejściowego, często konstrukcje FET i MOS pozwalają na szerszy zakres napięć wejściowych.

ZAKRES DOPUSZCZALNYCH ZMIAN NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO WO

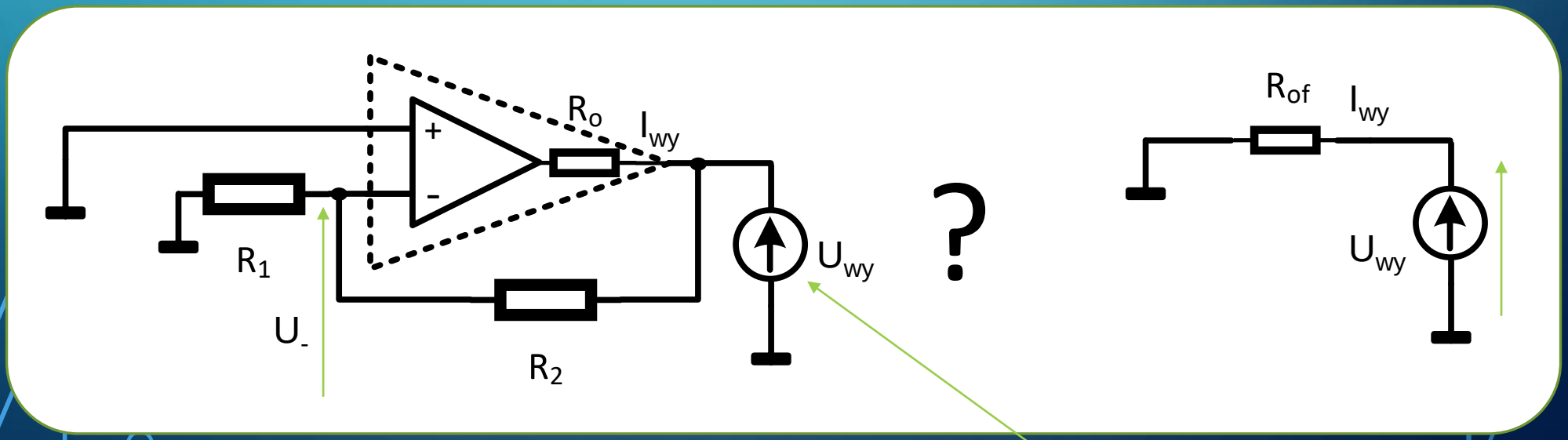
- Jest ograniczony wartością napięć zasilających i ograniczeniami wynikającymi z topologii;
- wynika z konstrukcji wewnętrznej układu;
- zwykle istnieje pewien margines, np. dla układu uA741 jest to około 1,5V mniej, niż wynosi wartość napięcia zasilającego (por. ograniczenia „ogólnej koncepcji topologicznej wzmacniacza”).
- Istnieją układy, w których napięcie wyjściowe może osiągać wartości jednego lub obu napięć zasilających (tzw. układy „*rail-to-rail*”).
- Uwaga: w niektórych układach (szczególnie bipolarnych) U_{wymax} może znacznie spadać przy dużych prądach wyjściowych (tzn. znacznym obciążeniu wyjścia np. > 5 mA)!

REZYSTANCJA WEJŚCIOWA WO

- Czyli różnicowa rezystancja wejściowa (dla m.cz.);
- zależy silnie od technologii wykonania układu;
- w technologii bipolarnej osiąga maksymalnie wartości rzędu MΩ;
- w technologii unipolarnej (MOS) osiąga wartości rzędu GΩ i większe;
- zwykle ten parametr ma mniejsze znaczenie niż wejściowy prąd polaryzacji.

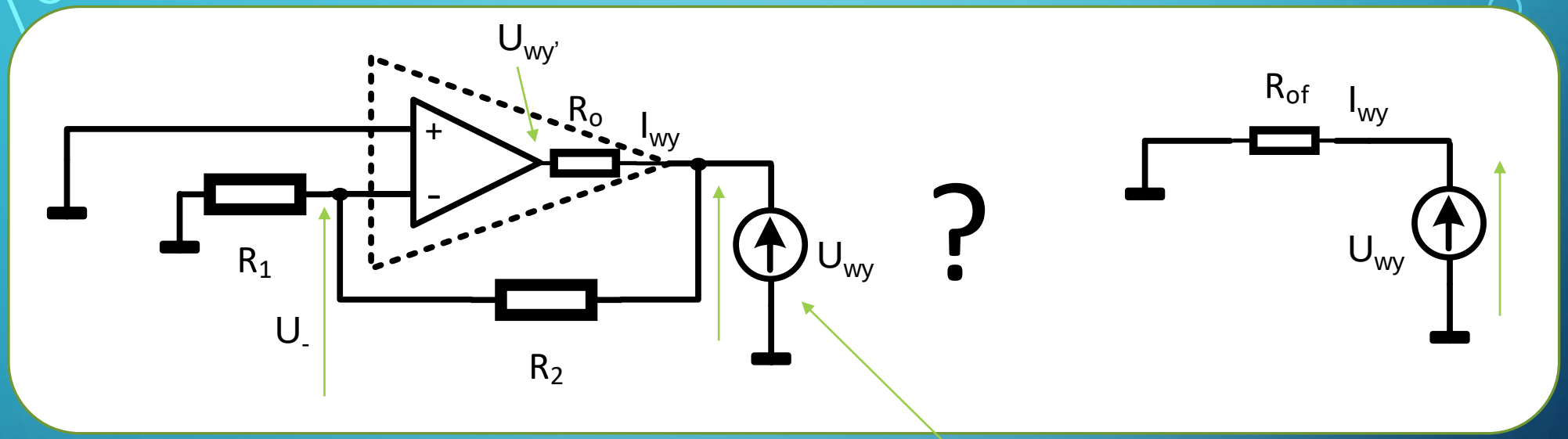
REZYSTANCJA WYJŚCIOWA WO A UJEMNE SPRZĘŻENIE ZWROTNE (1)

- R_o jest to wewnętrzna (fizyczna) rezystancja wyjścia WO bez sprzężenia zwrotnego (R_o);
- R_o osiąga wartości od pojedynczych omów do kilku kiloomów;
- Na szczęście z pomocą przychodzi ujemne SZ… i zamiast R_o „widzimy” na wyjściu R_{of}



To herezja, ale TOB nam na to pozwala ☺

REZYSTANCJA WYJŚCIOWA WO A UJEMNE SPRZĘŻENIE ZWROTNE (2)



To herezja, ale TOB nam na to pozwala ☺

$$\frac{U_{wy'} - U_{wy}}{R_o} = I_{wy} \qquad \frac{U_{wy}}{R_{of}} = I_{wy}$$

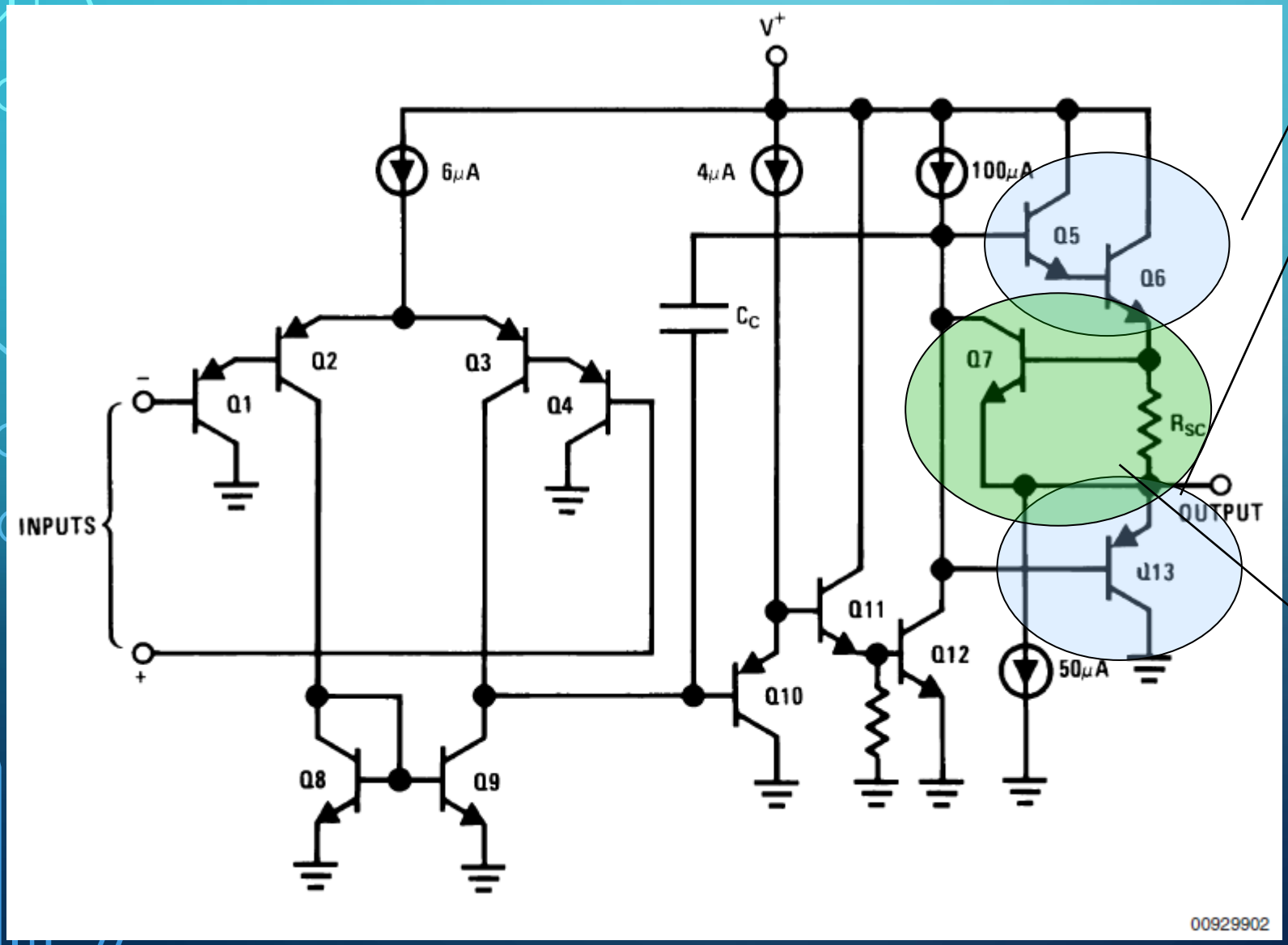
$$\begin{cases} \dfrac{U_{wy}}{\dfrac{U_{wy} - U_{wy'}}{R_o}} = R_{of} \\ U_{wy'} = -U_{wy}\dfrac{k_0}{k_{uf}} \\ k_{uf} = \dfrac{R_1 + R_2}{R_1} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \frac{U_{wy}}{\dfrac{U_{wy} + U_{wy}k_0/k_{uf}}{R_o}} = R_{of} \Rightarrow R_{of} = \frac{R_o}{\dfrac{k_0}{k_{uf}} + 1}$$

REZYSTANCJA WYJŚCIOWA WO A UJEMNE SPRZĘŻENIE ZWROTNE (3)

- Sprzężenie zwrotne zmniejsza wartość rezystancji wyjściowej R_o WO tak bardzo, że zwykle staje się ona pomijalna (np. pojedyncze mΩ).
- Rezystancja wyjściowa R_{of} układu objętego pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego jest odwrotnie proporcjonalna do wzmocnienia w otwartej pętli k_0 (lub A_0) i proporcjonalna do k_{uf} – czyli im silniejsze sprzężenie zwrotne (mniejszy podział w dzielniku R_1/R_2) tym mniejsza rezystancja wyjściowa).

MAKSYMALNY PRĄD WYJŚCIOWY WO – OD CZEGO ZALEŻY? WYJAŚNIENIE NA PRZYKŁADZIE UKŁADU LM324



Różne wydajności prądowe wtórników NPN i wtórnika(-ów) PNP.

Często wzmacniacze operacyjne mają zabezpieczenia nadprądowe wyjścia. Wzrost prądu wypływającego, zwiększa spadek napięcia na R_{SC}. Powyżej pewnej jego wartości otwiera się złącze BE Q7, który „zwiera" bazę Q5 do emitera Q13. Tr-ry Q5 i Q6 się zatykają odcinając dopływ prądu.

MAKSYMALNA WARTOŚĆ PRĄDU WYJŚCIOWEGO

- Maksymalna wartość prądu wyjściowego zależy od konstrukcji układu i dopuszczalnej mocy strat;
- typowe wartości to kilkanaście – kilkadziesiąt mA, ale istnieją układy dużej mocy o prądach rzędu pojedynczych amperów (np. scalone wzmacniacze audio).
- Uwaga: często maksymalna wartość prądu wypływającego rożni się od maksymalnej wartości prądu wpływającego do wyjścia WO! Wynika to m.in. z różnych parametrów tranzystorów NPN i PNP stopnia końcowego (tzw. wtórnika komplementarnego).

ELEKTRONIKA W AUTOMATYCE

WYKŁAD 9

O WZMACNIACZU OPERACYJNYM I JEGO OGRANICZENIACH CZĘSTOTLIWOŚCIOWYCH

dr hab. inż. Piotr Z. Wieczorek,
prof. PW

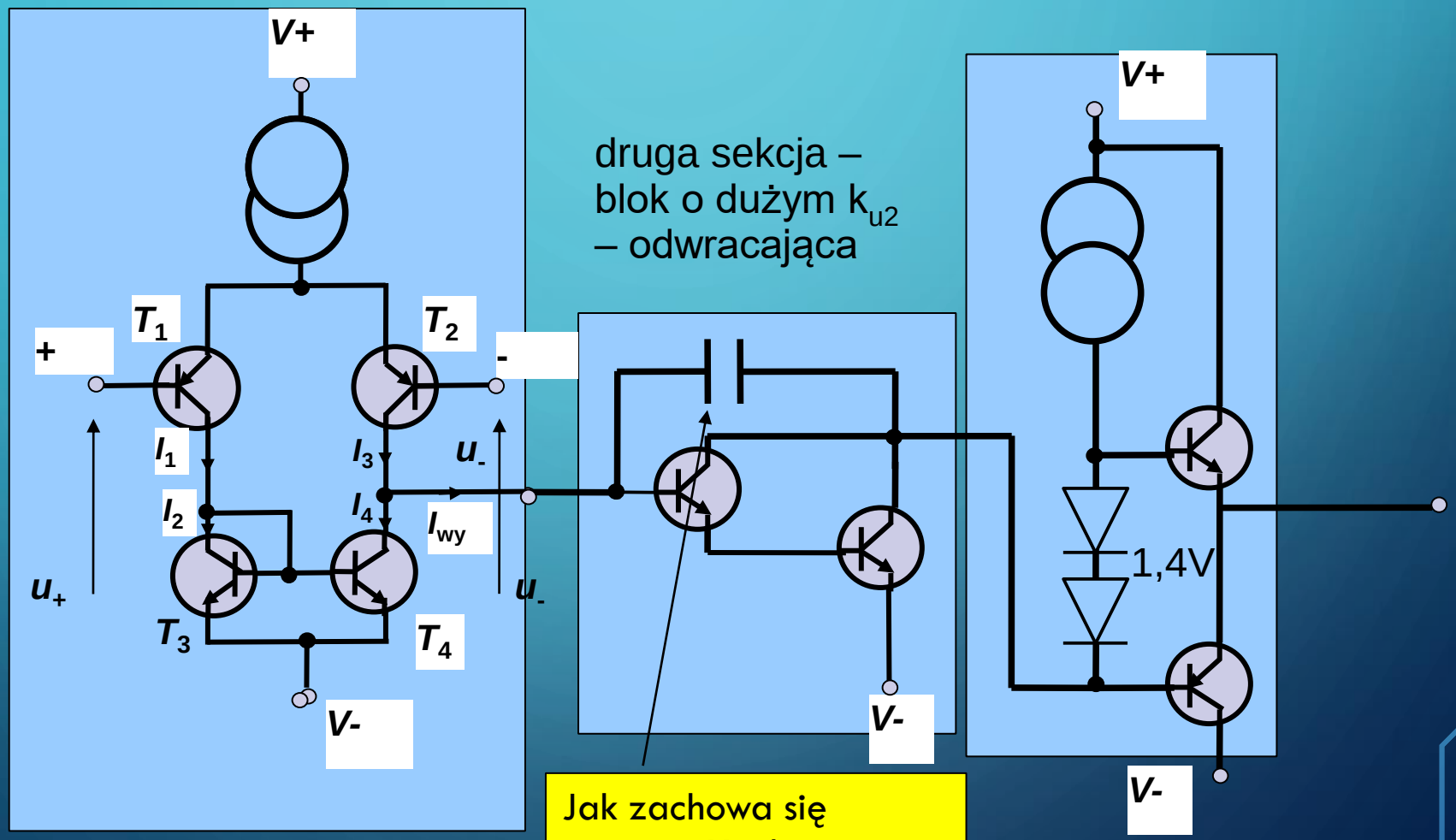
PARAMETRY DYNAMICZNE WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

- Częstotliwość f_T, dla której wzmocnienie maleje do jedności (określana także jako pole wzmocnienia). Ta częstotliwość miewa szeroki zakres w produkowanych układach WO: od MHz do kilku GHz, np. dla TL 071 f_T=3 MHz, ale dla OPA 855 f_T=8 GHz;

- Maksymalna prędkość narastania sygnału wyjściowego – parametr SR (ang. *Slew Rate*) – zostanie dokładniej omówiony później.

A CO SIĘ STANIE GDY ZWIĘKSZYMY CZĘSTOTLIWOŚĆ SYGNAŁU? OGRANICZENIA CZĘSTOTLIWOŚCIOWE

PRZYPOMNIENIE KONSTRUKCJI WO – KONSTRUKCJA „TRZYSEKCYJNA”

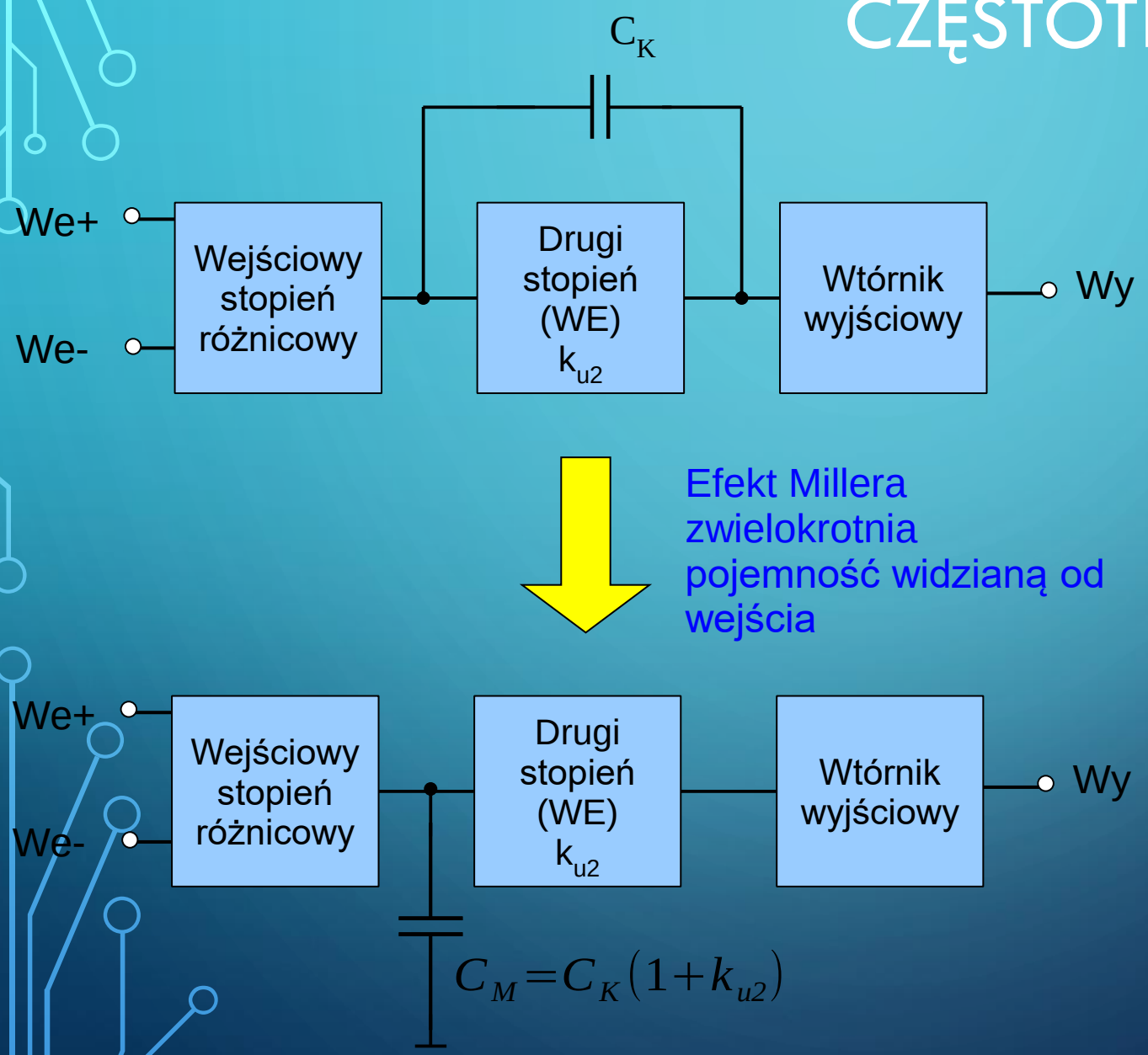


Blok WR – pierwsza sekcja

Jak zachowa się pojemność włączona w ten sposób?

Stopień końcowy tzw. „końcówka mocy”, $k_{u3} \approx 1$

KONSTRUKCJA WO A CHARAKTERYSTYKA CZĘSTOTLIWOŚCIOWA



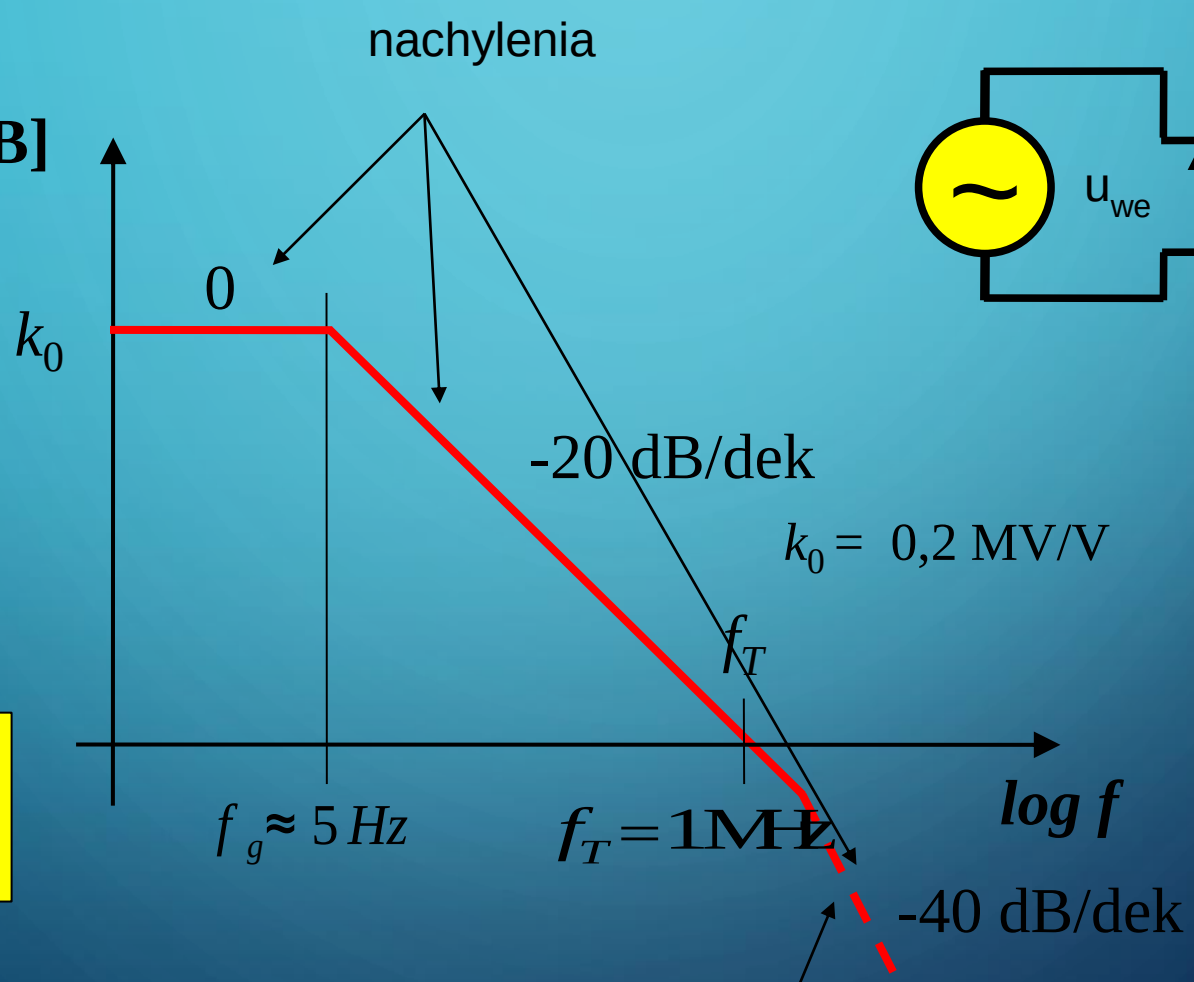
Wartość C_K jest tak dobrana aby (celowo!) uzyskana wartość f_g była znacznie mniejsza od pozostałych częstotliwości f_g w układzie – **tzw. biegun dominujący.**

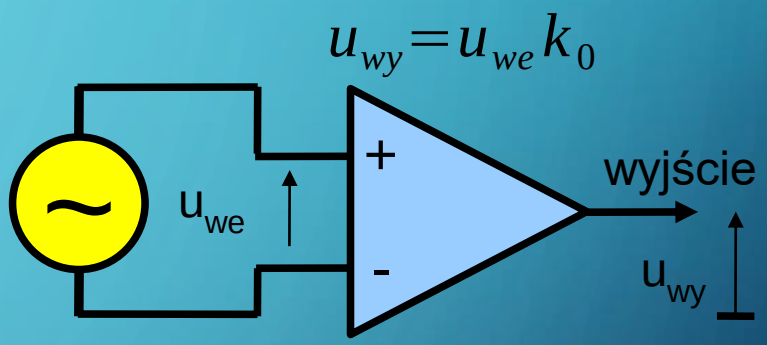
Innymi słowy zanim dojdziemy do f_g któregoś ze stopni (sekcji) WO pojemność C_K (czyli C_M) wraz z „otaczającymi ją" rezystancjami wprowadza górną częstotliwość graniczną.

Dzięki C_K można łatwo zapewnić stabilność wzmacniacza oraz oszacować wartość f_g lub f_{gf}*.

* f_{gf} częstotliwość graniczna wzmacniacza z pętlą (ang. 'feedback loop') ujemnego sprzężenia zwrotnego

CHARAKTERYSTYKA CZĘSTOTLIWOŚCIOWA (ASYMPTOTYCZNA) WO Z OTWARTĄ PĘTLĄ SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO





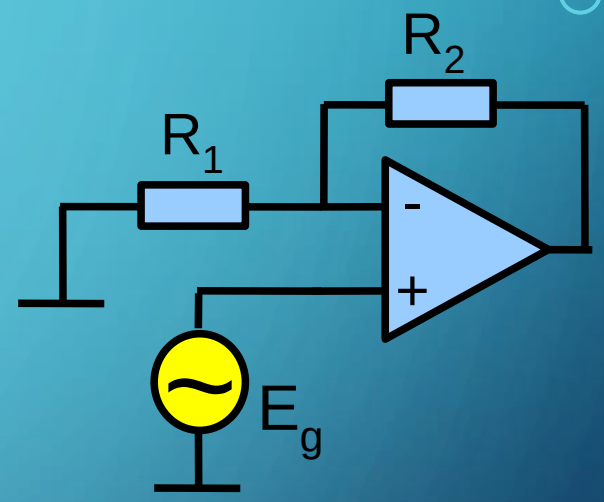
Przykładowe dane (k_0 i f_g) dla wzmacniacza operacyjnego: µA741

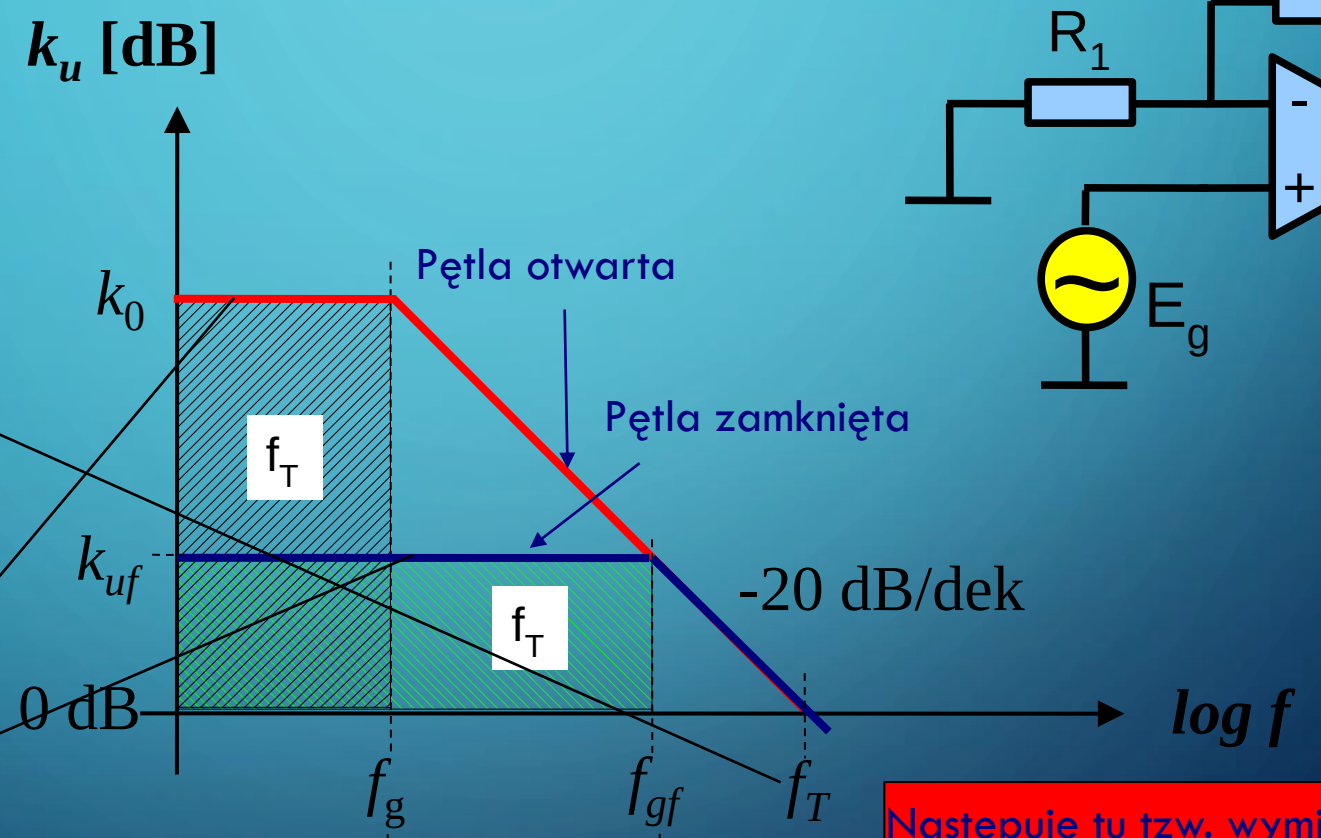
$$f_g = \frac{f_T}{k_0}$$

Oddziaływanie innych stałych czasowych WO. Widać, że są one mało istotne, bo są poza f_T. *Uwaga: tu f_T oznacza spadek k_u (a nie k_i) do 1*

CHARAKTERYSTYKA CZĘSTOTLIWOŚCIOWA (ASYMPTOTYCZNA) WZMACNIACZA Z PĘTLĄ UJEMNEGO SZ W KONFIGURACJI NIEODWRACAJĄCEJ

$$k_{uf} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$





$$f_{gf} = \frac{f_T}{k_{uf}}$$

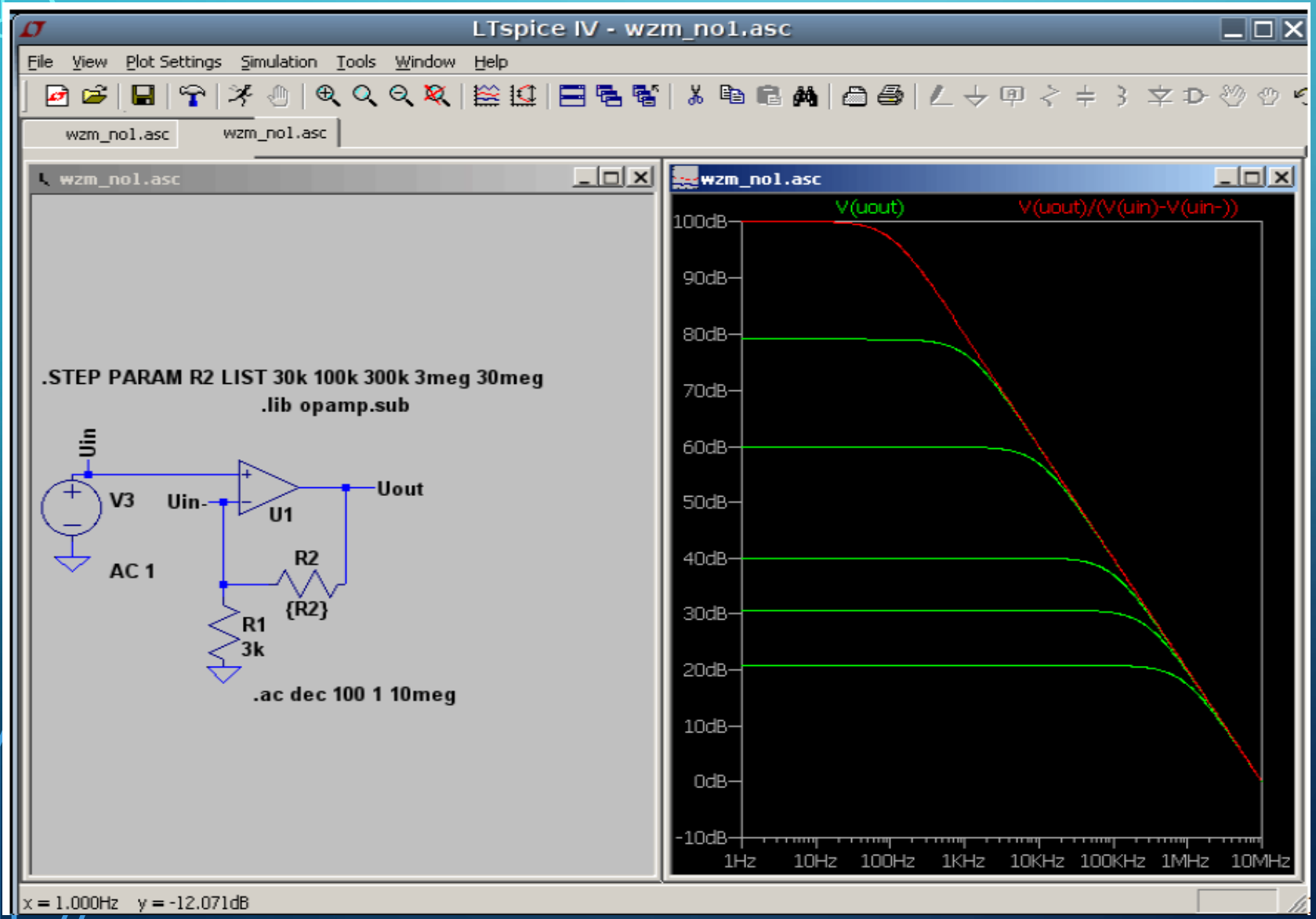
$$f_{gf} = f_g \frac{k_o}{k_{uf}}$$

Następuje tu tzw. wymiana wzmocnienia na pasmo. Pole pod płaskim odcinkiem charakterystyki jest w każdym przypadku jednakowe i równe f_T

Przykładowo dla WO µA741, gdy k_{uf}=1: (wtórnik)

$$f_{gf} = 5\text{Hz}\,\frac{2\cdot 10^5}{1} = 1\,MHz$$

SYMULACJA AC WZM. NIEODWRACAJĄCEGO – ILUSTRACJA WYMIANY PASMA I WZMOCNIENIA



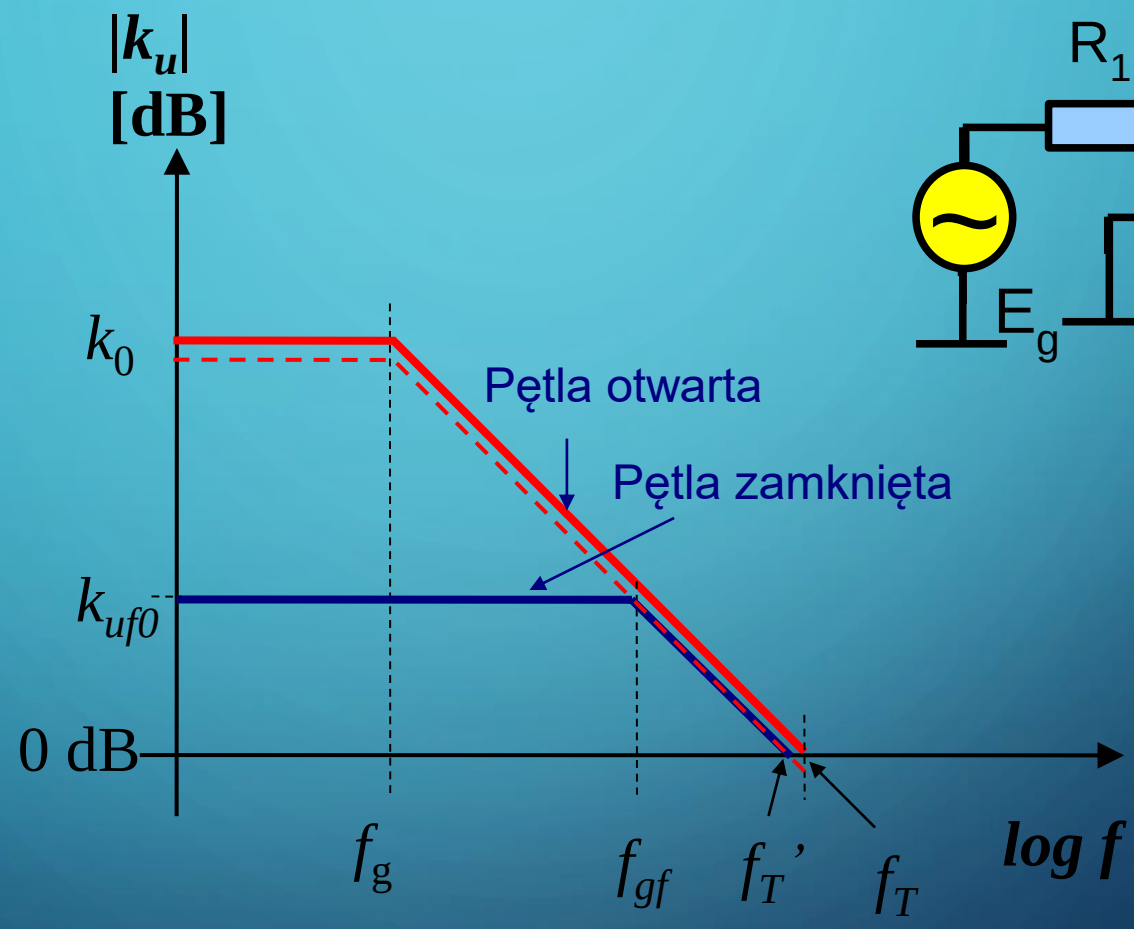
Im mniejsze k_{uf}, tym większe f_{gf} !

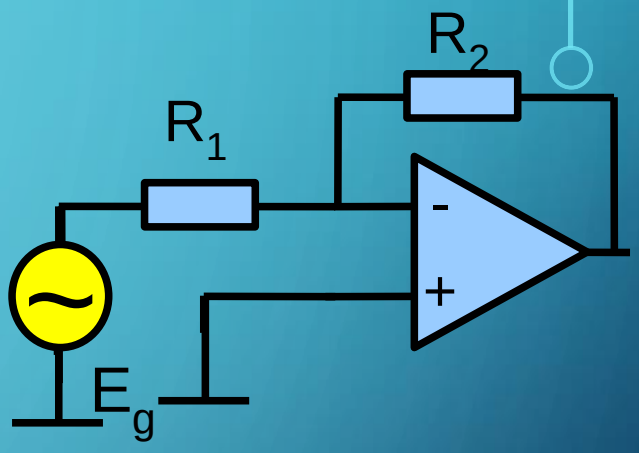
CHARAKTERYSTYKA CZĘSTOTLIWOŚCIOWA (ASYMPTOTYCZNA) WZMACNIACZA Z PĘTLĄ UJEMNEGO SZ W KONFIGURACJI ODWRACAJĄCEJ

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

$$f_{gf} = \frac{f_T}{|k_{uf}|+1}$$

$$f_{gf} = f_g \frac{k_o}{|k_{uf}|+1}$$





Przykładowo Dla µA741, gdy k_{uf}=-1 : (wtórnik odwracający)

$$f_{gf} = 5\text{Hz}\,\frac{2\cdot 10^5}{2} = 0{,}5\,MHz$$

Idea wymiany pasma i wzmocnienia jest ta sama, trzeba pamiętać o '1' w mianowniku, zwłaszcza dla małych k_{uf}, np. k_{uf}=-1

ZALEŻNOŚĆ GÓRNEJ CZĘSTOTLIWOŚCI GRANICZNEJ OD WZMOCNIENIA UKŁADU Z PĘTLĄ UJEMNEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO

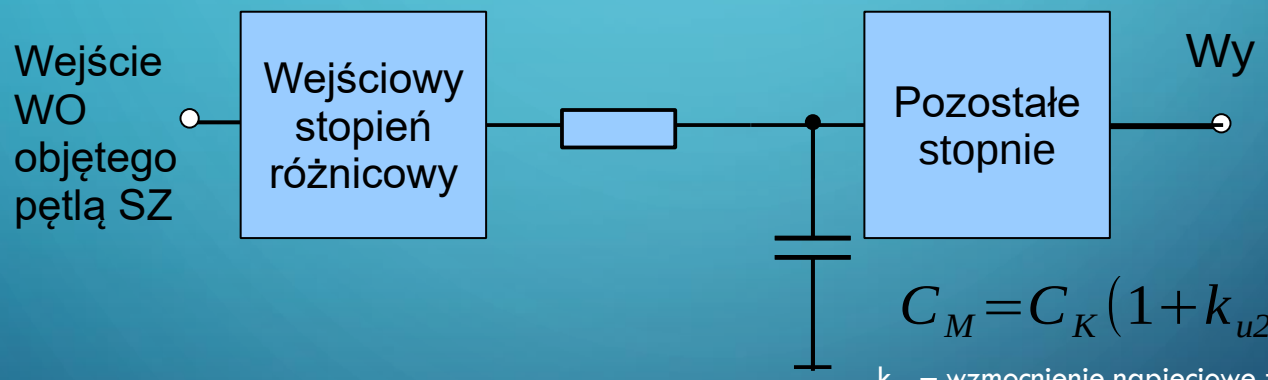
Przykładowo dla:

$$f_T = 1\text{MHz}$$

	Układ nieodwracający	Układ odwracający
$\lvert k_{uf} \rvert$	$f_{gf+} = \frac{f_T}{k_{uf0}}$	$f_{gf-} = \frac{f_T}{1+\lvert k_{uf0} \rvert}$
[V/V]	[kHz]	[kHz]
1000	1	0,999
100	10	9,9
10	100	90,9
5	200	166,7
2	500	333,3
1	1000	500

GÓRNA CZĘSTOTLIWOŚĆ GRANICZNA UKŁADU NA LABORATORIUM

- Najprostsza metoda wyznaczenia f_{gf} układu (tu WO objętego pętlą SZ), to pomiar częstotliwości przebiegu sinusoidalnego, przy którym k_{uf} spadnie o 3dB (czyli osiągnie $\frac{1}{\sqrt{2}}$ wartości nominalnej, dla tzw. średnich częstotliwości).
- Istnieje alternatywny sposób pomiaru f_{gf}. Skoro wiemy, że układ WO zachowuje się w przybliżeniu jak układ 1-go rzędu (z powodu pojemności C_M):

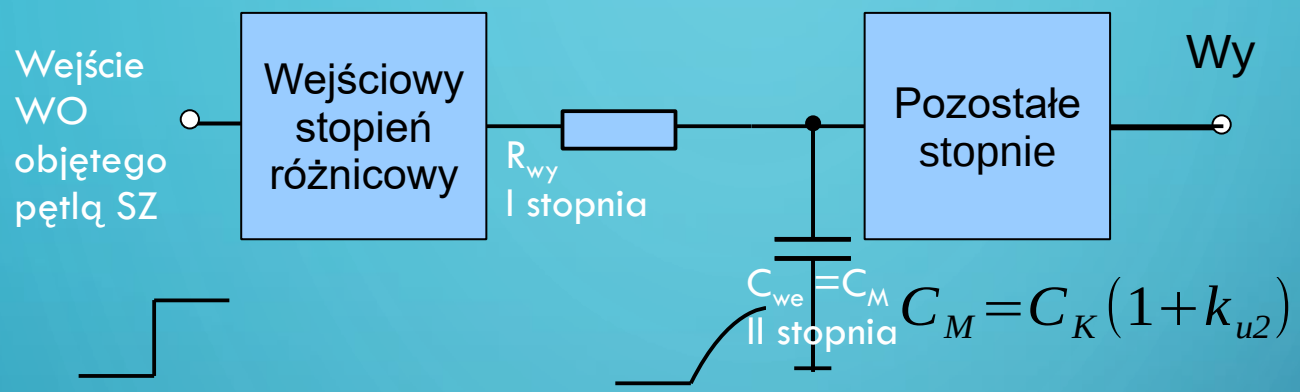


$$C_M = C_K(1 + k_{u2})$$

k_{u2} – wzmocnienie napięciowe zwykłe „środkowego" stopnia WO

...wiemy też, że odpowiedź takiego układu na skok jednostkowy powinna być wykładniczo malejąca (ujemne sprzężenie i stabilny układ). Znając czas odpowiedzi układu t_n (bo zmierzyliśmy go w laboratorium) na pobudzenie skokiem, możemy wyznaczyć f_g (w tym konkretnym przypadku f_{gf} układu ze wzmacniaczem i pętlą).

GÓRNA CZĘSTOTLIWOŚĆ GRANICZNA WO A ODPOWIEDŹ IMPULSOWA



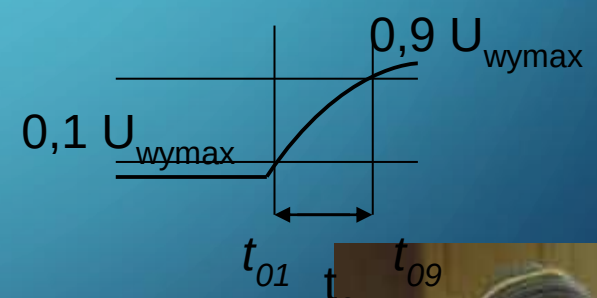
$$C_M=C_K(1+k_{u2})$$

$$\tau=\frac{1}{2\pi f_g};\tau=R_M C_M$$

$$u_{wy}=U_{wymax}\left(1-e^{\frac{-t}{\tau}}\right)$$

$$\begin{cases}0{,}1=1-e^{\frac{-t_{01}}{\tau}}\\ 0{,}9=1-e^{\frac{-t_{09}}{\tau}}\\ t_n=t_{09}-t_{01}\end{cases}$$

U_{wymax} zależy od amplitudy skoku i wzmocnienia



Podstawiamy
$u_{wy}=0{,}1U_{wymax}$ i
$u_{wy}=0{,}9U_{wymax}$

$$t_{01}=-\tau\ln(-(0{,}1-1));\quad t_{09}=-\tau\ln(-(0{,}9-1))$$

$$t_n=\tau(-\ln(1-0{,}9)+\ln(1-0{,}1))$$

$$t_n=\tau\ln\left(\frac{0{,}9}{0{,}1}\right)\rightarrow t_n=\frac{\ln(9)}{2\pi f_g}\approx\frac{0{,}35}{f_g}$$

$f_g=0{,}35/t_n$

OGRANICZENIA CZĘSTOTLIWOŚCIOWE I COŚ JESZCZE (CZYLI EFEKT SLEW-RATE)

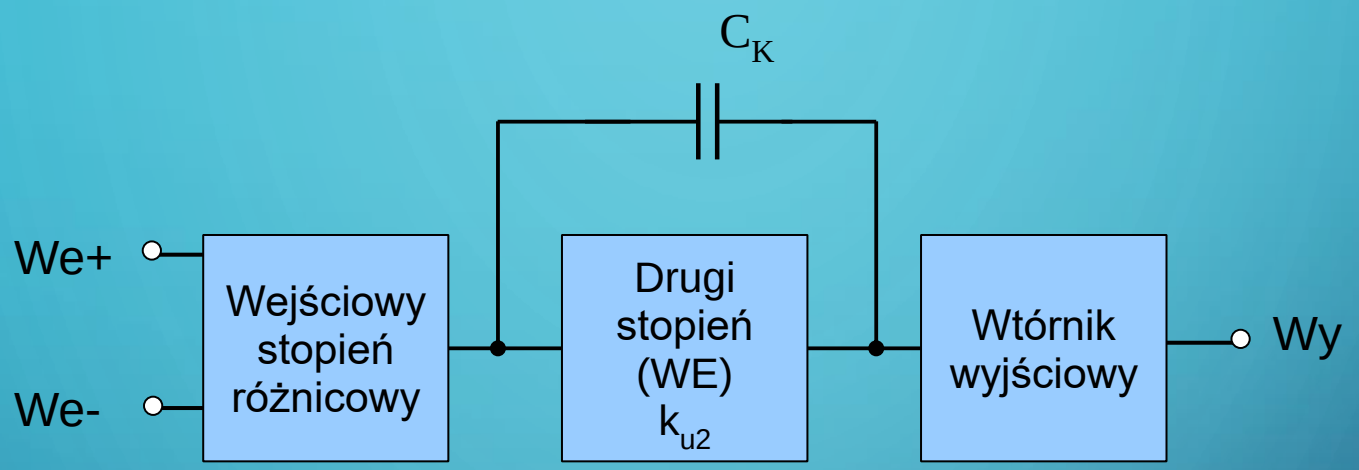
WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNE WO

- Dotychczas skupialiśmy się na właściwościach WO traktowanego jako układ SLS pierwszego rzędu;

- Okazuje się, że WO posiada także właściwości dynamiczne zgoła różniące się od zachowania układu SLS pierwszego rzędu.

- Zjawiskiem, w którym WO wykazuje właściwości nieliniowe dynamiczne jest tzw. efekt SLEW-RATE. Paradoksalnie ten nieliniowy efekt przejawia się liniowymi (prawie) zmianami w czasie napięcia wyjściowego WO.

WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNE WO: EFEKT SLEW RATE



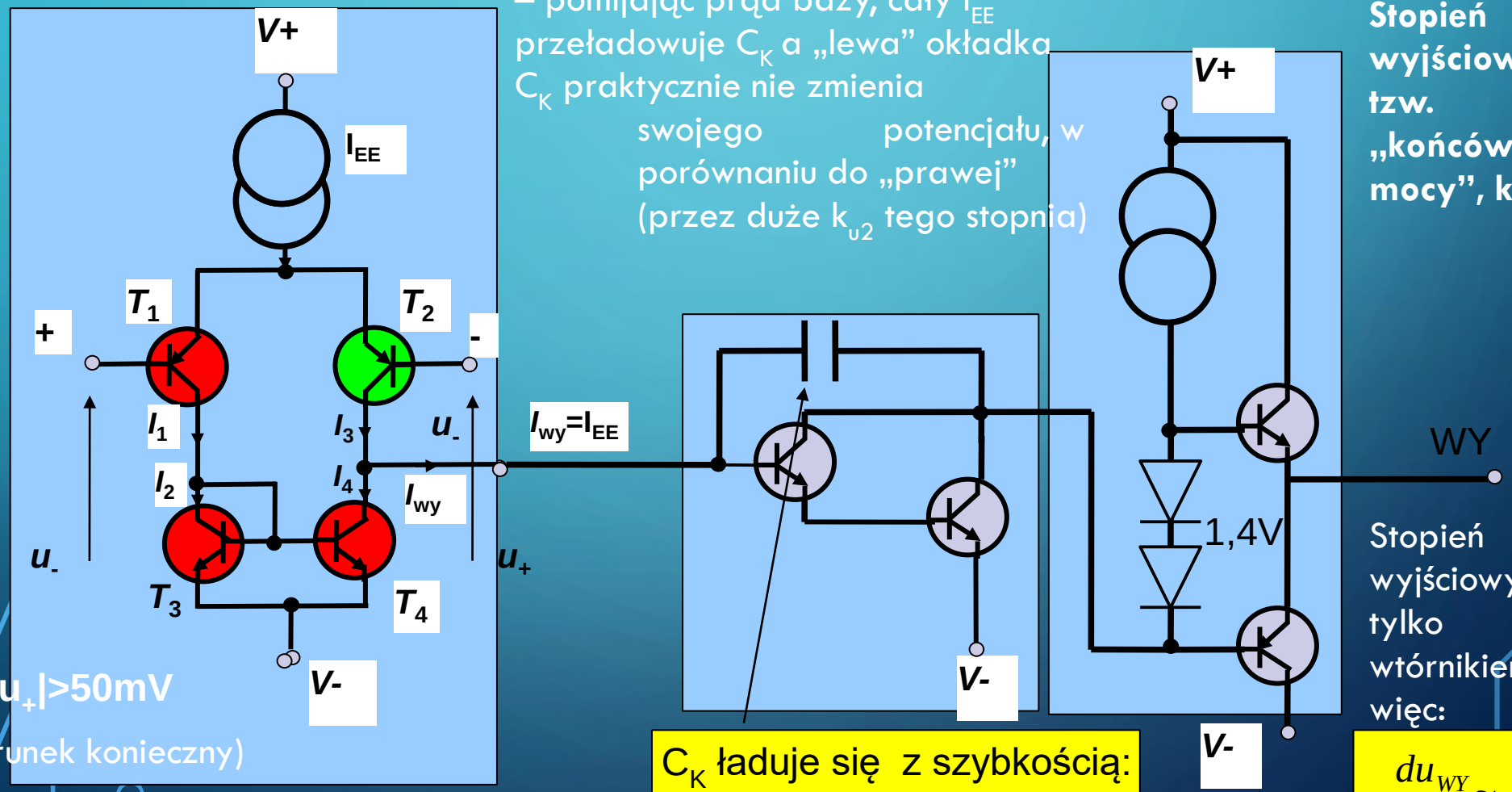
- Wyście stopnia różnicowego WO posiada ograniczoną wydajność prądową (w wyniku skończonej wydajności źródła prądowego zasilającego emitery pary różnicowej) I_{EE}.
- Jeśli napięcie wejściowe WO przekroczy wartość kilku ϕ_T (patrz szerokość strefy przełączania UR), to na wyjściu UR (z obciążeniem w postaci lustra prądowego) popłynie maksymalna i stała wartość prądu wyjściowego zbliżona do I_{EE}, wówczas pojemność C_K jest ładowana stałym prądem I_{EE}!!
- Jak wiadomo ładowanie pojemności stałym prądem powoduje LINIOWY wzrost napięcia na okładkach, a NIE wykładniczy.

EFEKT SLEW-RATE W „CZELUŚCIACH” WO

Blok WR – zatkane $T_{1/3/4}$, albo T_2 a lustro „przenosi” cały prąd kolektora T_1 do wyjścia*

Blok o dużym k_u – pomijając prąd bazy, cały I_{EE} przeładowuje C_K a „lewa” okładka C_K praktycznie nie zmienia swojego potencjału, w porównaniu do „prawej” (przez duże k_{u2} tego stopnia)

Stopień wyjściowy tzw. „końcówka mocy”, $k_{u3}\approx 1$



$|u_- - u_+| > 50mV$

(warunek konieczny)

C_K ładuje się z szybkością:

$$\frac{I_{EE}}{C_K} = \frac{du_{C_K}}{dt}$$

Stopień wyjściowy jest tylko wtórnikiem, więc:

$$\frac{du_{WY}}{dt} \approx \frac{I_{EE}}{C_K}$$

*w konkretnym przypadku T_2 oznaczono jako aktywny a T_1, T_3 i T_4 są zatkane

SLEW RATE (2) – „WIDZIANY" Z PUNKTU WIDZENIA POJEMNOŚCI MILLEROWSKIEJ C_M

- Jeśli pominiemy dużą wartość rezystancji wejściowej stopnia 2 (widzianej od strony bazy), to napięcie na pojemności C_M (czyli C_K po przekształceniu – patrz wykład WE) ma przebieg liniowy w czasie:

$$|u_{CM}(t)-u_{CM}(0)|=\frac{|I_{max}|}{C_M}t$$

I_{max} może mieć wartość zarówno dodatnią jak i ujemną w zależności od wysterowania wejścia WO, tj. $I_{max}=\pm I_{EE}$

- Napięcie to jest wzmacniane przez drugi stopień. Tak uzyskujemy przebieg napięcia wyjściowego WO:

$$|u_{WY}(t)-u_{WY}(0)|=\frac{|I_{max}||k_{u2}|}{C_M}t\approx\frac{|I_{max}|}{C_K}t$$

- Maksymalna prędkość zmian u_{WY} jest zatem ograniczona i wynosi:

$$\left|\frac{d\,u_{WY}(t)}{dt}\right|=\frac{|I_{max}|}{C_K}=SR$$

SR to ważny parametr katalogowy WO,
np. dla μA741 SR=0,6V/ μ s
a dla TL071 SR=3V/ μ s

SLEW RATE (3) – PODSUMOWANIE

- SR jest to maksymalna prędkość zmian napięcia wyjściowego w pracy tzw. wielkosygnałowej;
- Wartość ta nie może być przekroczona bez względu na wielkość sygnału wejściowego WO, bo zależy od C_k i I_{EE};
- Uwaga: często wartość SR różni się dla dodatniego i ujemnego skoku napięcia wejściowego w tym samym wzmacniaczu. Wynika to z nieco innego przepływu prądów w układzie różnicowym i drugim stopniu (np. nieidealne lustro),
  - może to być przyczyną różnic w szybkości zmian u_{WY} w układach odwracających i nieodwracających o tej samej wartości $|k_{uf}|$ zrealizowanych na tym samym WO.

SLEW RATE (4) – PODSUMOWANIE

- Wartość SR podawana jest w [V/µs];
- Typowe wartości SR są od 0,5 do kilku V/µs. Dla układu µA741 SR=0,5 V/µs; BA4558 SR>1 V/µs; TL071 SR>3 V/µs
  - taka wartość SR bywa niewystarczająca nawet w prostych zastosowaniach w paśmie akustycznym;
- Istnieją WO o SR rzędu kilku kV/µs;
- SR stanowi poważne ograniczenie dla dynamicznej pracy układu;
- Jest źródłem zniekształceń sygnału;
- WYSTĘPUJE TYLKO PRZY PRZESTEROWANIU WEJŚCIOWEGO STOPNIA RÓŻNICOWEGO – warunek konieczny (dla układów z wejściem bipolarnym amplituda sygnału >50mV).

SLEW RATE A STEROWANIE WO SYGNAŁEM SINUSOIDALNYM

- Załóżmy, że przebieg czasowy napięcia wyjściowego:

  $u_{wy}(t) = U_{WY}\sin(\omega t), \quad U_{WY} = k_{uf}U_{WE}$, a U_{WY}, U_{WE} amplitudy Największe nachylenie tego przebiegu:

$$\left|\frac{d\,u_{WY}(t)}{dt}\right|_{max} = |\omega U_{WY}\cos(\omega t)|_{max} = U_{WY}\omega = U_{WY}2\pi f$$

- Ograniczenie szybkości narastania dla sygnału sinusoidalnego na wyjściu wzmacniacza (wywołane przez SR) nie występuje dopóki spełniona jest poniższa nierówność, lub wejściowe napięcie różnicowe $U_{WEr} < 50$ mV.

$$2\pi f U_{WY} \leq SR$$

Niespełnienie obu tych warunków prowadzi do „prostowania" zboczy sygnału sinusoidalnego i w efekcie zmiany kształtu na trójkątny oraz ograniczenia amplitudy!

PRZYKŁADY
– JAK TO JEST Z TYM SR I CZASEM NARASTANIA

1.
Zaprojektuj wzmacniacz nieodwracający z WO, o k_{uf} =10. Wzmacniany sinusoidalny sygnał wejściowy ma maks. amplitudę 200 mV. Masz do dyspozycji układ BA4558 (SR=2 V/ms, f_t= 4 MHz). Jaka jest maksymalna częstotliwość niezniekształconego sygnału na wyjściu? Czy w układzie może zachodzić ef. SR?

2.
Zaprojektuj wzmacniacz nieodwracający z WO, o k_{uf} =10. Wzmacniany sinusoidalny sygnał wejściowy to przebieg prostokątny o amplitudzie 200 mV. Masz do dyspozycji układ BA4558 (SR=2V/ms, f_t= 4 MHz). Jaka jest maksymalna częstotliwość niezniekształconego sygnału na wyjściu? Czy w układzie może zachodzić ef. SR?

3.
Zaprojektuj wzmacniacz nieodwracający z WO, o k_{uf} =10. Wzmacniany sinusoidalny sygnał wejściowy to przebieg prostokątny o amplitudzie 20 mV. Masz do dyspozycji układ BA4558 (SR=2V/ms, f_t= 4 MHz). Jaka jest maksymalna częstotliwość niezniekształconego sygnału na wyjściu? Czy w układzie może zachodzić ef. SR?

STEROWANIE WO SYGNAŁEM PROSTOKĄTNYM – PRZYPADEK NIESPEŁNIONEGO WARUNKU SR, CZYLI ZWYKŁA GÓRNA CZĘSTOTLIWOŚĆ GRANICZNA

- Jeśli na wejście WO podamy skok napięcia o małej amplitudzie, to na wyjściu uzyskamy odpowiedź układu jednobiegunowego (I rzędu) na pobudzenie 1(t) (skokiem jednostkowym):

$$u_{wy}(t) = U_{wymax}\left(1 - e^{\frac{-t}{\tau}}\right) \qquad gdzie \quad \tau = \frac{1}{\omega_{gf}} \qquad \omega_{gf} = 2\pi f_{gf}$$

U_{wymax} Napięcie w stanie ustalonym na wyjściu

- W tej sytuacji maksymalna szybkość narastania napięcia wyjściowego opisana jest przez:

$$\left|\frac{d\,u_{WY}(t)}{dt}\right|_{max} = \left|\frac{U_{wymax}}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}\right|_{t=0} = \frac{U_{wymax}}{\tau} = U_{wymax} 2\pi f_{gf}$$

- I nie ma nic wspólnego z częstotliwością przebiegu na wejściu!

STEROWANIE WO SYGNAŁEM PROSTOKĄTNYM – PRZYPADEK NIESPEŁNIONEGO WARUNKU SR (2)

- Jeśli

$U_{WEr}<50mV$

To nie wystąpi efekt SR!

- Jeśli

$U_{WE}>50mV$

To efekt SR wystąpi zawsze dla przebiegu prostokątnego (w WO z układem różnicowym bipolarnym)!

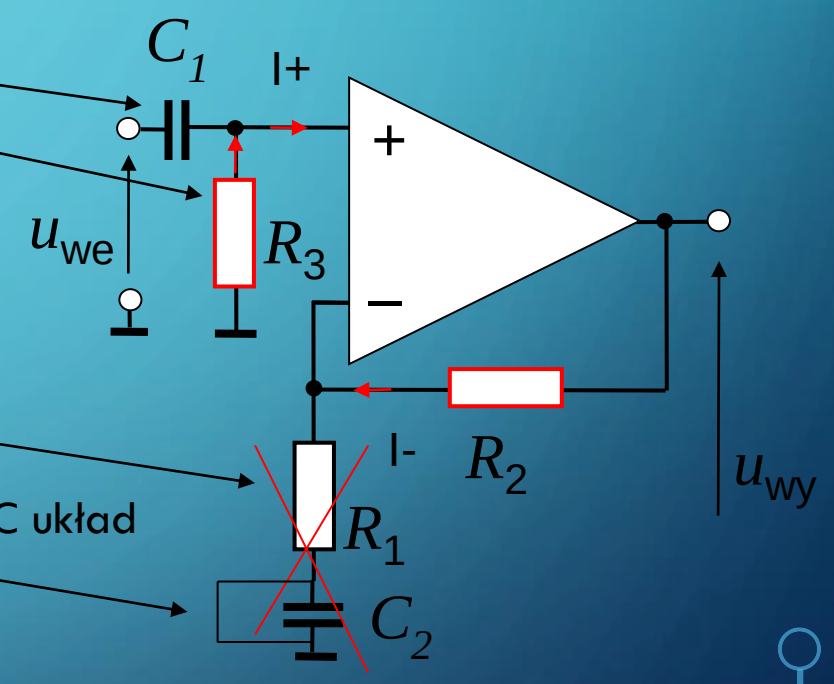
INNE PRAKTYCZNE ZASTOSOWANIA WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

WZMACNIACZ ODSEPAROWANY DLA SKŁADOWEJ STAŁEJ OD ŹRÓDŁA SYGNAŁU

Pojemność C_1 doprowadza sygnał przemienny do wejścia '+'. Rezystor R_3 wymusza polaryzację wejścia '+' zapewniając przepływ prądu polaryzacji.

Dla składowych stałych układ pracuje jako wtórnik – sekcja z rezystorem R_1 jest odłączona przez reaktancję kondensatora. Prąd polaryzacji wejścia '-' płynie przez rezystor R_2 z wyjścia.

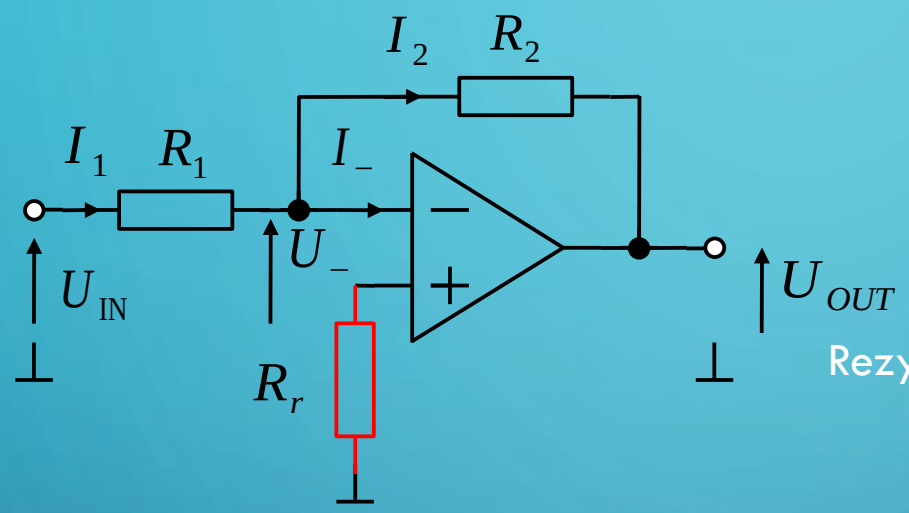
Dla składowych przemiennych C_2 jest „zwarciem" i dla AC układ jest objęty „klasyczną" pętlą sprzężenia zwrotnego



Uwaga w tym układzie praktycznie „znika" problem wejściowego napięcia niezrównoważenia! SZ samo niweluje napięcie niezrównoważenia.

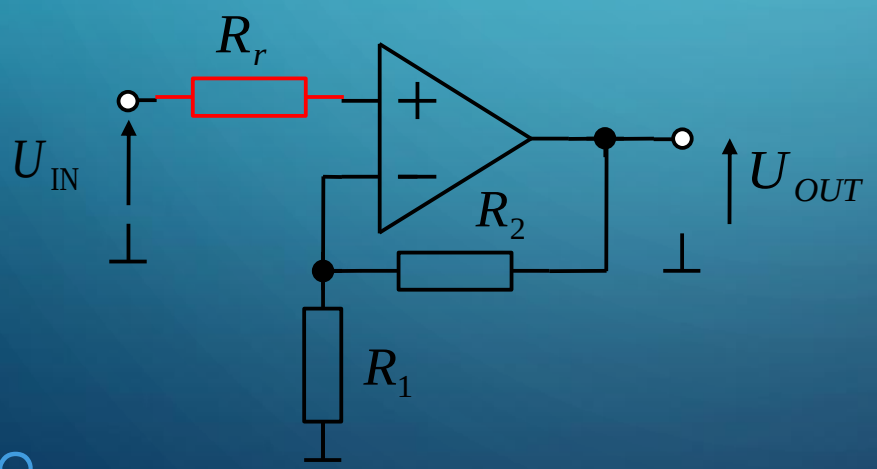
Tylko składowa DC

REZYSTANCJA KOMPENSUJĄCA WPŁYW PRĄDÓW WEJŚCIOWYCH (POLARYZACJI), W „STANDARDOWYCH” PRAKTYCZNYCH KONFIGURACJACH WO



Rezystancja jaką „widzi” wejście odwracające:

$$R_r = R_1 \| R_2$$



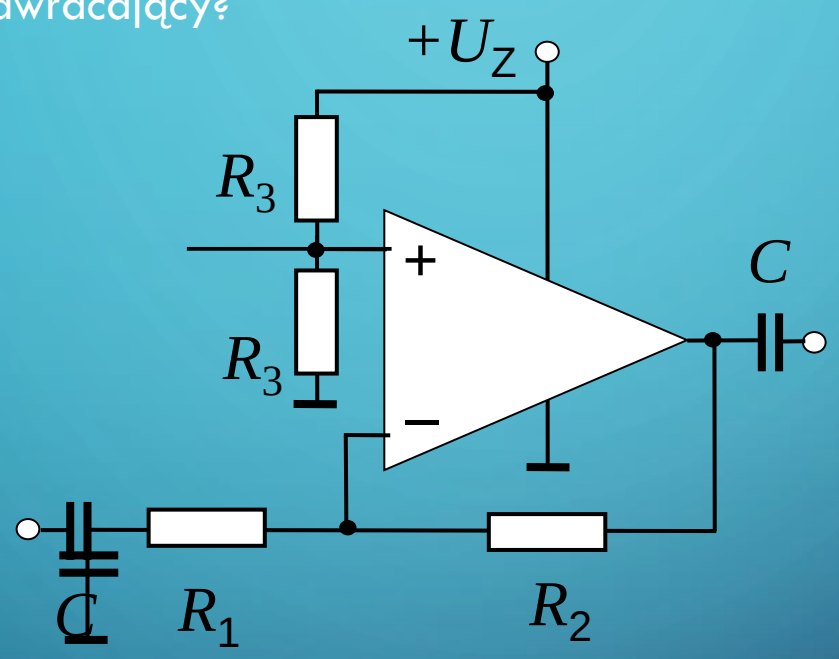
Dlaczego?

A co z przykładem z poprzedniego slajdu?

* R_r jest też często oznaczana jako R_3

A CO GDY MAMY TYLKO JEDNO ŹRÓDŁO ZASILANIA? WZMACNIACZ ZASILANY NIESYMETRYCZNIE

W jaki sposób „przerobić” ten układ aby uzyskać układ nieodwracający?



Czy taka konfiguracja może już poprawnie działać?

Niekoniecznie!
...co jeśli np. $R_2/R_1=100$?

Więc dodajmy jeszcze jeden element...

W jaki sposób dobrać rezystory R_3?

ANALOGOWE CAŁKOWANIE I RÓŻNICZKOWANIE

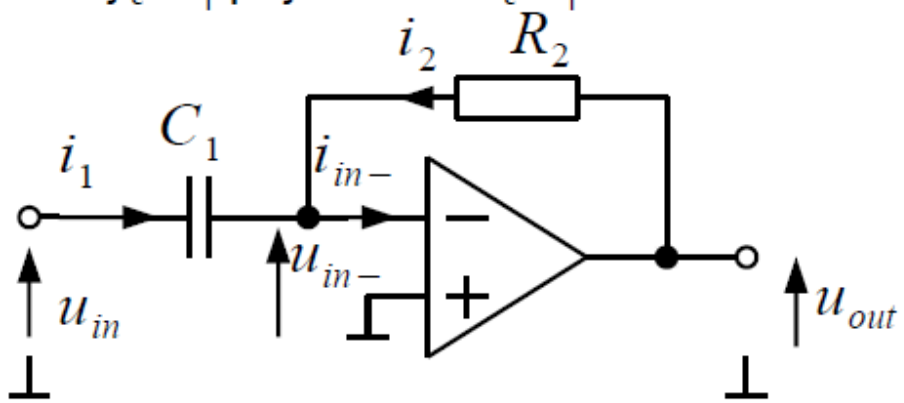
WZMACNIACZ OPERACYJNY W UKŁADACH FUNKCYJNYCH

- Układy różniczkujące – przenoszą (wzmacniają) gwałtowne zmiany napięć, w praktyce zachowują się jak filtry górnoprzepustowe, przeanalizujemy układy:
  - teoretyczny
  - praktyczny.

- Układy całkujące – zachowują się jak filtry dolnoprzepustowe, przeanalizujemy układy:
  - teoretyczny
  - praktyczny.

WZMACNIACZ RÓŻNICZKUJĄCY – TEORETYCZNY

Zastępujemy rezystancję R_1 pojemnością C_1



Podejście uproszczone:

Jeśli $k_{u0} \to \infty$, to dla każdego skończonego U_{OUT}, $U_{IN+} - U_{IN-} \to 0$

Dlatego możemy założyć: $U_{IN-} \approx 0$

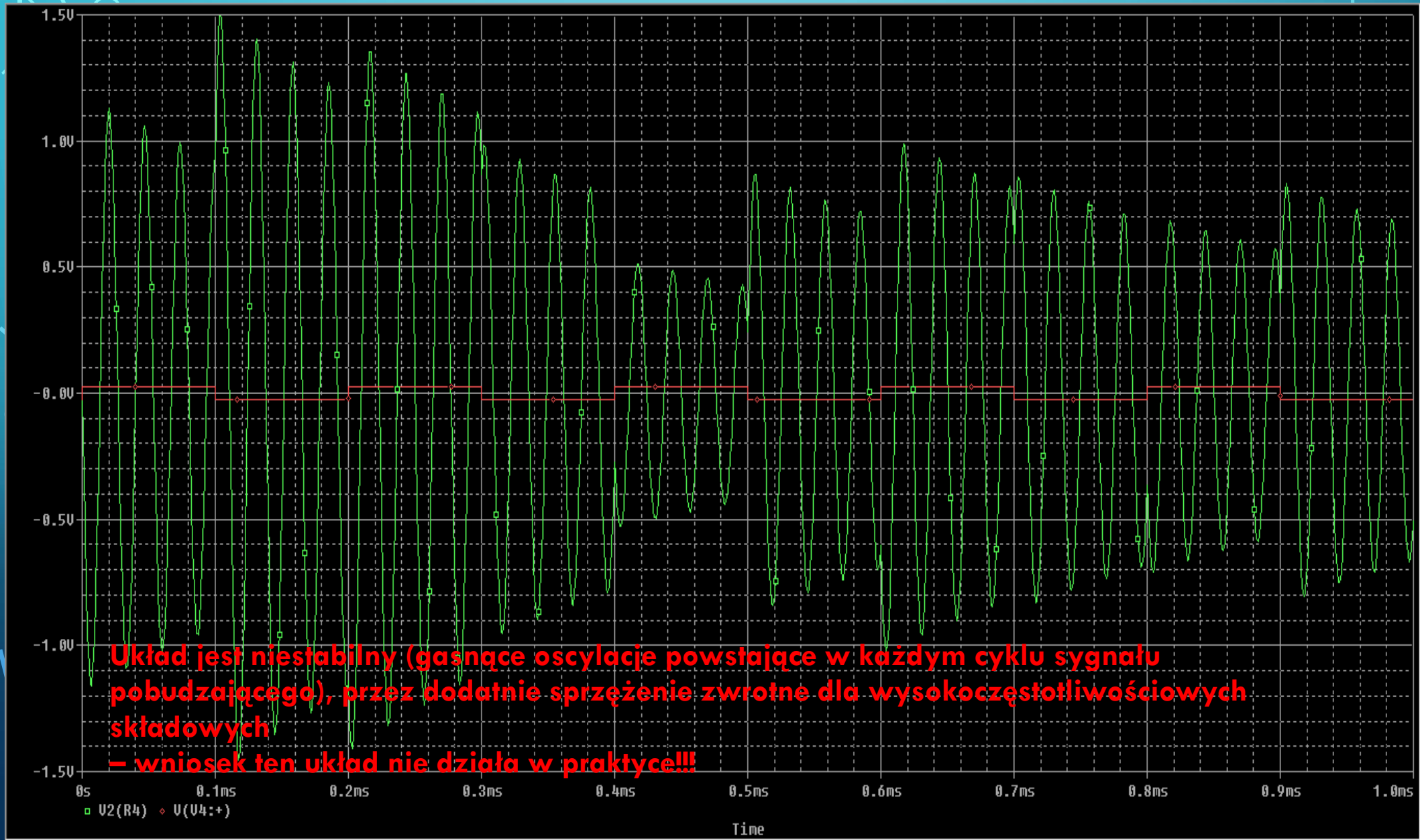
Dodatkowe założenia: $i_{in-} = 0$ $\quad i_1 + i_2 = 0$ $\quad i_1 = -i_2$

Zauważmy, że: $u_{out} = i_2 R_2$ $\quad i_1 = C_1 \frac{du_{in}}{dt}$

Stąd:

$$u_{out} = -R_2 C_1 \frac{du_{in}}{dt}$$

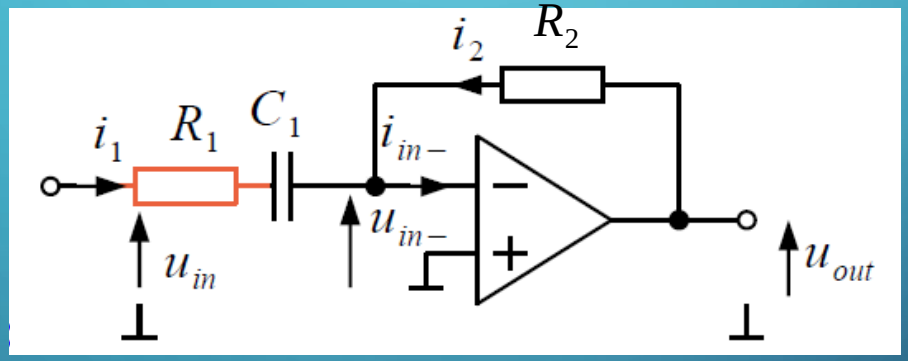
WZMACNIACZ RÓŻNICZKUJĄCY – TEORETYCZNY – ANALIZA TRANSIENT W PSPICE



Układ jest niestabilny (gasnące oscylacje powstające w każdym cyklu sygnału pobudzającego), przez dodatnie sprzężenie zwrotne dla wysokoczęstotliwościowych składowych
– wniosek ten układ nie działa w praktyce!!!

WZMACNIACZ RÓŻNICZKUJĄCY (PRAKTYCZNY)

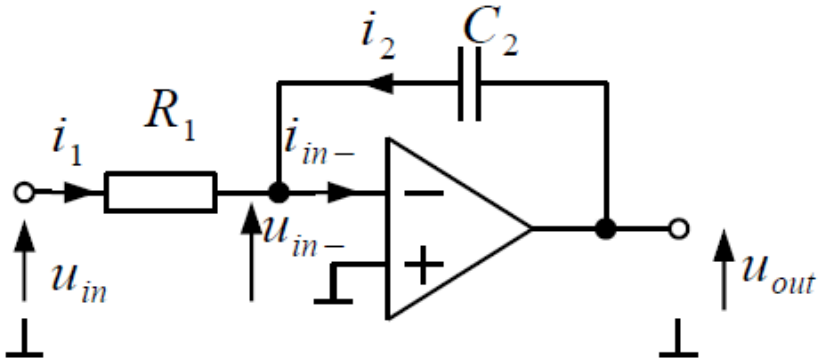
Impedancja wejściowa układu z poprzedniej strony jest równa reaktancji C_1 (zatem maleje ze wzrostem częstotliwości).
Poza tym dla dużych częstotliwości obwód R_1C_2 przesuwa fazę sygnału o kolejne 90° co może prowadzić do zmiany sprzężenia na dodatnie dla wyższych częstotliwości.



W praktyce dla zapewnienia stabilnej pracy układu szeregowo z pojemnością C_1 musimy dołączyć rezystancję R_1.
Rezystancja R_1 powoduje, że układ różniczkuje poprawnie tylko w zakresie częstotliwości, dla których rezystancja R_1 jest zaniedbywalnie mała w porównaniu z reaktancją C_1. Dla wysokich częstotliwości wzmocnienie układu wynika z ilorazu R_2/R_1.

WZMACNIACZ CAŁKUJĄCY – TEORETYCZNY

Zastępujemy rezystancję R_2 pojemnością C_2



Podejście uproszczone:

Jeśli $k_{u0} \to \infty$, to dla każdego skończonego U_{OUT}, $U_{IN+} - U_{IN-} \to 0$

Dlatego możemy założyć: $U_{IN-} \approx 0$

Dodatkowe założenia: $i_{in-} = 0$ $\quad i_1 + i_2 = 0$ $\quad i_1 = -i_2$

Zauważmy, że: $i_2 = C_2 \dfrac{du_{out}}{dt}$ $\quad i_1 = u_{in} / R_1$

Stąd:

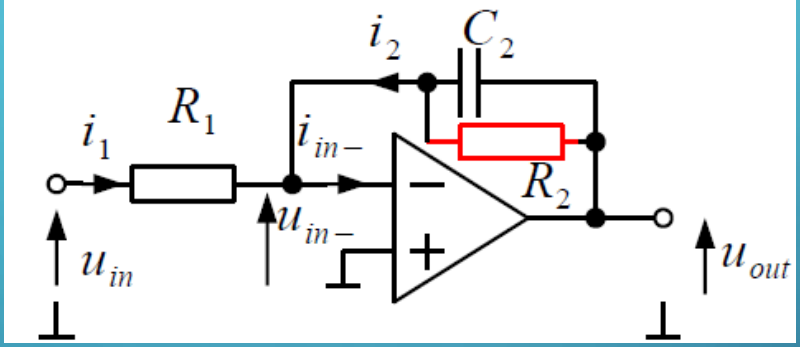
$$\frac{du_{out}}{dt} = \frac{-u_{in}}{R_1 C_2}$$

Ostatecznie:

$$u_{out} = \frac{-1}{R_1 C_2} \int u_{in}\, dt$$

WZMACNIACZ CAŁKUJĄCY (PRAKTYCZNY)

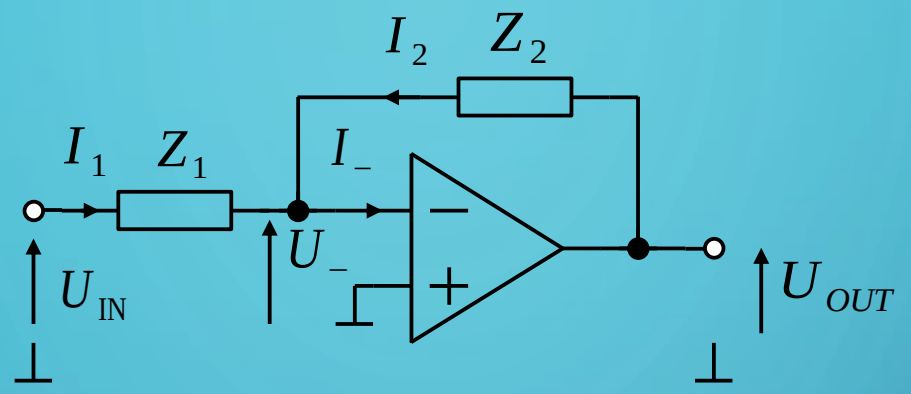
W praktyce układ z poprzedniej strony nie będzie działał poprawnie, gdyż dla składowej stałej reaktancja C_2 dąży do nieskończoności. Uzyskujemy zatem układ WO z otwartą pętlą sprzężenia!!! Zatem napięcie niezrównoważenia lub szumy/zakłócenia na wejściu układu spowodują „nasycanie" wzmacniacza.



Dla zapewnienia poprawnej pracy układu równolegle z pojemnością C_2 musimy dołączyć rezystancję R_2. Rezystor R_2 powoduje, że układ całkuje poprawnie tylko w zakresie częstotliwości, w których rezystancja R_2 jest znacznie większa od reaktancji C_2.

Zwróć uwagę, że dla niskich częstotliwości reaktancja C_2 staje się nieskończona i układ pracuje jak zwykły WO z pętlą ujemnego SZ.

KSZTAŁTOWANIE CHARAKTERYSTYKI CZĘSTOTLIWOŚCIOWEJ W UKŁADACH Z WO

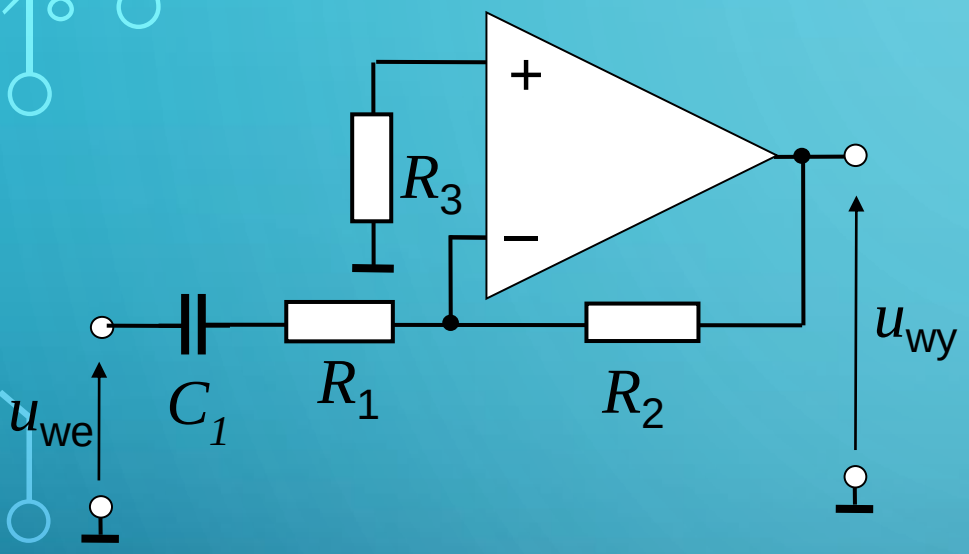


Jeśli zamiast rezystorów R_1 i R_2 użyjemy dwójników o impedancji Z_1 i Z_2 zależnej od częstotliwości, to będziemy mogli stworzyć układ wzmacniacza o kształtowanej charakterystyce częstotliwościowej (co robiliśmy już „nieświadomie” w układzie całkującym i różniczkującym):

$$k_u(j\omega)=\frac{-Z_2(j\omega)}{Z_1(j\omega)}$$

Dla poprawnego działania układu, moduł impedancji Z_1 nie powinien maleć do zera dla dużych częstotliwości, oraz moduł impedancji Z_2 nie powinien rosnąć do nieskończoności, dla częstotliwości dążącej do zera.
W trakcie projektowania takich układów należy koniecznie uwzględnić właściwości. częstotliwościowe samego WO (pamiętać m.in. o f_g i f_{gf})

ANALIZA AC UKŁADU RÓŻNICZKUJĄCEGO (PRAKTYCZNEGO)



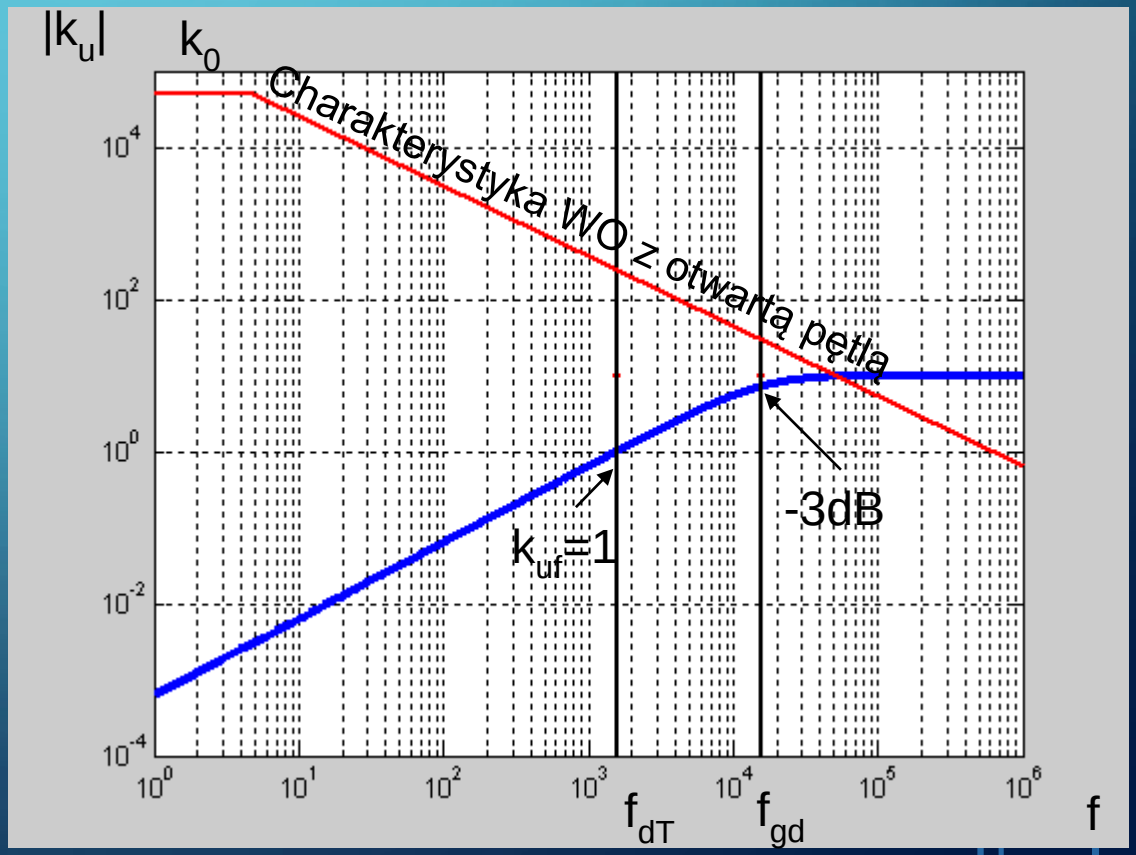
C_2=10nF R_2=10kΩ R_1=1kΩ

$$k_{uf} = -\frac{Z_2}{Z_1} \qquad Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} + R_1 \qquad Z_2 = R_2$$

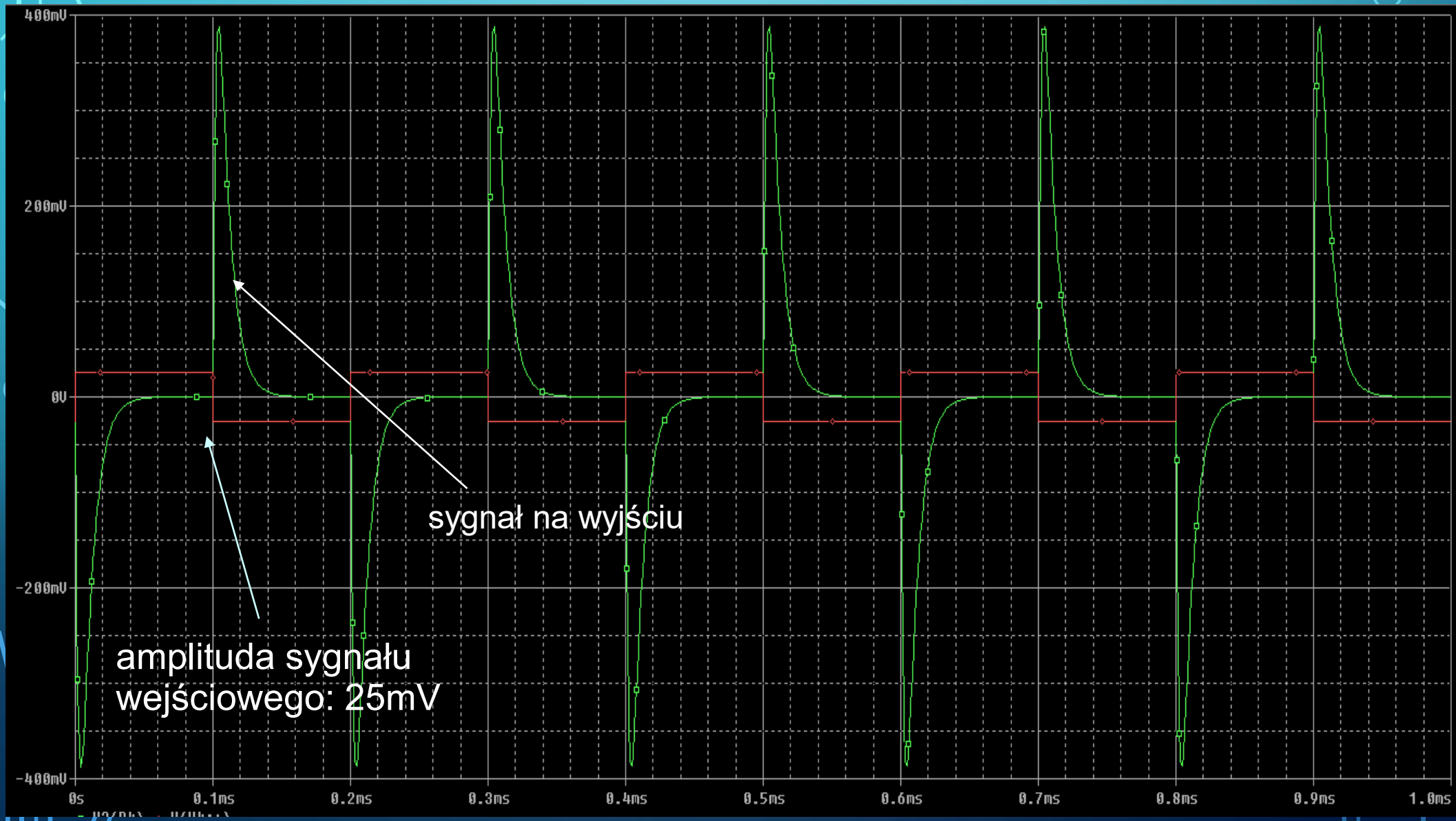
$$k_{uf} = -\frac{R_2}{\frac{1}{j\omega C_1} + R_1} = -\frac{j\omega C_1 R_2}{1 + j\omega C_1 R_1}$$

$$f_{gd} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$$

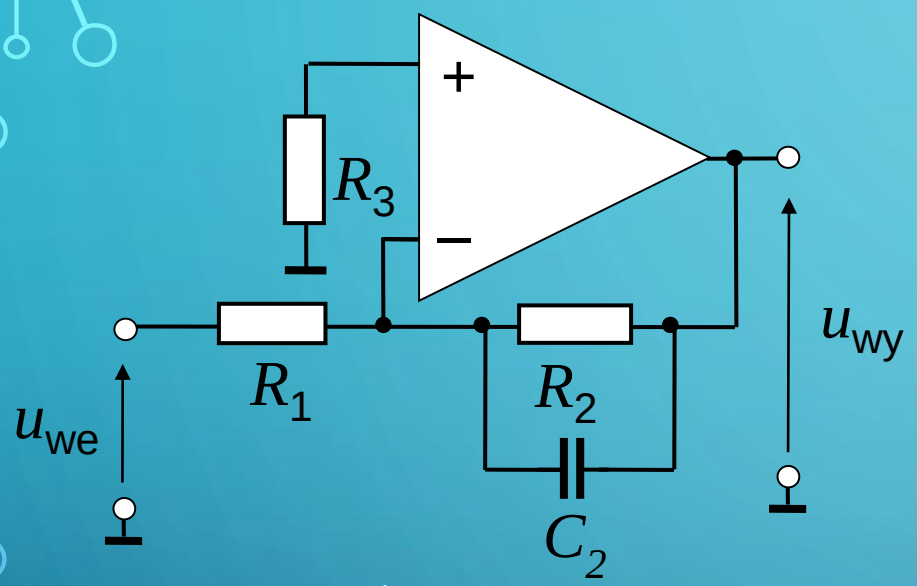
$$f_{dT} = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}$$



ANALIZA TRANSIENT UKŁADU RÓŻNICZKUJĄCEGO (PRAKTYCZNEGO) W PSPICE



ANALIZA AC UKŁADU CAŁKUJĄCEGO (PRAKTYCZNEGO)



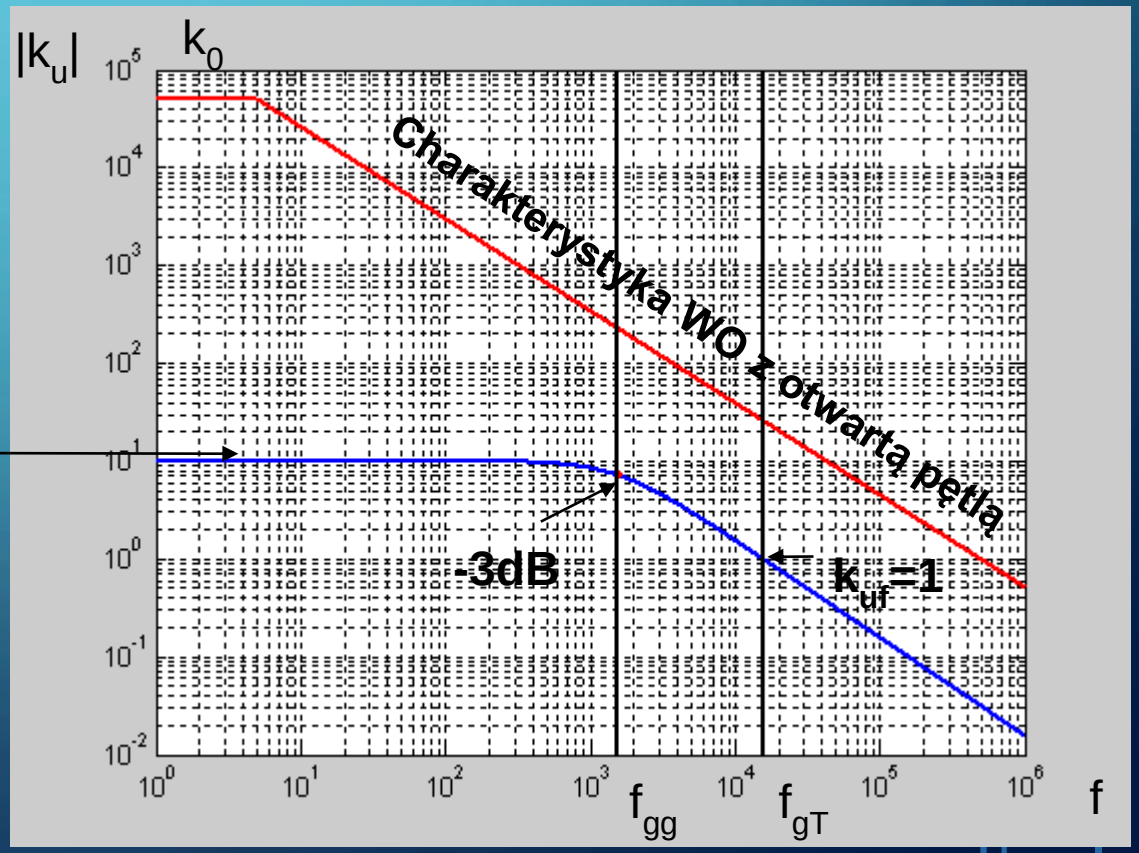
C_2=10nF R_2=10kΩ R_1=1kΩ

$$k_{uf} = -\frac{Z_2}{Z_1} \qquad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}||R_2 \qquad Z_1 = R_1$$

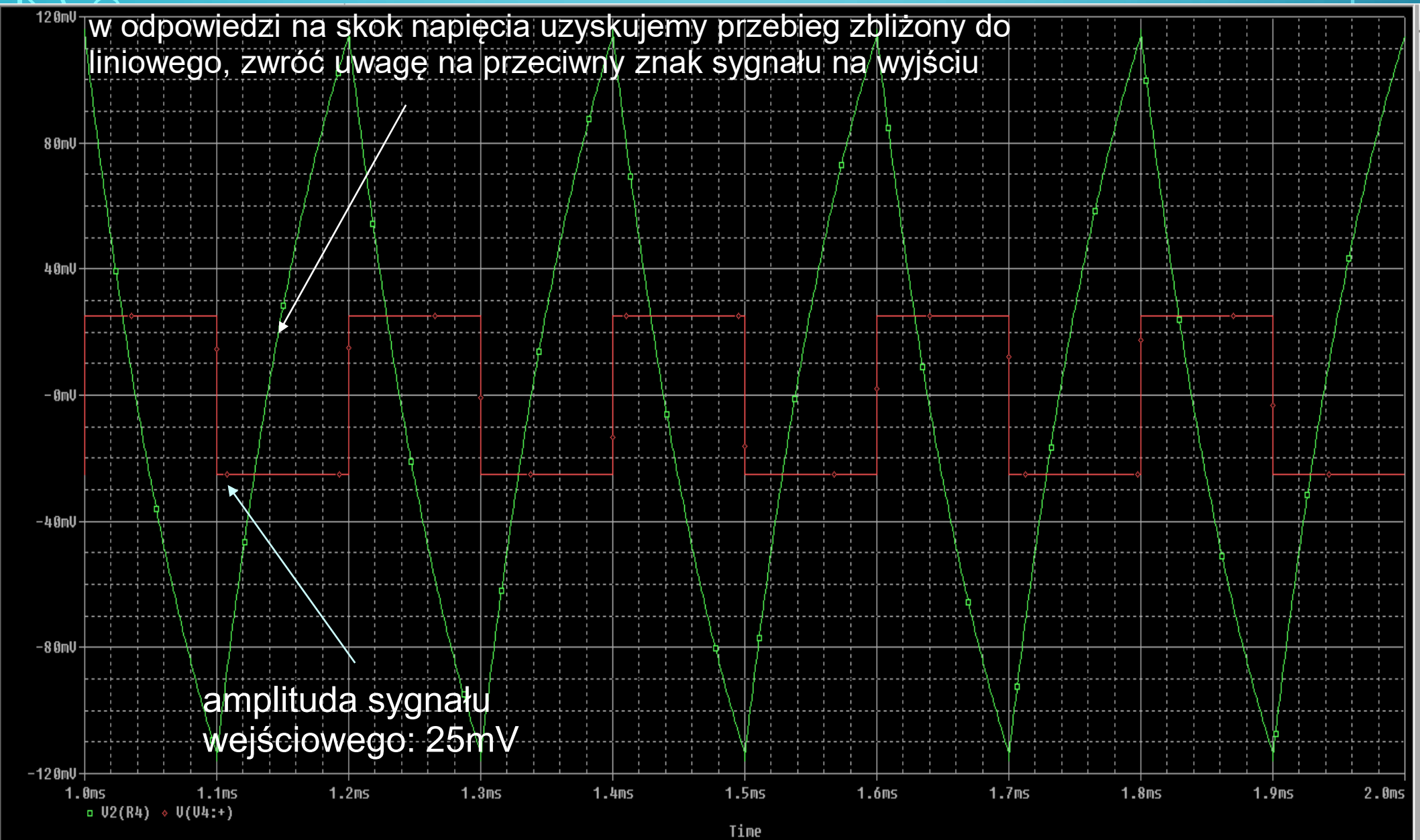
$$k_{uf} = -\frac{\frac{1}{j\omega C_2 + \frac{1}{R_2}}}{R_1} = -\frac{1}{j\omega C_2 R_1 + \frac{R_1}{R_2}}$$

$$f_{gg} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$$

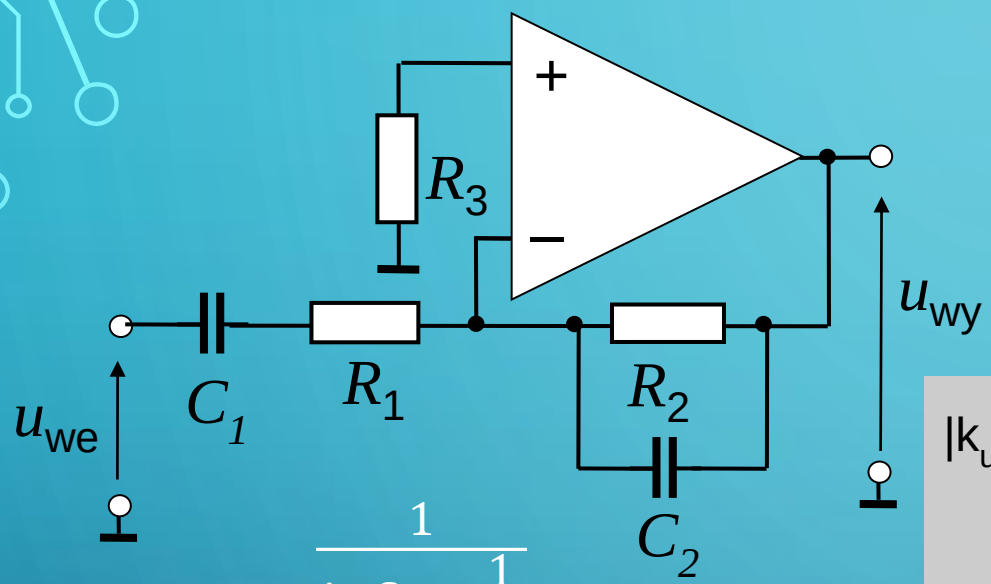
$$f_{gT} = \frac{1}{2\pi C_2 R_1}$$



ANALIZA TRANSIENT UKŁADU CAŁKUJĄCEGO PRAKTYCZNEGO W PSPICE –KRÓTKI OKRES PRZEBIEGU PROSTOKĄTNEGO



ANALIZA UKŁADU PROPORCJONALNO-RÓŻNICZKUJĄCO-CAŁKUJĄCEGO – FILTR ŚRODKOWOPRZEPUSTOWY



C_1=1μF C_2=47pF R_2=47kΩ R_1=1kΩ

$$k_{uf} = -\frac{Z_2}{Z_1} \qquad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} || R_2 \qquad Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} + R_1$$

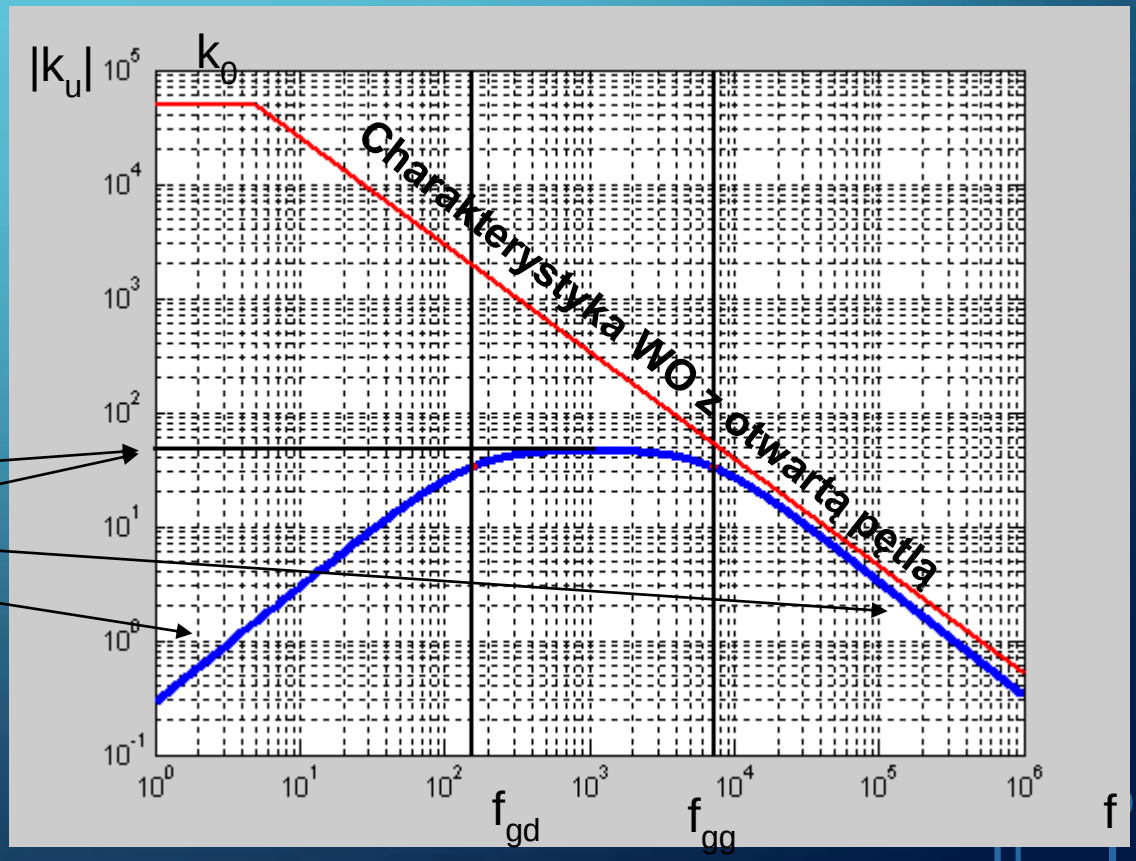
$$k_{uf} = -\frac{\dfrac{1}{j\omega C_2 + \dfrac{1}{R_2}}}{\dfrac{1}{j\omega C_1} + R_1} =$$

$$= \frac{1}{\dfrac{C_2}{C_1} + \dfrac{1}{j\omega C_1 R_2} + j\omega C_2 R_1 + \dfrac{R_1}{R_2}}$$

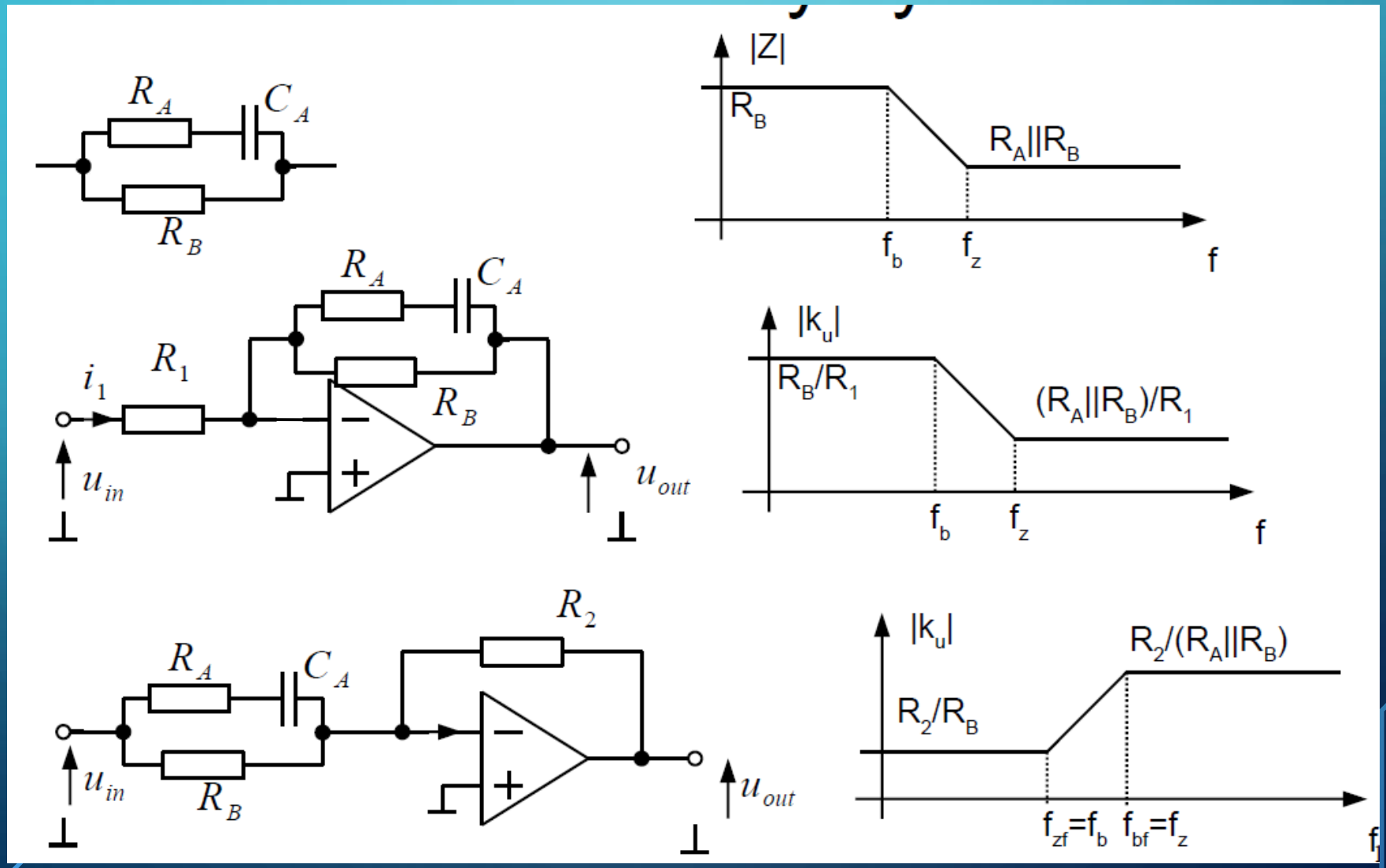
Jeśli $f_{gg} >> f_{gd}$:

$$f_{gg} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$$

$$f_{gd} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$$



PRZYKŁADY INNYCH UKŁADÓW O KSZTAŁTOWANEJ CHARAKTERYSTYCE CZĘSTOTLIWOŚCIOWEJ – PRZYDATNE NA LABORATORIUM



WZMACNIACZ OPERACYJNY:

PODSUMOWANIE ISTOTNYCH ZAGADNIEŃ

- **Wzmacniacz operacyjny idealny:**
  - Pętla ujemnego sprzężenia w układzie odwracającym i nieodwracającym – jak działa, na co wpływa;
  - Pętla dodatniego sprzężenia zwrotnego na przykładzie przerzutnika Schmitta, pętla histerezy;
- **Wzmacniacz operacyjny rzeczywisty:**
  - Prąd polaryzacji wejść, prąd niezrównoważenia i napięcie niezrównoważenia – na co wpływają;
  - Ograniczenia maks. i min. napięć wejściowych i wyjściowych;
  - Pole wzmocnienia i górna częstotliwość graniczna;
  - Slew-Rate (wyjaśnienie zjawiska, kiedy występuje);
  - Kształtowanie charakterystyk AC (częstotliwościowych);
  - Podstawowe układy z WO:
    - układ odwracający i nieodwracający,
    - precyzyjne źródło prądowe z tranzystorem bipolarnym i unipolarnym,
    - wzmacniacz operacyjny zasilany z pojedynczego bieguna,
    - rzeczywisty układ całkujący i różniczkujący.