

## 1.2. Podstawowy układ zasilania tranzystora bipolarnego

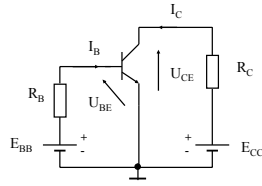
W procesie projektowania układów zasilania tranzystora bipolarnego możemy mieć do czynienia z dwoma przypadkami :

- dla danych wartości elementów układu zasilania mamy wyznaczyć punkt pracy tranzystora,
- dla danego punktu pracy mamy obliczyć wartości elementów układu zasilania.

W pierwszym przypadku wyznaczenie punktu pracy może być dokonane :

- za pomocą programu komputerowego (np. P-Spice),
- metodą graficzną na podstawie charakterystyk statycznych zastosowanych elementów aktywnych.

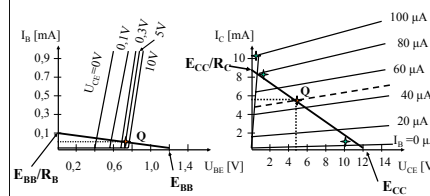
### 1.2.1. Metoda graficzna wyznaczenia punktu pracy tranzystora bipolarnego.



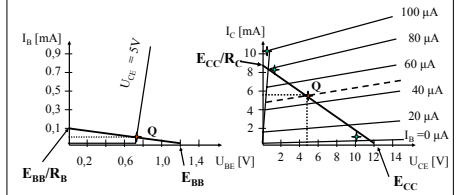
Rys. 1.2.1.1 - Prosty układ zasilania tranzystora bipolarnego n-p-n z dwu baterii.

$$U_{BE} = E_{BB} - I_B R_B \quad (1.2.1.1)$$

$$U_{CE} = E_{CC} - I_C R_C \quad (1.2.1.2)$$



Rys.1.2.1.2. - Charakterystyki robocze dla składowych stałych tranzystora bipolarnego przy temperaturze 25 ° C



Rys. 1.2.1.3. Wyznaczanie punktu pracy tranzystora bipolarnego na podstawie uproszczonej charakterystyki obwodu wejściowego

### 1.2.2. Wyznaczanie wartości elementów układu zasilania tranzystora bipolarnego dla danego punktu pracy

Mamy zadany punkt pracy

$$U_{CE} = U_{CEQ} ; I_C = I_{CQ} ; U_{BE} = U_{BEQ} ; I_B = I_{BQ}$$

Należy wyznaczyć wartości elementów układu

$$E_{CC} = ? ; R_C = ? ; E_{BB} = ? ; R_B = ?$$

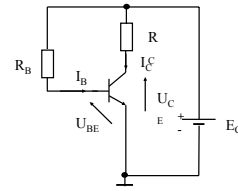
$$U_{BEQ} = E_{BB} - R_B I_{BQ} \quad (1.2.2.1)$$

$$U_{CEQ} = E_{CC} - R_C I_{CQ} \quad (1.2.2.2)$$

Mamy zatem 4 niewiadome wartości ( $E_{BB}$ ,  $E_{CC}$ ,  $R_C$ ,  $R_B$  i tylko (na tym etapie rozważań) dwa równania.

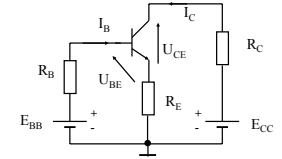
Musimy zatem, dla uzyskania danego punktu pracy przyjąć dwie wielkości jako dane (przy czym muszą to być wielkości z dwu różnych równań), a pozostałe dwie wielkości obliczyć z równań (1.2.2.1) i (1.2.2.2).

Szczególnym przypadkiem układu zasilania dwubaterijnego jest układ



Rys. 1.2.2.1. - Wersja układu z rysunku 1.2.1.1. dla  $E_{BB} = E_{CC}$

### 1.3. Układ zasilania tranzystora bipolarnego z rezystorem w emiterze



Rys. 1.3.1. Układ zasilania tranzystora bipolarnego n-p-n z dwu baterii z rezystorem w emiterze

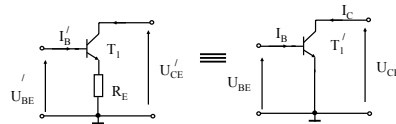
Podobnie jak poprzednio mamy do czynienia z dwoma przypadkami :

- dla danych wartości elementów układu zasilania mamy wyznaczyć punkt pracy tranzystora,
- dla danego punktu pracy mamy obliczyć wartości elementów układu zasilania.

Postępowanie w przypadku pierwszym jest podobne do postępowania podanego w pkt. 1.2.1, z tą różnicą, że charakterystyki tranzystora muszą być tak przeskalowane, aby uwzględnić wpływ rezystora  $R_E$

W przypadku drugim, wykorzystujemy równania opisujące układ z rys. 1.3.1.

### 1.3.1. Metoda graficzna wyznaczenia punktu pracy tranzystora bipolarnego z rezystorem emiterowym $R_E$ .



Rys. 1.3.1.1. Układ do wyznaczania charakterystyk wejściowych i wyjściowych tranzystora zastępczego  $T_1'$

### 1.3.2. Wyznaczanie wartości elementów układu zasilania tranzystora bipolarnego z rezystorem emiterowym dla danego punktu pracy

$$U_{BE} = E_{BB} - I_B R_B - I_E R_E \quad (1.3.2.1)$$

$$U_{CE} = E_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \quad (1.3.2.2)$$

A ponieważ  $I_E = I_C + I_B$  (1.3.2.3)

Otrzymujemy

$$U_{BE} = E_{BB} - I_B (R_B + R_E) - I_C R_E \quad (1.3.2.4)$$

$$U_{CE} = E_{CC} - I_B R_E - I_C (R_E + R_C) \quad (1.3.2.5)$$

Jeśli chcemy uzyskać zadany punkt pracy, tzn.

$$U_{BE} = U_{BEQ} ; U_{CE} = U_{CEQ} ; I_C = I_{CQ} ; I_B = I_{BQ}$$

wówczas muszą być spełnione równania

$$U_{BEQ} = E_{BB} - I_{BQ} (R_B + R_E) - I_{CQ} R_E \quad (1.3.2.6)$$

$$U_{CEQ} = E_{CC} - I_{BQ} R_E - I_{CQ} (R_E + R_C) \quad (1.3.2.7)$$

Podobnie jak poprzednio mamy tylko dwa równania i pięć niewiadomych wartości elementów układu, tzn.  $E_{BB}$ ,  $E_{CC}$ ,  $R_C$ ,  $R_B$ ,  $R_E$ .

Na tym etapie rozważań musimy zatem przyjąć jako dane 3 wartości elementów układu (nie mogą to być wartości z jednego równania), a pozostałe dwie wartości elementów układu obliczyć.

Przykład :

Należy wyliczyć wartości elementów układu z rys. 1.3.1, tak aby otrzymać następujący punkt pracy :

$$U_{CEQ} = 0,65 \text{ V} ; U_{CEQ} = 2,5 \text{ V} ; I_{BQ} = 0,05 \text{ mA} ; I_{CQ} = 2,5 \text{ mA}$$

Załóżmy, że dane są wartości następujących elementów :

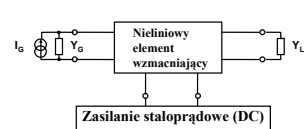
$$R_C = 1 \text{ k}\Omega ; R_E = 500 \Omega ; R_B = 7 \text{ k}\Omega.$$

Z równań 1.3.2.6 i 1.3.2.7 obliczamy pozostałe dwie wartości elementów układu :

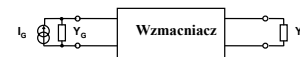
$$E_{BB} = 1,975 \text{ V} \text{ i } E_{CC} = 6,275 \text{ V}$$

## 4. Podstawowe układy wzmacniaczy

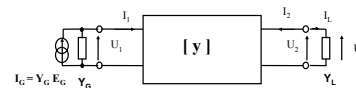
### 4.1. Wzmacniacz jako czwórnik, parametry robocze



Rys. 4.1.1. Ogólny schemat blokowy wzmacniacza (DC + AC)



Rys. 4.1.2. Schemat blokowy wzmacniacza dla składowych zmiennoprądowych (AC)



Rys. 4.1.3. Wzmacniacz jako czwórnik [y] ze źródłem prądowym

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (4.1.1)$$

Obliczmy prądy  $I_1$  i  $I_2$  na podstawie rys. 4.1.3 i równań (4.1.1.)

$$I_1 = I_G - I_{Y_G} = I_G - Y_G U_1 \quad (4.1.2)$$

$$I_2 = -I_L = -Y_L U_2 \quad (4.1.3)$$

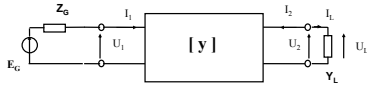
Podstawiając (4.1.3) do drugiego z równań (4.1.1) otrzymujemy

$$-Y_L U_2 = y_{21} U_1 + y_{22} U_2$$

Możemy zatem obliczyć podstawowy parametr wzmacniacza, tj. **Wzmocnienie napięciowe** :

$$k_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_L} \quad (4.1.4)$$

Innym, ważnym parametrem wzmacniaczy jest tzw. **Wzmocnienie napięciowe skuteczne**.



Rys. 4.1.4. Wzmacniacz jako czwórnik [y] ze źródłem napięciowym

$$k_{usk} = \frac{U_2}{E_G} = \frac{U_1}{E_G} \frac{U_2}{U_1} = \gamma_U k_U \quad (4.1.5)$$

gdzie :  
 $\gamma_U$  - współczynnik napięciowego wykorzystania obwodu wejściowego,  
 $k_U$  - wzmocnienie napięciowe

Na podstawie rys. 4.1.5 mamy

$$U_1 = -\frac{z_{WE}}{z_{WE} + Z_G} E_G = -\frac{Y_G}{y_{WE} + Y_G} E_G$$

gdzie :

$z_{WE}$  ( $y_{WE}$ ) - impedancja (admitancja) wejściowa czwórnika

Zatem

$$\gamma_U = \frac{z_{WE}}{z_{WE} + Z_G} = \frac{Y_G}{y_{WE} + Y_G} \quad (4.1.6)$$

Kolejnym parametrem wzmacniaczy jest ich **admitancja (impedancja) wejściowa  $y_{WE}$  ( $z_{WE}$ )**.

$$y_{WE} = \frac{1}{z_{WE}} = \frac{I_1}{U_1} \quad (4.1.7)$$

W celu obliczenia wartości tego parametru przekształcimy pierwsze równanie układu równań (4.1.1)

$$y_{ne} = \frac{I_1}{U_1} = y_{11} + y_{12} \frac{U_2}{U_1} = y_{11} + y_{12} k_U$$

Podstawiając do tego wzoru zależność (4.1.4) otrzymujemy

$$y_{ne} = \frac{I_1}{U_1} = y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + Y_L} \quad (4.1.8)$$

Podobnie można wyprowadzić wzór na  $y_{wy}$ .

$$y_{wy} = \frac{I_2}{U_2} = y_{22} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11} + Y_G} \quad (4.1.9)$$

Ponadto definiowane są inne parametry :  $k_I$ ,  $k_{isk}$ ,  $k_P$ ,  $k_{Psk}$

**Wzmocnienie prądowe**

$$k_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (4.1.10)$$

Wzór ten można przedstawić w postaci:

$$k_I = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{I_2}{I_1} = -\frac{U_2}{U_1} \frac{U_1}{U_2} \frac{I_2}{I_1} = -\frac{U_2}{U_1} \frac{U_2}{U_1} \frac{I_2}{I_1} = -k_U \frac{Y_L}{y_{WE}}$$

Mamy zatem

$$k_I = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{I_2}{I_1} = -k_U \frac{Y_L}{y_{WE}} \quad (4.1.11)$$

Podobnie jak dla wzmocnień napięciowych definiuje się **wzmocnienie prądowe skuteczne**

$$k_{Isk} = \frac{I_2}{I_G} = \gamma_I k_I \quad (4.1.12)$$

$$\gamma_I = \frac{I_1}{I_G} = \frac{y_{WE}}{y_{WE} + Y_G} \quad (4.1.13)$$

gdzie :  
 $\gamma_I$  - współczynnik prądowego wykorzystania obwodu wejściowego,  
 $k_I$  - wzmocnienie prądowe

**Wzmocnienie mocy czynnej  $k_P$  i wzmocnienie skuteczne mocy  $k_{Psk}$**  definiuje się jako:

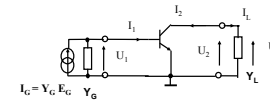
$$k_P = \frac{P_{c\text{ob}}}{P_{c\text{we}}} = \frac{|U_2|^2 G_L}{|U_1|^2 g_{WE}} = |k_U|^2 \frac{G_L}{g_{WE}} \quad (4.1.14)$$

$$k_{Psk} = \frac{P_{c\text{ob}}}{P_{dys. gm.}} = \frac{|U_2|^2 G_L}{\frac{|E_G|^2}{4} G_G} = 4 |k_{Usk}|^2 \frac{G_L}{G_G} \quad (4.1.15)$$

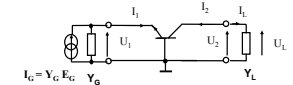
## 4.2. Układy pracy wzmacniaczy z tranzystorami bipolarnymi

### 4.2.1. Układy OE, OB, OC i podstawie pośredniej

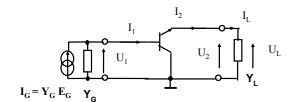
Rozpatrując pracę pojedynczego tranzystora bipolarnego dla składowych zmiennoprądowych może rozróżnić 4 podstawowe układy pracy : wspólnego emitera (OE), wspólnej bazy (OB), wspólnego kolektora (OC) i układ o podstawie pośredniej.



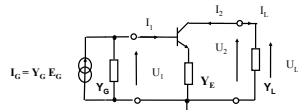
Rys. 4.2.1.1. Układ wspólnego emitera ( OE )



Rys. 4.2.1.2. Układ wspólnej bazy ( OB )

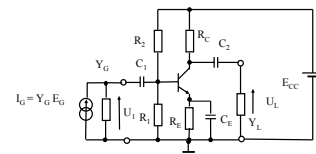


Rys. 4.2.1.1. Układ wspólnego kolektora ( OC )

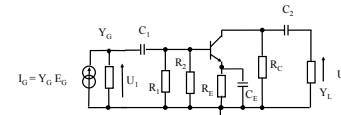


Rys. 4.2.1.1. Układ o podstawie pośredniej

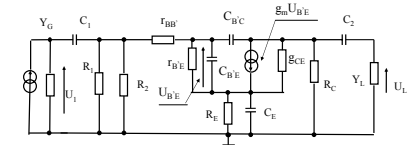
## 4.3. Układy wspólnego emitera (OE)



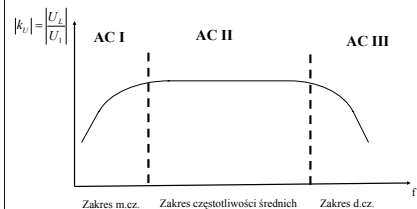
Rys. 4.3.1. Układ wspólnego emitera z zasilaniem (AC+DC)



Rys. 4.3.2. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla składowych zmiennoprądowych (AC)

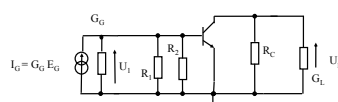


Rys. 4.3.2. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla składowych zmiennoprądowych (AC) z modelem tranzystora hybryd -  $\pi$

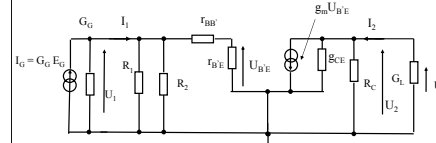


Rys. 4.3.3. Typowy przebieg modułu wzmocnienia  $k_U$  w funkcji częstotliwości  $f$  dla układu OE.

### 4.3.1. Układ wspólnego emitera OE dla częstotliwości średnich



Rys. 4.3.1.1. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla częstotliwości średnich (AC II)



Rys. 4.3.1.2. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla częstotliwości średnich (AC II) z modelem tranzystora hybryd -  $\pi$

$$k_{Usr} = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{g_{21}}{g_{22} + G_L} = -\frac{\frac{r_{be}}{r_{be} + r_{bb}} g_m}{g_{be} + G_C + G_L} \quad (4.3.1.1)$$

Zwykle :  $r_{bb} \ll r_{be}$   
 oraz  $g_{be} \ll G_C + G_L$

Wówczas

$$k_{Usr} \approx -\frac{g_m}{G_C + G_L} = -g_m R_{Obe} \quad (4.3.1.2)$$

$$\text{gdzie : } R_{Obe} = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (4.3.1.3)$$

$$g_{we} = \frac{I_1}{U_1} = g_{11} - \frac{g_{12} g_{21}}{g_{22} + G_L} = G_1 + G_2 + \frac{1}{r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (4.3.1.4)$$

Zwykle :  $r_{bb'} \ll r_{b'e}$  i wówczas

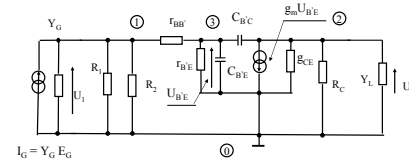
$$g_{we} \approx G_1 + G_2 + g_{b'e} \quad (4.3.1.5)$$

$$g_{wy} = \frac{I_2}{U_2} = g_{22} - \frac{g_{21} g_{12}}{g_{11} + G_G} = g_{ce} + G_C \quad (4.3.1.6)$$

Zwykle :  $g_{ce} \ll G_C$  i wówczas

$$g_{wy} \approx G_C \quad (4.3.1.7)$$

#### 4.3.2. Układ wspólnego emitera OE dla dużych częstotliwości

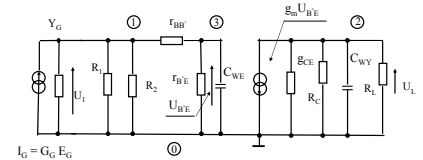


Rys. 4.3.2.1. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla dużych częstotliwości (AC III)

$$Y =$$

	1	2	3
1	$G_1 + G_2 + g_{BB'}$	0	$-g_{BB'}$
2	0	$g_{CE} + G_C + sC_{BE}$	$g_m - sC_{BC}$
3	$-g_{BB'}$	$-sC_{BC}$	$g_{BB'} + g_{B'E} + s(C_{BE} + C_{BC})$

(4.3.2.1)



Rys. 4.3.2.2. Unilateralizowany schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla dużych częstotliwości (AC III)

$$C_{BE} = C_{BE} + C_{BC} (1 + g_m R_{zas}) \quad (4.3.2.2)$$

$$G_{zas} = g_{CE} + G_C + G_L \quad (4.3.2.3)$$

$$C_{WY} = C_{BC} \quad (4.3.2.4)$$

$$Y =$$

	1	2	3
1	$G_1 + G_2 + g_{BB'}$	0	$-g_{BB'}$
2	0	$g_{CE} + G_C + sC_{WY}$	$g_m$
3	$-g_{BB'}$	0	$g_{BB'} + g_{B'E} + sC_{WE}$

(4.3.2.5)

$$Y =$$

	1	2
1	$G_1 + G_2 + g_{BB'} - \frac{(g_{BB'})^2}{g_{BB'} + g_{B'E} + sC_{WE}}$	0
2	$\frac{g_m g_{BB'}}{g_{BB'} + g_{B'E} + sC_{WE}}$	$g_{CE} + G_C + sC_{WY}$

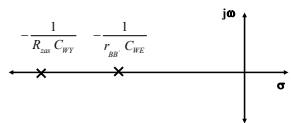
(4.3.2.6)

$$k_{U,d}(s) = - \frac{g_m g_{BB'}}{(g_{BB'} + g_{B'E} + sC_{WE})(g_{CE} + G_C + G_L + sC_{WY})} \quad (4.3.2.7)$$

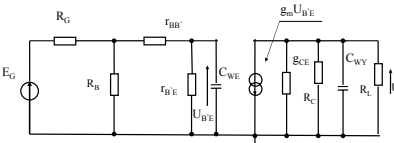
$$k_{U,d}(s) = - \frac{g_m R_{zas}}{(1 + \frac{g_{B'E}}{g_{BB'}} + \frac{sC_{WE}}{g_{BB'}})(1 + sC_{WY} R_{zas})} = \frac{k_{U,d}(s)}{(1 + \frac{r_{BB'}}{r_{B'E}} + sC_{WE} r_{BB'})(1 + sC_{WY} R_{zas})} \quad (4.3.2.8)$$

$$R_{zas} = \frac{1}{g_{CE} + G_C + G_L} \quad (4.3.2.9)$$

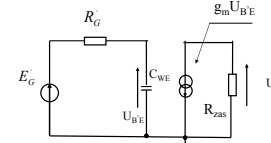
$$k_{U,d}(s) = \frac{1}{C_{WE} r_{BB'}} \frac{1}{C_{WY} R_{zas}} (1 + r_{BB'} g_{B'E}) \approx \frac{1}{C_{WE} r_{BB'}} \frac{1}{(s + \frac{1}{R_{zas} C_{WY}})(s + \frac{1}{C_{WY} R_{zas}}) s + \frac{1}{C_{WE} r_{BB'}}} \quad (4.3.2.10)$$



Rys. 4.3.2.3. Biegunki funkcji  $k_{U,d}(s)$  dla dużych częstotliwości



Rys. 4.3.2.4. Unilateralizowany schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla dużych częstotliwości (AC III) ze źródłem napięciowym



Rys. 4.3.2.5. Unilateralizowany schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla dużych częstotliwości (AC III) ze źródłem napięciowym

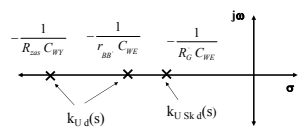
$$E_G = \frac{r_{B'E}}{r_{BB'} + r_{B'E}} \frac{R_A}{R_G + R_A} E_G \quad (4.3.2.11)$$

$$R_A = \frac{R_B (r_{BB'} + r_{B'E})}{R_B + r_{BB'} + r_{B'E}} \quad (4.3.2.12)$$

$$R_B = \frac{1}{G_1 + G_2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.3.2.13)$$

$$R_G = \frac{r_{B'E} \left( r_{BB'} + \frac{R_G R_B}{R_G + R_B} \right)}{r_{B'E} + r_{BB'} + \frac{R_G R_B}{R_G + R_B}} \quad (4.3.2.14)$$

$$k_{USk,d} = \frac{U_L}{E_G} = \frac{R_G C_{WE}}{s + \frac{1}{R_G C_{WE}}} \quad (4.3.2.15)$$



Rys. 4.3.2.6. Biegunki funkcji  $k_U(s)$  i  $k_{USk,d}$  dla dużych częstotliwości

Dla stanu ustalonego  $s = j\omega$  i wówczas

$$\left| \frac{k_{USk,d}(j\omega)}{k_{USk,d}} \right| = \frac{1}{R_G C_{WE} \sqrt{\omega^2 + \left( \frac{1}{R_G C_{WE}} \right)^2}} \quad (4.3.2.16)$$

Jeśli  $\omega = \omega_g$ , wówczas

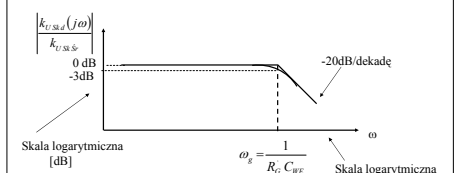
$$\left| \frac{k_{USk,d}(j\omega_g)}{k_{USk,d}} \right| = \frac{1}{q_g} = \frac{1}{R_G C_{WE} \sqrt{\omega_g^2 + \left( \frac{1}{R_G C_{WE}} \right)^2}} \quad (4.3.2.17)$$

Stąd

$$\omega_g = \frac{1}{R_G C_{WE} \sqrt{q_g^2 - 1}} \quad (4.3.2.18)$$

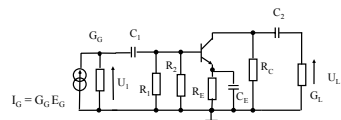
Zwykle  $q_g = \sqrt{2}$ , (3 dB), wtedy

$$\omega_g = \frac{1}{R_G C_{WE}} \quad (4.3.2.19)$$

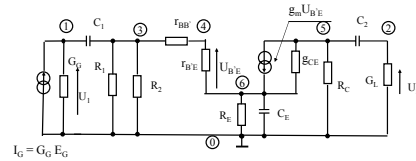


Rys. 4.3.2.7. Charakterystyka amplitudowa w zakresie dużych częstotliwości napięciowego wzmacnienia skutecznego

### 4.3.3. Układ wspólnego emitera OE dla małych częstotliwości



Rys. 4.3.3.1. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla małych częstotliwości (AC I)

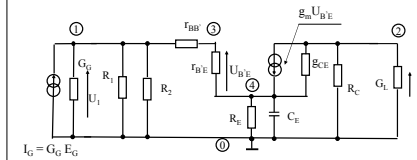


Rys. 4.3.3.2. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla małych częstotliwości (AC I) z modelem tranzystora hybryd -  $\pi$

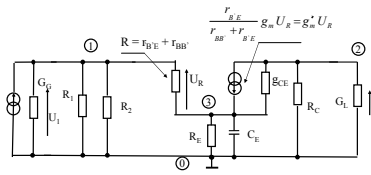
Układ zawiera 6 węzłów i 3 pojemności.  
Analiza układu w sposób ogólny bardzo złożona.  
W celu uproszczenia analizy rozważmy 3 przypadki szczególne :

- a)  $C_1 \rightarrow \infty, C_2 \rightarrow \infty, C_E \rightarrow \infty$ ,
- b)  $C_1, C_2 \rightarrow \infty, C_E \rightarrow \infty$ ,
- c)  $C_1 \rightarrow \infty, C_2, C_E \rightarrow \infty$

#### 4.3.3.1. Przypadek a) - $C_1 \rightarrow \infty, C_2 \rightarrow \infty, C_E \rightarrow \infty$



Rys. 4.3.3.1.1. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla małych częstotliwości (AC I) dla przypadku a), tzn.  $C_1 \rightarrow \infty, C_2 \rightarrow \infty, C_E \rightarrow \infty$



Rys. 4.3.3.1.2. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla małych częstotliwości (AC I) dla przypadku a), tzn.  $C_1 \rightarrow \infty, C_2 \rightarrow \infty, C_E \rightarrow \infty$ , z wyeliminowanym węzłem bazy wewnętrznej.

	1	2	3
1	$G_1 + G_2 + G$	0	-G
2	$g_m$	$g_{CE} + G_C$	$-g_m - g_{CE}$
3	$-g_m - G$	$-g_{CE}$	$g_m + g_{CE} + G + G_C + sC_E$

(4.3.3.1.1)

$$y_{21}' = g_m - \frac{(g_m + g_{CE})(g_m + G)}{g_m + g_{CE} + G + G_C + sC_E} \quad (4.3.3.1.2)$$

$$y_{22}' = g_{CE} + G_C - \frac{g_{CE}(g_m + g_{CE})}{g_m + g_{CE} + G + G_C + sC_E} \quad (4.3.3.1.3)$$

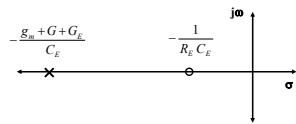
$$y_{21}' = \frac{g_m(G_C + sC_E) - G g_{CE}}{g_m + g_{CE} + G + G_C + sC_E} \quad (4.3.3.1.4)$$

$$y_{22}' + G_L = \frac{(g_{CE} + G_C + G_L)(G + G_C + sC_E) + (G_C + G_L)(g_m + g_{CE})}{g_m + g_{CE} + G + G_C + sC_E} \quad (4.3.3.1.5)$$

$$k_{U(ma)}(s) = \frac{y_{21}'}{y_{22}' + G_L} = \frac{g_m(G_C + sC_E) - g_{CE}G}{(g_{CE} + G_C + G_L)(G + G_C + sC_E) + (G_C + G_L)(g_m + g_{CE})} \quad (4.3.3.1.6)$$

$$k_{U(ma)}(s) = \frac{G_C + sC_E - \frac{g_{CE}G}{g_m}}{G + G_C + sC_E + \frac{(g_m + g_{CE})(G_C + G_L)}{g_{CE} + G_C + G_L}} \approx \frac{G_C + sC_E}{G + G_C + sC_E + g_m} \quad (4.3.3.1.7)$$

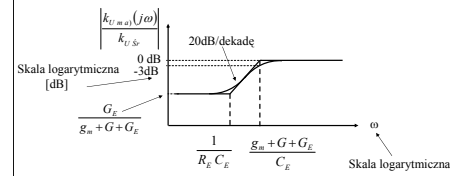
$$\frac{k_{U(ma)}(s)}{k_{U(sr)}} \approx \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{g_m + G + G_C}{C_E}} \quad (4.3.3.1.8)$$



Rys. 4.3.3.1.3. Biegum i zero funkcji  $k_U(s)$  dla małych częstotliwości dla przypadku a)

Dla stanu ustalonego  $s = j\omega$  i wówczas

$$\left| \frac{k_{U(ma)}(j\omega)}{k_{U(sr)}} \right| \approx \frac{\sqrt{\omega^2 + \left( \frac{1}{R_E C_E} \right)^2}}{\sqrt{\omega^2 + \left( \frac{g_m + G + G_C}{C_E} \right)^2}} \quad (4.3.3.1.9)$$



Rys. 4.3.3.1.4. Charakterystyka amplitudowa w zakresie małych częstotliwości - wzmacnienia napięciowego dla przypadku a)

Jeśli  $\omega = \omega_d$ , wówczas

$$\left| \frac{k_{U(ma)}(j\omega_d)}{k_{U(sr)}} \right| = \frac{1}{q_d} \approx \frac{\sqrt{\omega_d^2 + \left( \frac{1}{R_E C_E} \right)^2}}{\sqrt{\omega_d^2 + \left( \frac{g_m + G + G_C}{C_E} \right)^2}} \quad (4.3.3.1.10)$$

Stąd

$$\omega_d \approx \frac{1}{C_E} \frac{\sqrt{(g_m + G + G_C)^2 - G_C^2}}{\sqrt{q_d^2 - 1}} \approx \frac{1}{C_E} \frac{g_m}{\sqrt{q_d^2 - 1}} \quad (4.3.3.1.11)$$

Jeśli  $q_d = \sqrt{2}$ , (3 dB), wtedy

$$\omega_{d(a)} \approx \frac{g_m}{C_E} \quad (4.3.3.1.12)$$

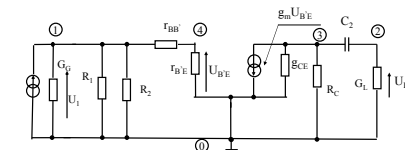
W procesie projektowania należy często obliczyć wartość kondensatora  $C_E$ , gdy zadana jest częstotliwość dolna  $f_d$  i znane są parametry tranzystora .

$$C_E \approx \frac{1}{2\pi f_d} \frac{\sqrt{(g_m + G + G_C)^2 - G_C^2}}{\sqrt{q_d^2 - 1}} \approx \frac{1}{2\pi f_d} \frac{g_m}{\sqrt{q_d^2 - 1}} \quad (4.3.3.1.13)$$

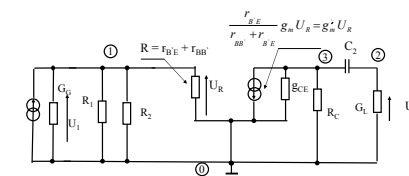
Jeśli  $q_d = \sqrt{2}$ , (3 dB), wtedy

$$C_E \approx \frac{\sqrt{(g_m + G + G_C)^2 - G_C^2}}{2\pi f_{d(a)}} \approx \frac{g_m}{2\pi f_{d(a)}} \quad (4.3.3.1.14)$$

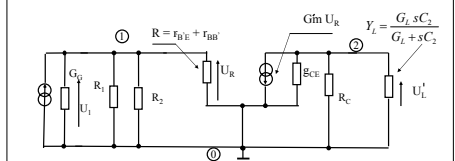
#### 4.3.3.2. Przypadek c) - $C_1 \rightarrow \infty, C_2, C_E \rightarrow \infty$



Rys. 4.3.3.2.1. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla małych częstotliwości (AC I) dla przypadku c), tzn.  $C_1 \rightarrow \infty, C_2, C_E \rightarrow \infty$



Rys. 4.3.3.2.2. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla małych częstotliwości (AC I) dla przypadku c), tzn.  $C_1 \rightarrow \infty, C_2, C_E \rightarrow \infty$ , z wyeliminowanym węzłem bazy wewnętrznej.



Rys. 4.3.3.2.3. Schemat zastępczy układu wspólnego emitera dla małych częstotliwości (AC I) dla przypadku c), tzn.  $C_1 \rightarrow \infty, C_2, C_E \rightarrow \infty$ , z admittancją obciążenia  $Y_L$

Y =

	1	2
1	$G_1 + G_2 + \frac{1}{r_{BB} + r_{BE}}$	0
2	$\frac{r_{BE}}{r_{BB} + r_{BE}} g_m = g_m$	$g_{CE} + G_C$

(4.3.3.2.1)

$$k_{U(m)}(s) = \frac{U_L}{U_1} = - \frac{g_m}{g_{CE} + G_C + \frac{G_L s C_2}{G_L + s C_2}} \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{s C_2}} =$$

$$= - \frac{g_m s C_2}{s C_2 (g_{CE} + G_L + G_C) + G_L (g_{CE} + G_C)} \quad (4.3.3.2.2)$$

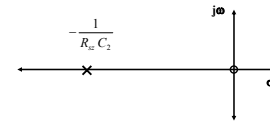
$$\frac{k_{U(m)}}{k_{U(s)}} = \frac{-g_m s C_2}{s C_2 (g_{CE} + G_L + G_C) + G_L (g_{CE} + G_C)} \frac{G_L + g_{CE} + G_C}{-g_m} =$$

$$= \frac{s C_2}{\frac{G_L (g_{CE} + G_C)}{G_L + g_{CE} + G_L} + s C_2} \quad (4.3.3.2.3)$$

$$\frac{k_{U(m)}}{k_{U(s)}} = \frac{s}{s + \frac{1}{R_{sz} C_2}} \quad (4.3.3.2.4)$$

gdzie

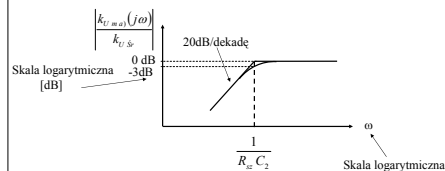
$$R_{sz} = \frac{g_{CE} + G_L + G_C}{G_L (g_{CE} + G_C)} \quad (4.3.3.2.5)$$



Rys. 4.3.3.2.4. Biegun i zero funkcji  $k_U(s)$  dla małych częstotliwości dla przypadku c)

Dla stanu ustalonego  $s = j\omega$  i wówczas

$$\left| \frac{k_{U(m)}(j\omega)}{k_{U(s)}} \right| \approx \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \left( \frac{1}{R_{sz} C_2} \right)^2}} \quad (4.3.3.2.6)$$



Rys. 4.3.3.2.5. Charakterystyka amplitudowa w zakresie małych częstotliwości wzmacnienia napięciowego dla przypadku c)

Jeśli  $\omega = \omega_d$ , wówczas

$$\left| \frac{k_{U(m)}(j\omega_d)}{k_{U(s)}} \right| = \frac{1}{q_d} = \frac{\omega_d}{\sqrt{\omega_d^2 + \left( \frac{1}{R_{sz} C_2} \right)^2}} \quad (4.3.3.2.7)$$

Stąd

$$\omega_d = \frac{1}{R_{sz} C_2 \sqrt{q_d^2 - 1}} \quad (4.3.3.2.8)$$

Jeśli  $q_d = \sqrt{2}$ , (3 dB), wtedy

$$\omega_d(c) = \frac{1}{R_{sz} C_2} \quad (4.3.3.2.9)$$

W procesie projektowania należy często obliczyć wartość kondensatora  $C_2$ , gdy zadana jest częstotliwość dolna  $f_d$  i znane są parametry tranzystora.

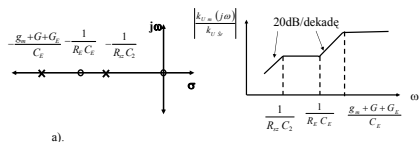
$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_d R_{sz} \sqrt{q_d^2 - 1}} \quad (4.3.3.2.10)$$

Jeśli  $q_d = \sqrt{2}$ , (3 dB), wtedy

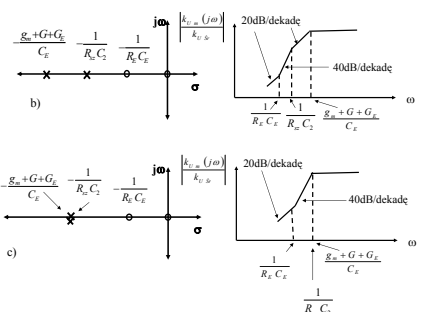
$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_d(c) R_{sz}} \quad (4.3.3.2.11)$$

#### 4.3.3.3. Jednoczesny wpływ pojemności $C_E$ i $C_2$

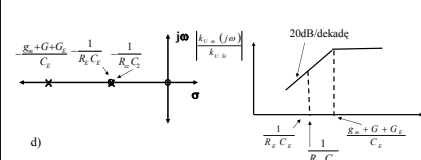
Gdy uwzględnimy jednocześnie wpływ pojemności  $C_E$  i  $C_2$  możliwe są różne wzajemne położenia biegunów i zer (rys. 4.3.3.3.1)



a).



c).

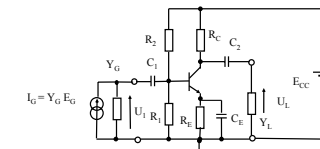


Rys. 4.3.3.3.1. Możliwe położenia zer i biegunów w jednostopniowym wzmacniaczu o podstawie wspólnego emitera

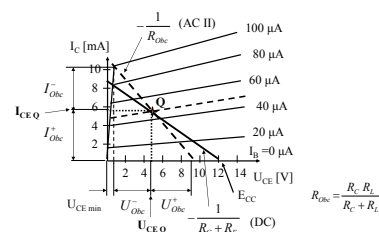
#### 4.3.3.4. Metoda rozwarciowych stałych czasu

Częstotliwość dolną wzmacniacza można wyznaczyć również w sposób uogólniony przez aproksymację charakterystyki przenoszenia wzmacniacza biegunem dominującym za pomocą metody rozwarciowych stałych czasu [Guziński – Liniowe elektroniczne układy analogowe – WNT – Warszawa 1993 – str. 76]

#### 4.3.4. Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego we wzmacniaczu o wspólnym emiterze



Rys. 4.3.4.1. Układ wspólnego emitera z zasilaniem (AC+DC)



Rys. 4.3.4.2. Praca układu wspólnego emitera przy dużych sygnałach dla bardzo niskich częstotliwości (DC) i częstotliwości średnich (AC II)

$$U_{CEmin} > U_{CEnas} \quad (4.3.4.1)$$

$$U_{Obc}^- = U_{CEQ} - U_{CEmin} \quad (4.3.4.2)$$

$$U_{Obc}^+ = R_{Obc} I_{CQ} \quad (4.3.4.3)$$

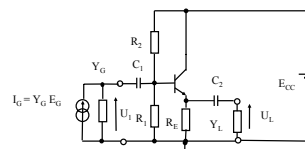
$$U_{Obcmax} = \min(U_{Obc}^-, U_{Obc}^+) \quad (4.3.4.4)$$

$$I_{Obc}^+ \approx I_{CQ} \quad (4.3.4.5)$$

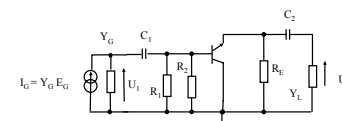
$$I_{Obc}^- = \frac{U_{Obc}^-}{R_{Obc}} = \frac{U_{CEQ} - U_{CEmin}}{R_{Obc}} \quad (4.3.4.6)$$

$$I_{Obcmax} = \min(I_{Obc}^-, I_{Obc}^+) \quad (4.3.4.7)$$

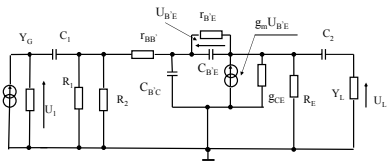
#### 4.4. Układy wspólnego kolektora



Rys. 4.4.1. Układ wspólnego kolektora z zasilaniem (AC+DC)

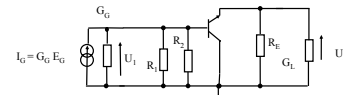


Rys. 4.4.2. Schemat zastępczy układu wspólnego kolektora dla składowych zmiennoprądowych (AC)

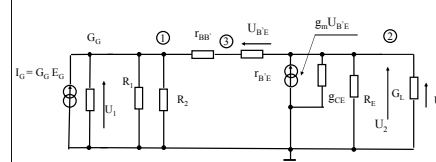


Rys. 4.4.3. Schemat zastępczy układu wspólnego kolektora dla składowych zmiennoprądowych (AC) z modelem tranzystora hybryd -  $\pi$

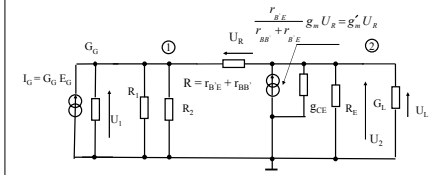
#### 4.4.1. Układ wspólnego kolektora (wtórnik emiterowy) dla częstotliwości średnich



Rys. 4.4.1.1. Schemat zastępczy układu wspólnego kolektora dla częstotliwości średnich (AC II)



Rys. 4.4.1.2. Schemat zastępczy układu wspólnego kolektora dla częstotliwości średnich (AC II) z modelem tranzystora hybryd -  $\pi$



Rys. 4.4.1.2. Schemat zastępczy układu wspólnego kolektora dla częstotliwości średnich (AC II) z wyeliminowanym węzłem bazy wewnętrznej

$\mathbf{Y} =$

	1	2
1	$G_1 + G_2 + G$	$-G$
2	$-g_m' - G$	$g_m' + G + g_{CE} + G_E$

(4.4.4.1)

$$G = \frac{1}{r_{bb'} + r_{b'e}} \quad g_m' = \frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} g_m$$

$$k_{U\dot{s}rOC} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-g_{21}}{g_{22} + G_L} = \frac{g_m' + G}{g_m' + G + g_{CE} + G_E + G_L} < 1 \quad (4.4.4.2)$$

Zwykle:  $r_{bb'} \ll r_{b'e}$  i  $G_m > G$   
oraz  $g_{CE} \ll g_m + G + G_C + G_L$

Wówczas

$$k_{U\dot{s}rOC} \approx \frac{g_m}{g_m + G_E + G_L} < 1 \quad (4.4.4.3)$$

Maksymalną wartość  $k_{U\dot{s}rOC}$  można uzyskać, jeśli

$$g_m \gg G_E + G_L \quad (4.4.4.4)$$

i wynosi ona wówczas

$$k_{U\dot{s}rOC} \approx 1 \quad (4.4.4.5)$$

$$g_{WE\dot{s}rOC} = g_{11OC} - \frac{g_{12OC} g_{21OC}}{g_{22OC} + G_L} = g_{11OC} + g_{12OC} k_{U\dot{s}rOC} = \\ = G_1 + G_2 + G - G k_{U\dot{s}rOC} = G_1 + G_2 + G(1 - k_{U\dot{s}rOC})$$

$$g_{WE\dot{s}rOC} = G_1 + G_2 + G(1 - k_{U\dot{s}rOC}) \quad (4.4.6)$$

Podstawiając zależność (4.4.2) otrzymujemy:

$$g_{WE\dot{s}rOC} = G_1 + G_2 + G \frac{g_{CE} + G_E + G_L}{g_m + g_{CE} + G_E + G_L} \quad (4.4.7)$$

Jeśli

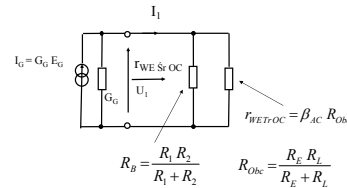
$$g_m' \gg g_{CE} + G_E + G_L$$

oraz

$$g_{CE} \ll G_E + G_L$$

wówczas

$$g_{WE\dot{s}rOC} \approx G_1 + G_2 + \frac{G_E + G_L}{r_{b'e} g_m} \approx \\ \approx G_1 + G_2 + \frac{G_E + G_L}{\beta_{AC}} \quad (4.4.8)$$



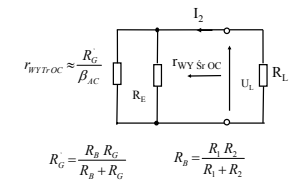
4.4.1.3. Interpretacja schematowa zależności na  $g_{WE\dot{s}rOC}$

$$g_{WY\dot{s}rOC} = g_{22OC} - \frac{g_{12OC} g_{21OC}}{g_{11OC} + G_G} = g_m + g_{CE} + G_E - \frac{G g_m'}{G_1 + G_2 + G + G_G} = \\ = g_{CE} + G_E + g_m \frac{G_1 + G_2 + G_G}{G_1 + G_2 + G + G_G}$$

$$g_{WY\dot{s}rOC} = g_{CE} + G_E + g_m \frac{G_1 + G_2 + G_G}{G_1 + G_2 + G + G_G} \quad (4.4.9)$$

Jeśli  $G \gg G_1 + G_2 + G_G$  i  $g_{CE} \ll G_E$  oraz  $r_{bb'} \ll r_{b'e}$

$$g_{WY\dot{s}rOC} \approx G_E + g_m r_{b'e} (G_1 + G_2 + G_G) = \\ = G_E + \beta_{AC} (G_B + G_G) \quad (4.4.10)$$

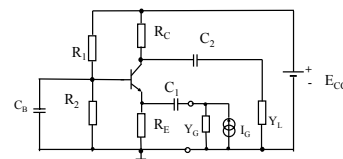


4.4.1.4. Interpretacja schematowa zależności na  $g_{WY\dot{s}rOC}$

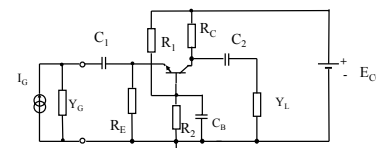
#### 4.4.2. Układ wspólnego kolektora (wtórnik emiterowy) dla częstotliwości małych i dużych

Analiza układu wspólnego kolektora dla częstotliwości małych i dużych prowadzona jest w sposób analogiczny jak dla układu wspólnego emitera ze schematem zastępczym tranzystora hybryd -  $\pi$  i odpowiednimi uproszczeniami tego schematu dla tych częstotliwości.

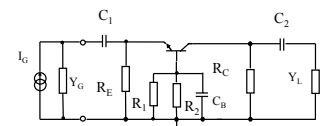
#### 4.5. Układy wspólnej bazy



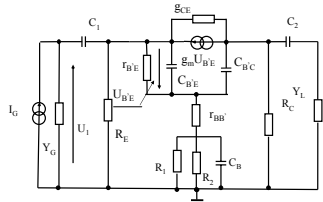
4.5.1. Układ wspólnej bazy uzyskany z układu zasilania potencjometrycznego tranzystora



4.5.2. Układ wspólnej bazy z zasilaniem (AC + DC)

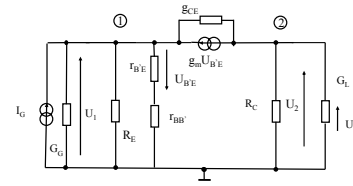


4.5.3. Układ zastępczy układu wspólnej bazy dla składowych zmiennoprądowych (AC)



Rys. 4.5.4. Schemat zastępczy układu wspólnej bazy dla składowych zmiennoprądowych (AC) z modelem tranzystora hybryd -  $\pi$

#### 4.5.1. Układ wspólnej bazy dla częstotliwości średnich



Rys. 4.5.1.1 Schemat zastępczy układu wspólnej bazy dla częstotliwości średnich (AC II) z modelem tranzystora hybryd -  $\pi$

$Y =$

	1	2
1	$G_E + G + g_{CE} + g_m$	$-g_{CE}$
2	$-g_m - g_{CE}$	$g_{CE} + G_C$

$$G = \frac{1}{r_{BB} + r_{BE}} \quad g_m = \frac{r_{BE}}{r_{BB} + r_{BE}} g_m \quad (4.5.5.1)$$

$$k_{U \text{ sroB}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-g_{21}}{g_{22} + G_L} = \frac{g_m + g_{CE}}{g_{CE} + G_C + G_L} \quad (4.5.5.2)$$

Zwykle:  $r_{bb} \ll r_{be}$  stąd  $g_m \approx g_m$   
oraz  $g_{CE} \ll g_m$  i  $g_{CE} \ll G_C + G_L$

mamy zatem

$$k_{U \text{ sroB}} = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{g_m}{G_C + G_L} = g_m R_{OBC} \quad (4.5.5.3)$$

$$\text{gdzie } R_{OBC} = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

$$g_{WE \text{ sroB}} = g_{11OB} - \frac{g_{12OB} g_{21OB}}{g_{22OB} + G_L} = g_m + g_{CE} + G + G_E +$$

$$- \frac{g_{CE} (g_m + g_{CE})}{g_{CE} + G_C + G_L} = (g_m + g_{CE}) \left( 1 - \frac{g_{CE}}{g_{CE} + G_C + G_L} \right) +$$

$$+ G + G_E = (g_m + g_{CE}) \frac{G_C + G_L}{g_{CE} + G_C + G_L} + G + G_E$$

$$g_{WE \text{ sroB}} = (g_m + g_{CE}) \frac{G_C + G_L}{g_{CE} + G_C + G_L} + G + G_E \quad (4.5.5.4)$$

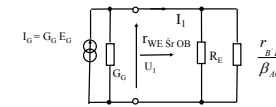
Zwykle  $g_m \gg g_{CE}$  oraz  $g_{CE} \ll G_C + G_L$  i  $r_{bb} \ll r_{be}$   
stąd

$$g_{WE \text{ sroB}} \approx g_m + g_{BE} + G_E = \beta_{AC} g_{BE} + g_{BE} + G_E =$$

$$= G_E + g_{BE} (1 + \beta_{AC}) \approx G_E + g_{BE} \beta_{AC}$$

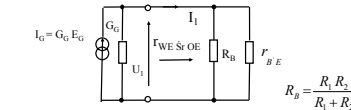
Mamy zatem

$$g_{WE \text{ sroB}} \approx G_E + g_{BE} \beta_{AC} \quad (4.5.5.6)$$



#### 4.5.1.2. Interpretacja schematowa zależności na $r_{WE \text{ sroB}}$

Dla porównania interpretacja schematowa  $r_{WE \text{ sroB}}$  układu wspólnego emitera



#### 4.5.1.3. Interpretacja schematowa zależności na $r_{WE \text{ sroE}}$

$$g_{WY \text{ sroB}} = g_{22OB} - \frac{g_{12OB} g_{21OB}}{g_{11OB} + G_G} = g_{CE} + G_C - \frac{g_{CE} (g_m + g_{CE})}{g_m + g_{CE} + G + G_E + G_G} =$$

$$= G_C + g_{CE} \left( 1 - \frac{g_m + g_{CE}}{g_m + g_{CE} + G + G_E + G_G} \right) =$$

$$= G_C + g_{CE} \frac{G + G_E + G_G}{g_m + g_{CE} + G + G_E + G_G}$$

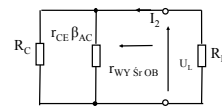
$$g_{WY \text{ sroB}} = G_C + g_{CE} \frac{G + G_E + G_G}{g_m + g_{CE} + G + G_E + G_G} \quad (4.5.5.7)$$

Zwykle  $g_m \gg g_{CE}$  i  $r_{bb} \ll r_{be}$   
stąd

$$g_{WY \text{ sroB}} \approx G_C + g_{CE} \frac{g_{BE} + G_E + G_G}{g_m + g_{BE} + G_E + G_G} \quad (4.5.8)$$

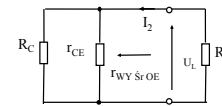
Jeśli dodatkowo  $g_{BE} > G_E + G_G$  i  $g_m > g_{BE} + G_E + G_G$

$$g_{WY \text{ sroB}} \approx G_C + g_{CE} \frac{g_{BE}}{g_m} = G_C + \frac{g_{CE}}{\beta_{AC}} \quad (4.5.9)$$



#### 4.5.1.4. Interpretacja schematowa zależności na $r_{WY \text{ sroB}}$

Dla porównania interpretacja schematowa  $r_{WY \text{ sroE}}$  układu wspólnego emitera



#### 4.5.1.5. Interpretacja schematowa zależności na $r_{WY \text{ sroE}}$

#### 4.6. Porównanie podstawowych parametrów układów wspólnego emitera, wspólnego kolektora i wspólnej bazy w zakresie częstotliwości średnich

	$k_U$	$g_{WE}$	$g_{WY}$
OE	$-g_m \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$	$G_L + G_2 + g_{be}$	$G_C + g_{CE}$
OC	$\frac{g_m}{g_m + G_2 + G_L} < 1$	$G_L + G_2 + \frac{G_E + G_L}{\beta_{AC}}$	$G_E + \beta_{AC} (G_B + G_G)$
OB	$g_m \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$	$G_E + g_{BE} \beta_{AC}$	$G_C + \frac{g_{CE}}{\beta_{AC}}$

(4.6.1)

#### 5. Wzmacniacze prądu stałego. Wzmacniacze różnicowe

##### 5.1. Wprowadzenie

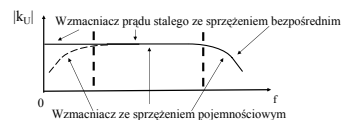
**Podział wzmacniaczy prądu stałego :**

**-wzmacniacze ze sprzężeniem bezpośrednim** – specyficzną własnością tych wzmacniaczy jest to, że nie można w nich stosować separacji poszczególnych stopni wzmacniacza dla składowych stałych, tzn. jest wykluczona możliwość międzystopniowego sprzężenia pojemnościowego lub transformatorowego,

**-wzmacniacze z przetwarzaniem** – sygnał użyteczny jest przetwarzany wstępnie na sygnał zmienny. Zmodulowany sygnał zmienny jest wzmacniany w konwencjonalnym wzmacniaczu prądu zmiennego ( np. we wzmacniaczu ze sprzężeniem pojemnościowym), poczym na wyjściu zostaje poddany demodulacji, umożliwiającej wydzielenie ze wzmacnionego sygnału użytecznego.

#### Cechy wzmacniaczy prądu stałego ze sprzężeniem bezpośrednim :

a) są to wzmacniacze nie tyle prądu stałego ( napięcia stałego), a wzmacniacze wzmacniające również sygnały bardzo małych częstotliwości, w tym również sygnały stałe,



Rys. 5.1.1.1. Przebiegi modułu wzmocnienia  $k_U$  w funkcji częstotliwości dla wzmacniacza ze sprzężeniem pojemnościowym i wzmacniacza prądu stałego ze sprzężeniem bezpośrednim

b) wymagana jest szczególnie duża stałość punktów pracy poszczególnych stopni, nie ma bowiem separujących pojemności między stopniami wzmacniacza,

c) wzmacniacze te muszą być wyposażone w pewien rodzaj „inteligencji”, umożliwiającej odróżnienie sygnału użytecznego od sygnału szkodliwego (tzn. zmian punktu pracy związanych ze zmianą temperatury, zmianami napięcia zasilającego, itp) i wzmacniać sygnały użyteczne a tłumić sygnały szkodliwe,

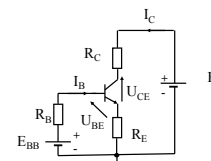
d) na zaciskach wejściowych i wyjściowych, przy braku sygnału wejściowego, napięcie stale względem masy powinno być równe zero. Spełnienie tego wymagania umożliwia kaskadowe łączenie wzmacniaczy oraz łączenie zacisku wyjściowego z wejściowym.

Ze względu na swoje właściwości **wzmacniacz różnicowy** jest podstawowym układem, szczególnie w stopniu wejściowym, wzmacniaczy prądu stałego ze sprzężeniem bezpośrednim

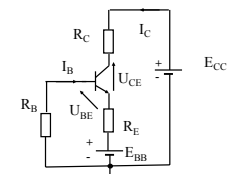
#### 5.2. Wzmacniacz różnicowy

##### 5.2.1. Układy zasilania wzmacniacza różnicowego

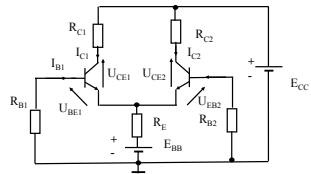
##### 5.2.1.1. Układ zasilania z dwu baterii



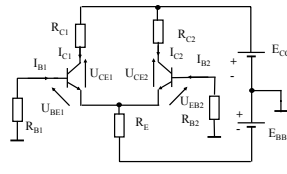
Rys. 5.2.1.1.1. Klasyczny układ zasilania dwubaterijnego



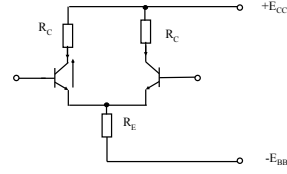
Rys. 5.2.1.1.2. Zmodyfikowany układ zasilania dwubaterijnego



Rys. 5.2.1.1.3. Układ zasilania dwubaterijnego wzmacniacza różnicowego



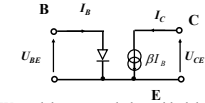
Rys. 5.2.1.1.4. Układ zasilania dwubaterijnego wzmacniacza różnicowego – inny sposób rysowania



Rys. 5.2.1.1.5. Układ zasilania dwubaterijnego wzmacniacza – inny sposób rysowania

### 5.2.1.2. Analiza układu zasilania wzmacniacza różnicowego z tranzystorami bipolarnymi

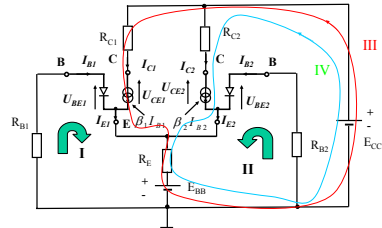
W analizie układu zasilania wzmacniacza różnicowego stosowany jest model stałoprądowy Ebersa – Molla przedstawiony na poniższym rysunku :



W modelu tym prądy bazy i kolektora wynoszą :

$$I_B = I_{BS} \left[ \exp \left( \frac{U_{BE}}{\varphi_T} \right) - 1 \right] \quad (5.2.1.2.1)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (5.2.1.2.2)$$



Rys.5.2.1.2.1. Układ zasilania wzmacniacza różnicowego z dwu baterii z uproszczonym modelem Ebersa-Molla.

Pisząc równania dla oczek I i II otrzymujemy :

$$I_{B1} [R_{B1} + (1 + \beta_1) R_E] + I_{B2} (1 + \beta_2) R_E = E_{BB} - U_{EB1} \quad (5.2.1.2.3)$$

$$I_{B1} (1 + \beta_1) R_E + I_{B2} [R_{B2} + (1 + \beta_2) R_E] = E_{BB} - U_{EB2} \quad (5.2.1.2.4)$$

$$I_{B1} = \frac{E_{BB} - U_{EB1} + (U_{EB1} - U_{EB2}) (1 + \beta_2) \frac{R_E}{R_{B2}}}{R_{B1} + (1 + \beta_1) R_E + \frac{R_{B1} (1 + \beta_2) R_E}{R_{B2}}} \quad (5.2.1.2.5)$$

$$I_{B2} = \frac{E_{BB} - U_{EB2} + (U_{EB1} - U_{EB2}) (1 + \beta_1) \frac{R_E}{R_{B1}}}{R_{B2} + (1 + \beta_2) R_E + \frac{R_{B2} (1 + \beta_1) R_E}{R_{B1}}} \quad (5.2.1.2.6)$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = \beta_1 \frac{E_{BB} - U_{EB1} + (U_{EB1} - U_{EB2}) (1 + \beta_2) \frac{R_E}{R_{B2}}}{R_{B1} + (1 + \beta_1) R_E + \frac{R_{B1} (1 + \beta_2) R_E}{R_{B2}}} \quad (5.2.1.2.7)$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 \frac{E_{BB} - U_{EB2} + (U_{EB1} - U_{EB2}) (1 + \beta_1) \frac{R_E}{R_{B1}}}{R_{B2} + (1 + \beta_2) R_E + \frac{R_{B2} (1 + \beta_1) R_E}{R_{B1}}} \quad (5.2.1.2.8)$$

Jeśli układ byłby w pełni symetryczny, tzn.

$$U_{EB1} = U_{EB2} = U_{EB}, \beta_1 = \beta_2 = \beta, R_{C1} = R_{C2} = R_C, R_{B1} = R_{B2} = R_B, I_{B1} = I_{B2} = I_B, I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

$$I_B = \frac{E_{BB} - U_{EB}}{R_B + 2(1 + \beta) R_E} \quad (5.2.1.2.9)$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{E_{BB} - U_{EB}}{R_B + 2(1 + \beta) R_E} \quad (5.2.1.2.10)$$

Pisząc równania dla oczek III i IV otrzymujemy :

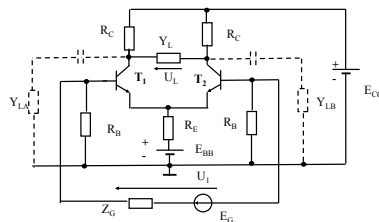
$$U_{CE1} = E_{CC} + E_{BB} - I_{C1} (R_{C1} + R_E \frac{1 + \beta_1}{\beta_1}) - I_{C2} R_E \frac{1 + \beta_2}{\beta_2} \quad (5.2.1.2.11)$$

$$U_{CE2} = E_{CC} + E_{BB} - I_{C1} R_E \frac{1 + \beta_1}{\beta_1} - I_{C2} (R_{C2} + R_E \frac{1 + \beta_2}{\beta_2}) \quad (5.2.1.2.12)$$

Jeśli układ byłby w pełni symetryczny :

$$U_{CE1} = U_{CE2} = U_{CE} = E_{CC} + E_{BB} - I_C (R_C + 2 R_E \frac{1 + \beta}{\beta}) \quad (5.2.1.2.13)$$

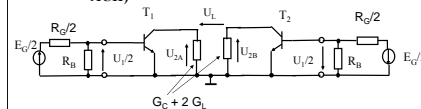
### 5.2.1.3. Układy pracy wzmacniacza różnicowego z tranzystorami bipolarnymi



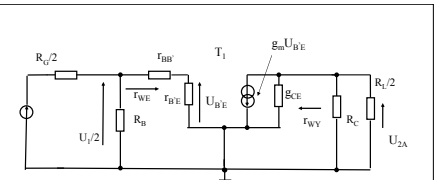
Rys. 5.2.1.3.1. Układy pracy wzmacniacza różnicowego (sterowanie różnicowe)

### 5.2.1.4. Analiza małosygnałowa pracy wzmacniacza różnicowego z tranzystorami bipolarnymi

#### 5.2.1.4.1. Sterowanie różnicowe (zakres częstotliwości średnich ACII)



Rys. 5.2.1.4.1.1. Schemat zastępczy wzmacniacza różnicowego przy sterowaniu różnicowym



Rys. 5.2.1.4.1.2. Schemat zastępczy wzmacniacza różnicowego przy sterowaniu różnicowym dla częstotliwości średnich (AC II) z modelem tranzystora hybryd -  $\pi$

$$k_{U_{róż}} = \frac{U_L}{U_1} = \frac{U_{2A} - U_{2B}}{U_1} = \frac{U_{2A}}{U_1} - \frac{U_{2B}}{U_1} = \frac{k'_{U_{2A}} - k'_{U_{2B}}}{2} \quad (5.2.4.1.1.1)$$

$$\text{gdzie: } k'_{U_{2A}} = \frac{U_{2A}}{U_1}, \quad k'_{U_{2B}} = \frac{U_{2B}}{U_1}$$

Na podstawie rysunku 5.2.4.1.1.2 można napisać (pomijając wpływ  $r_{CE}$ ) :

$$k'_{U_{ACII}} \approx -g_m \frac{R_C R_L}{R_C + \frac{R_L}{2}} = -g_m \frac{R_C R_L}{2 R_C + R_L} \quad (5.2.4.1.1.2)$$

Podobnie można obliczyć (pomijając wpływ  $r_{CE}$ ) :

$$k'_{U} \approx g_m \frac{R_C R_L}{R_C + \frac{R_L}{2}} = g_m \frac{R_C R_L}{2 R_C + R_L} \quad (5.2.4.1.1.3)$$

Otrzymujemy zatem na podstawie zależności (5.2.4.1.1.1)

$$k'_{U_{różACII}} = \frac{U_L}{U_1} \approx -g_m \frac{R_C R_L}{2 R_C + R_L} \quad (5.2.4.1.1.4)$$

$$\text{gdzie: } g_m = \frac{r'_{B'E}}{r'_{BB'} + r'_{B'E}} g_m$$

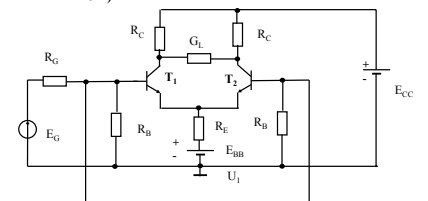
W warunkach praktycznych bardzo często  $R_L \gg R_C$ , a ponadto  $r'_{BB} \ll r'_{B'E}$ , stąd

$$k'_{U_{różACII}} = \frac{U_L}{U_1} \approx -g_m R_C \quad (5.2.4.1.1.5)$$

$$r'_{WEróżEróż} = 2(r'_{BB} + r'_{B'E}) \approx 2r'_{B'E} \quad (5.2.4.1.1.6)$$

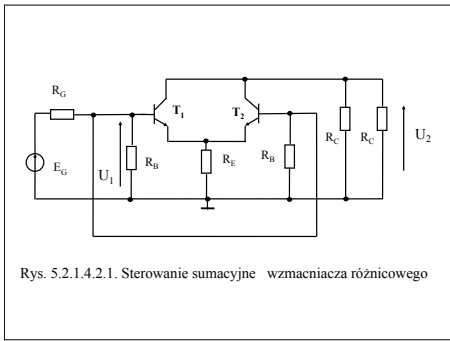
$$r'_{WYróżYróż} = 2r'_{CE} \quad (5.2.4.1.1.7)$$

### 5.2.1.4.2. Sterowanie sumacyjne (zakres częstotliwości średnich ACII)

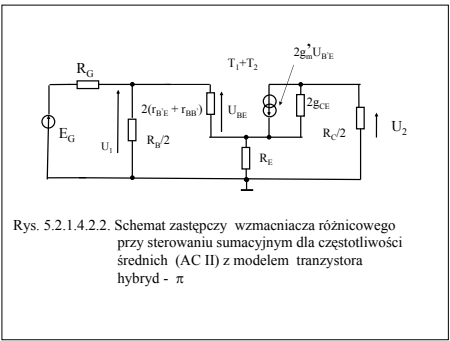


Rys. 5.2.1.4.2.1. Sterowanie sumacyjne wzmacniacza różnicowego





Rys. 5.2.1.4.2.1. Sterowanie sumacyjne wzmacniacza różnicowego



Rys. 5.2.1.4.2.2. Schemat zastępczy wzmacniacza różnicowego przy sterowaniu sumacyjnym dla częstotliwości średnich (AC II) z modelem tranzystora hybryd - π

$$k_{Usum} = \frac{U_2}{U_1}$$

$$U_2 \approx -2g_m U_{BE} \frac{R_C}{2} = -g_m R_C U_{BE}$$

$$U_1 = U_{BE} + U_{RE} = U_{BE} + 2g_m U_{BE} R_E = U_{BE} (1 + 2g_m R_E)$$

$$k_{UsumACH} = \frac{U_2}{U_1} \approx -g_m \frac{R_C}{1 + 2g_m R_E} \approx -\frac{R_C}{2R_E} \quad (5.2.1.4.2.1)$$

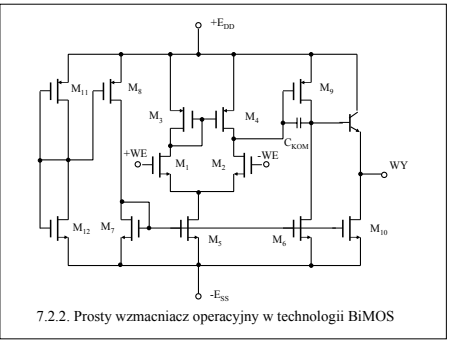
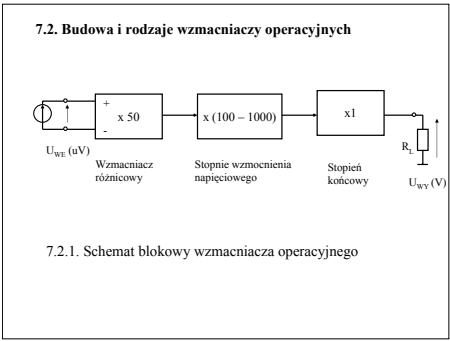
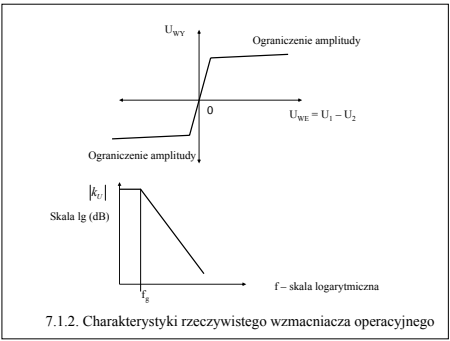
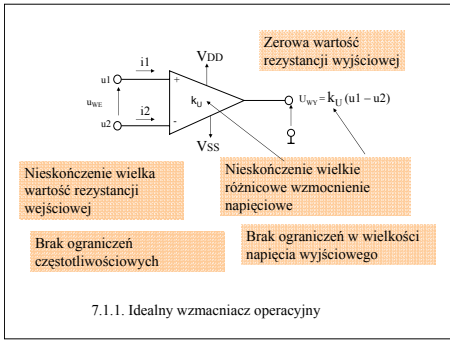
$$r_{WE} \approx \frac{r_{BE}}{2} (1 + 2g_m R_E) \quad (5.2.1.4.2.2)$$

**7. Wzmacniacze operacyjne**

**7.1. Podstawowe własności wzmacniaczy operacyjnych**

Wzmacniacz operacyjny jest wzmacniaczem prądu stałego o dużym wzmacnieniu napięciowym, wejściu różnicowym (symetrycznym) i wyjściu asymetrycznym. Jest używany do realizacji funkcyjnych operacji liniowych i nieliniowych na sygnałach analogowych – stąd nazwa wzmacniacz operacyjny.

Istnieje pojęcie wzmacniacza operacyjnego jako układu idealnego, który powinien charakteryzować się nieskończoną dużą rezystancją wejściową na obu zaciskach wejściowych, zerową rezystancją wyjściową, nieskończoną dużą mocą wzmacnienia napięciowego, brakiem ograniczeń wielkości napięcia wyjściowego oraz brakiem ograniczeń częstotliwościowych (rys. 7.1.1)



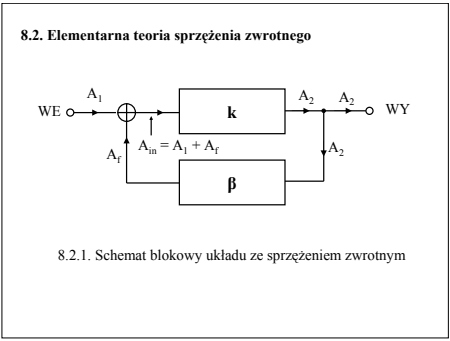
**8. Sprężenie zwrotne – własności**

**8.1. Wprowadzenie**

Sprężenie zwrotne w układzie elektronicznym realizuje się przez sumowanie części sygnału wyjściowego z sygnałem wejściowym i użycie zmodyfikowanego w ten sposób sygnału wejściowego do sterowania układu.

Układy ze sprzężeniem zwrotnym mogą być analizowane różnymi metodami. Bardzo szeroko stosowane są:

- Elementarna teoria sprzężenia zwrotnego,
- Ogólna teoria sprzężenia zwrotnego.



Założenia elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego:

- Istnieje możliwość wyodrębnienia dwóch, unilateralnych bloków:
  - wzmocnienia -  $k$
  - sprężenia zwrotnego  $\beta$ .
- Obydwa bloki są układami liniowymi,
- Blok sprzężenia zwrotnego nie obciąża (tzn. nie pobiera sygnału) z wyjścia bloku wzmocnienia.

Jest rzeczą oczywistą, że żaden z rzeczywistych układów elektronicznych nie spełnia w pełni założeń elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego. Stąd wyniki analizy uzyskane za pomocą tej metody mają charakter przybliżony i mogą być stosowane tylko do pewnych grup układów (np. układów z tranzystorami unipolarnymi i układów, w których wzmacnienie toru wzmacniacza jest duże a sprzężenie zwrotne jest niezbyt silne).

$$k = \frac{A_2}{A_{in}} \quad \beta = \frac{A_f}{A_2} \quad (8.2.1)$$

$$A_{in} = A_1 + A_f$$

$$k_f = \frac{A_2}{A_1} = \frac{A_2}{A_{in} - A_f} = \frac{A_2}{A_{in} (1 - \frac{A_f}{A_{in}})} = \frac{\frac{A_2}{A_{in}}}{1 - \frac{A_f}{A_{in}}}$$

$$k_f = \frac{A_2}{A_1} = \frac{k}{1 - k\beta} \quad (8.2.2)$$

T = kβ – stosunek zwrotny (wzmocnienie pętli),  
F = 1 - T = 1 - kβ – różnica zwrotna, (współczynnik sprzężenia zwrotnego).

**Typy sprzężeń zwrotnych:**

- Ujemne -  $|k_f| < |k|$ , tzn.,  $|1 + k\beta| > 1$ ,
- Dodatnie -  $|k_f| > |k|$ , tzn.,  $|1 + k\beta| < 1$ ,

Jeśli  $k\beta \rightarrow 1$  – stan nieokreślony, tzn.  $k_f \rightarrow \infty$  (generacja drgań)

**Zalety ujemnego sprzężenia zwrotnego:**

- zmniejszenie wrażliwości wzmacnienia na zmiany parametrów elementów składowych układu, warunków zasilania, czynników zewnętrznych (np. temperatura)
- zmniejszenie zniekształceń nieliniowych oraz wpływu zakłóceń,
- możliwość doboru poziomu impedancji wejściowej i wyjściowej,
- możliwość kształtowania charakterystyk częstotliwościowych bądź impulsowych wzmacniacza.

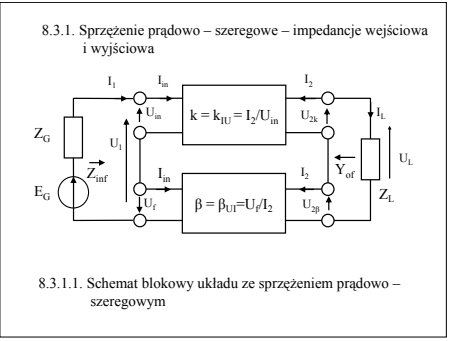
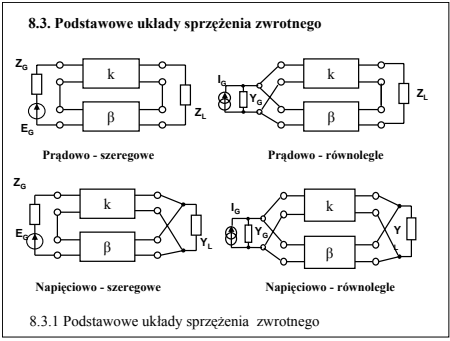
Powyższe zalety okupione są zmniejszoną wartością wzmacnienia.

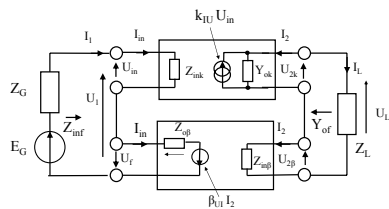
**Dodatnie sprzężenie zwrotne** jest stosowane w sposób zamierzony głównie w układach generacyjnych, natomiast w układach wzmacniaczy, ze względu na swoje liczne wady (głównie niestalość parametrów), jest stosowane bardzo rzadko, zazwyczaj łącznie ze sprzężeniem ujemnym.

Każdy układ ze sprzężeniem zwrotnym zawiera drogę płącającą wyjście układu z jego wejściem, zwaną **pętlą sprzężenia zwrotnego**

Zależnie od liczby takich elementarnych pętli można rozróżnić:

- układy z pojedynczą pętlą sprzężenia zwrotnego,
- układy wielopętlowe.





8.3.1.1. Schemat blokowy układu ze sprzężeniem prądowo – szeregowym – wyznaczenie impedancji wejściowej

$$Z_{inf} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_{in} - U_f}{I_{in}} = \frac{U_{in} + Z_{o\beta} I_{in} - \beta_{UI} I_2}{I_{in}} \quad (8.3.1.1)$$

$$I_2 = -k_{IU} U_{in} + Y_{ok} U_{2k} = -k_{IU} U_{in} + Y_{ok} (U_L - U_{2\beta}) = -k_{IU} U_{in} + Y_{ok} (-Z_L - Z_{in\beta}) I_2$$

$$I_2 = -\frac{k_{IU} U_{in}}{1 + Y_{ok} (Z_L + Z_{in\beta})} \quad (8.3.1.2)$$

Podstawiając (8.3.1.2) do (8.3.1.1) otrzymujemy

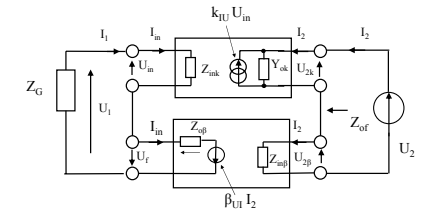
$$Z_{inf} = \frac{U_1}{I_1} = Z_{o\beta} + Z_{ink} \frac{1 + k_{IU} \beta_{UI}}{1 + Y_{ok} (Z_L + Z_{in\beta})} \quad (8.3.1.2)$$

Zwykle wartość  $Y_{ok}(Z_L + Z_{in\beta}) \ll 1$  i wówczas

$$Z_{inf} = \frac{U_1}{I_1} \approx Z_{o\beta} + Z_{ink} (1 + k_{IU} \beta_{UI}) \quad (8.3.1.3)$$

Bardzo często również  $Z_{o\beta} \ll Z_{ink} (1 + k_{IU} \beta_{UI})$ . A zatem

$$Z_{inf} = \frac{U_1}{I_1} \approx Z_{ink} (1 + k_{IU} \beta_{UI}) \quad (8.3.1.4)$$



8.3.1.2. Schemat blokowy układu ze sprzężeniem prądowo – szeregowym – wyznaczenie impedancji wyjściowej

$$Z_{of} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_{2k} + U_{2\beta}}{I_2} = \frac{(k_{IU} U_{in} + I_2) Z_{ok} + Z_{in\beta} I_2}{I_2} = Z_{in\beta} + Z_{ok} (1 + \frac{k_{IU} U_{in}}{I_2}) \quad (8.3.1.5)$$

$$U_{in} = -\frac{\beta_{UI} I_2}{Z_{ink} + Z_G + Z_{in\beta}} Z_{in\beta} \quad (8.3.1.6)$$

Podstawiając (8.3.1.6) do (8.3.1.5) otrzymujemy

$$Z_{of} = \frac{U_2}{I_2} = Z_{in\beta} + Z_{ok} (1 + \beta_{UI} k_{IU} \frac{Z_{ink}}{Z_{ink} + Z_{o\beta} + Z_G}) \quad (8.3.1.7)$$

$$\text{Podstawiając } k_{IUsk} = k_{IU} \frac{Z_{ink}}{Z_{ink} + Z_{o\beta} + Z_G} \quad (8.3.1.8)$$

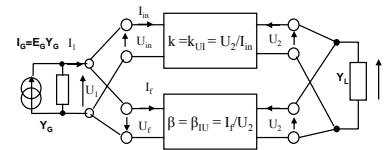
otrzymujemy

$$Z_{of} = \frac{U_2}{I_2} = Z_{in\beta} + Z_{ok} (1 + \beta_{UI} k_{IUsk}) \quad (8.3.1.9)$$

Zwykle  $Z_{in\beta} \ll Z_{ok} (1 + \beta_{UI} k_{IU} \frac{Z_{ink}}{Z_{ink} + Z_{o\beta} + Z_G})$  i wówczas

$$Z_{of} = \frac{U_2}{I_2} \approx Z_{ok} (1 + \beta_{UI} k_{IUsk}) \quad (8.3.1.10)$$

8.3.2. Sprężenie napiściowo – równoległe – admitancje wejściowa i wyjściowa



8.3.2.1. Schemat blokowy układu ze sprzężeniem napiściowo – równoległym

$$Y_{inf} = \frac{I_1}{U_1} = Y_{o\beta} + Y_{ink} \frac{1 + k_{UI} \beta_{IU}}{1 + Z_{ok} (Y_L + Y_{in\beta})} \quad (8.3.2.1)$$

Zwykle  $Z_{ok} (Y_L + Y_{in\beta}) \ll 1$  i wówczas

$$Y_{inf} = \frac{I_1}{U_1} \approx Y_{o\beta} + Y_{ink} (1 + k_{UI} \beta_{IU}) \quad (8.3.2.2)$$

Bardzo często również  $Y_{o\beta} \ll Y_{ink} (1 + k_{UI} \beta_{IU})$ . A zatem

$$Y_{inf} = \frac{I_1}{U_1} \approx Y_{ink} (1 + k_{UI} \beta_{IU}) \quad (8.3.2.3)$$

$$Y_{of} = \frac{I_2}{U_2} = Y_{in\beta} + Y_{ok} (1 + \beta_{UI} k_{UIsk}) \quad (8.3.2.4)$$

Zwykle  $Y_{in\beta} \ll Y_{ok} (1 + \beta_{UI} k_{UIsk})$  i wówczas

$$Y_{of} = \frac{I_2}{U_2} \approx Y_{ok} (1 + \beta_{UI} k_{UIsk}) \quad (8.3.2.5)$$

gdzie :

$$k_{UIsk} = k_{UI} \frac{Y_{ink}}{Y_{ink} + Y_{o\beta} + Y_G} \quad (8.3.2.6)$$

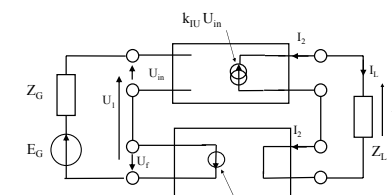
8.3.3. Wpływ sprzężenia zwrotnego na wzmocnienie

8.3.3.1. Sprężenie prądowo - szeregowe

Proste zależności na wzmocnienie układu ze sprzężeniem zwrotnym prądowym – szeregowym można uzyskać stosując w schemacie zastępczym idealizowany wzmacniacz transkonduktacyjny i idealny układ sprzężenia zwrotnego (rys. 8.3.3.1.1)

Układ ten jest modyfikacją układu z rys. 8.3.1.1, w którym przyjęto :

- $Z_{in} \rightarrow \infty$ ,
- $Y_{ok} \rightarrow 0$ ,
- $Z_{in\beta} \rightarrow 0$ ,
- $Z_{o\beta} \rightarrow 0$ .



8.3.3.1.1. Schemat blokowy układu ze sprzężeniem prądowo – szeregowym z idealizowanym wzmacniaczem transkonduktacyjnym i idealnym układem sprzężenia zwrotnego

Na podstawie rys. 8.3.3.1.1. można napisać :

$$k_{of} = \frac{U_L}{U_1} = \frac{U_L}{U_{in} - \beta_{UI} I_2} = \frac{U_L}{U_{in} - \beta_{UI} k_{IU} U_{in}} = \frac{U_L}{U_{in} (1 - k_{IU} \beta_{UI})}$$

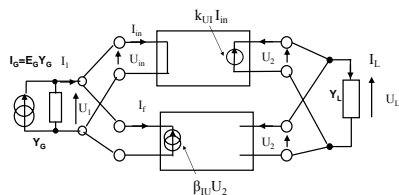
Mamy zatem

$$k_{of} = \frac{U_L}{U_1} = \frac{k_{IU}}{1 - k_{IU} \beta_{UI}} \quad (8.3.3.1.1)$$

Łatwo sprawdzić, że

$$k_u = k_{IU} Z_L \quad (8.3.3.1.2)$$

8.3.3.2. Sprężenie napiściowo – równoległe



8.3.3.2.1. Schemat blokowy układu ze sprzężeniem napiściowo – równoległym z idealizowanym wzmacniaczem transrezystancyjnym i idealizowanym układem sprzężenia zwrotnego

Na podstawie rys. 8.3.3.2.1. można napisać :

$$k_{if} = \frac{I_L}{I_1} = \frac{I_L}{I_{in} - \beta_{UI} U_2} = \frac{I_L}{I_{in} - \beta_{UI} k_{UI} I_{in}} = \frac{I_L}{I_{in} (1 - k_{UI} \beta_{UI})}$$

Mamy zatem

$$k_{if} = \frac{I_L}{I_1} = \frac{k_{if}}{1 - k_{UI} \beta_{UI}} \quad (8.3.3.2.1)$$

Łatwo sprawdzić, że

$$k_i = \frac{I_2}{I_{in}} = -\frac{I_L}{I_{in}} = -\frac{U_2 Y_L}{I_{in}} = -k_{UI} Y_L \quad (8.3.3.2.2)$$

8.3.4. Podsumowanie wpływu ujemnego sprzężenia zwrotnego na parametry robocze wzmacniacza liniowego

	Napiściowo-szeregowe	Prądowo-szeregowe	Napiściowo-równoległe	Prądowo-szeregowe
$Z_{inf}$	/	/	/	/
$Z_{of}$	/	/	/	/
$k_{uf}$	/	/	=	=
$k_{if}$	=	=	/	/
$k_{uf\beta}$ $k_{if\beta}$	/	/	/	/
$k_{of\beta}$	/	/	/	/
F	$1 - k_{UI} \beta_{UI}$	$1 - k_{IU} \beta_{UI}$	$1 - k_{UI} \beta_{UI}$	$1 - k_i \beta_i$

8.3.5. Wpływ sprzężenia zwrotnego na wrażliwość wzmocnienia

Zakładając, że wzmocnienie jest wielkością rzeczywistą (zakres częstotliwości średnich) można zdefiniować następujące miary wrażliwości wzmocnienia w układzie bez i ze sprzężeniem zwrotnym względem tego samego parametru  $p_i$

$$S_{p_i}^k = \frac{\partial k}{\partial p_i} ; \quad S_{p_i}^{k_f} = \frac{\partial k_f}{\partial p_i} ; \quad (8.3.5.1)$$

Na podstawie zależności (8.2.2) otrzymujemy :

$$dk_f = \frac{dk}{(1 + k\beta)^2} \quad (8.3.5.2)$$

Mamy zatem

$$\frac{dk_f}{k_f} = \frac{1}{1 + \beta k} \frac{dk}{k} \quad (8.3.5.3)$$

Z zależności (8.3.5.1) i (8.3.5.3) otrzymujemy

$$S_{p_i}^{k_f} = \frac{S_{p_i}^k}{1 + \beta k} \quad (8.3.5.4)$$

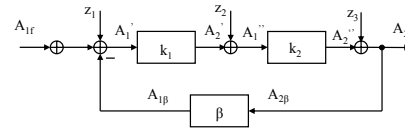
W przypadku sprzężenia czysto ujemnego czułość wzmocnienia ulega redukcji, podobnie jak samo wzmocnienie.

W granicznym przypadku silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego ( $|\beta k| \gg 1$ ) otrzymujemy

$$k_f \approx -\frac{1}{\beta} \quad (8.3.5.5)$$

tzn. wzmocnienie staje się praktycznie niezależne od parametrów aktywnych elementów wzmacniających i jego stałość, przy zastosowaniu biernych elementów w torze sprzężenia zwrotnego, jest bardzo duża.

8.3.6. Wpływ ujemnego sprzężenia zwrotnego na zniekształcenia nieliniowe, zakłócenia i szumy



8.3.6.1. Wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym z uwzględnieniem sygnałów szkodliwych

$$A_{2f} = (A_{1f} + z_1) \frac{k_1 k_2}{1 + k_1 k_2 \beta} + z_2 \frac{k_2}{1 + k_1 k_2 \beta} + z_3 \frac{1}{1 + k_1 k_2 \beta} \quad (8.3.6.1)$$

Wpływ sygnałów szkodliwych wewnątrz pętli sprzężenia zwrotnego jest zmniejszony i to tym bardziej, im bliżej wyjścia one powstają. Zakłócenia i szumy powstające na wejściu układu są redukowane w tym samym stosunku co sygnał użyteczny, zatem ujemne sprzężenie zwrotne nie poprawia stosunku sygnału do szumu.

Zawartość harmonicznych  $h$  układu bez sprzężenia zwrotnego i  $h_f$  ze sprzężeniem zwrotnym są związane zależnością

$$h_f \approx \frac{h}{1 + \beta k} \quad (8.3.6.2)$$

**Powyższy wzór jest słuszny tylko wtedy, gdy  $\beta k$  nie zależy od częstotliwości.**

Ujemne sprzężenie zwrotne powoduje zatem linearyzację odpowiedniej charakterystyki roboczej wzmacniacza, przy załadowaniu, ze szerokość pasma  $\beta k$  obejmuje wszystkie prążki widma sygnału.

Może się jednak również zdarzyć, że dla częstotliwości rozpatrywanej harmonicznej sprzężenia zwrotne jest dodatnie i wtedy zawartość harmonicznych może ulec zwiększeniu.

8.3.7. Wpływ ujemnego sprzężenia zwrotnego na charakterystyki częstotliwościowe wzmacniaczy

Przy założeniu  $\beta = \text{const}$  i jednobiegunowej charakterystyki członu wzmacniającego

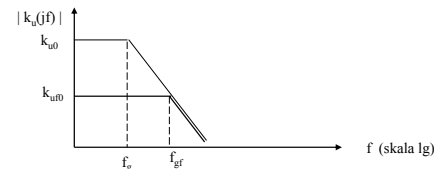
$$k_u(jf) = -\frac{k_{u0}}{1 + j \frac{f}{f_g}} \quad (8.3.7.1)$$

otrzymujemy

$$k_{uf}(jf) = \frac{k_{uf0}}{1 + \frac{f}{f_{gf}}} \quad (8.3.7.2)$$

$$\text{gdzie : } k_{uf0} = \frac{k_{u0}}{1 - \beta k_{u0}} \quad (8.3.7.3)$$

$$f_{gf} = f_g (1 - \beta k_{u0}) \quad (8.3.7.4)$$



Rys. 8.3.7.1. Wpływ ujemnego sprzężenia zwrotnego na częstotliwość górną wzmacniacza

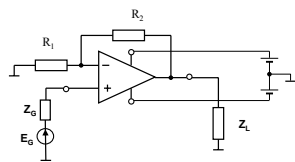
## 9. Zastosowania wzmacniaczy operacyjnych

### 9.1. Wprowadzenie

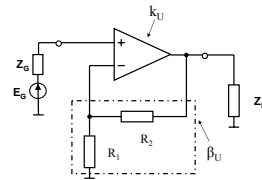
Układy ze wzmacniaczami operacyjnymi jako elementami aktywnymi prawie całkowicie zastąpiły klasyczne rozwiązania z pojedynczymi tranzystorami w zakresie małych częstotliwości. Z kolei nowa generacja szybkich wzmacniaczy operacyjnych, głównie ze sprzężeniem prądowym o częstotliwościach  $f_c$  do 10 GHz, znacznie rozszerza zakres częstotliwości pracy układów ze wzmacniaczami operacyjnymi. Za pomocą wzmacniaczy operacyjnych można realizować funkcyjne operacje liniowe i nieliniowe na sygnałach analogowych, takich jak np. sumowanie całkowanie, różniczkowanie, przesuwanie fazy napięcia, przetwarzanie napięcie-prąd lub prąd-napięcie, precyzyjne prostowanie itp. Szczególną klasą układów realizowanych z zastosowaniem wzmacniaczy operacyjnych są filtry aktywne o charakterystykach pasmowych z biegunami zespolonymi, a przy tym bez użycia indukcyjności.

### 9.2. Podstawowe konfiguracje wzmacniacza operacyjnego w układach wzmacniających

#### 9.2.1. Wzmacniacz nieodwracający

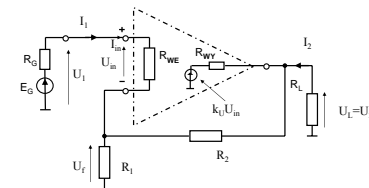


Rys. 9.2.1.1. Wzmacniacz nieodwracający



Rys. 9.2.1.2. Wzmacniacz nieodwracający jako układ sprzężenia zwrotnego napięciowo - szeregowego

#### 9.2.1.1. Wzmocnienie układu wzmacniacza nieodwracającego



Rys. 9.2.1.1.1. Wzmacniacz nieodwracający z prostym schematem zastępczym wzmacniacza operacyjnego

$$k_{uf} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{in} + U_f} \approx \frac{k_U U_{in} \frac{R_L}{R_{wy} + R_L}}{U_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} k_U U_{in} \frac{R_L}{R_{wy} + R_L}}$$

$$k_{uf} = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{k_U \frac{R_L}{R_{wy} + R_L}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} k_U \frac{R_L}{R_{wy} + R_L}} \quad (9.2.1.1.1)$$

Zwykle  $R_{wy} \ll R_L$  i wówczas

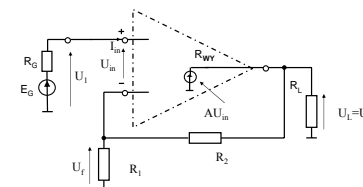
$$k_{uf} = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{k_U}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} k_U} \quad (9.2.1.1.2)$$

Oznaczając  $\beta_U = \frac{U_f}{U_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  otrzymujemy

$$k_{uf} = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{k_U}{1 + \beta_U k_U} \quad (9.2.1.1.3)$$

Jeśli  $\beta_U k_U \gg 1$

$$k_{uf} = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{1}{\beta_U} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (9.2.1.1.4)$$



Rys. 9.2.1.1.2. Wzmacniacz nieodwracający ze schematem idealnego wzmacniacza operacyjnego

Na podstawie elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego otrzymujemy

$$\beta_U = \frac{U_f}{U_2} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$k_{uf} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{k_U}{1 + \beta_U k_U}$$

Stąd

$$k_{uf} = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{k_U}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} k_U}$$

A zatem otrzymaliśmy w prosty sposób wzór (9.2.1.1.2)

### 9.2.1.2. Rezystancja wejściowa układu wzmacniacza nieodwracającego

Na podstawie elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego (rozdział 8.3.1) otrzymujemy (wzór 8.3.1.4) zależność

$$R_{WEf} = \frac{U_1}{I_1} \approx R_{WE} (1 + k_U \beta_U) \quad (9.2.1.1.1)$$

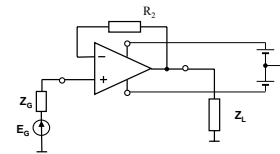
### 9.2.1.3. Rezystancja wyjściowa układu wzmacniacza nieodwracającego

Na podstawie elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego (rozdział 8.3.2) otrzymujemy (wzór 8.3.2.5) zależność

$$R_{WYf} = \frac{U_2}{I_2} \approx \frac{R_{WY}}{1 + \beta_U k_U} \quad (9.2.1.3.1)$$

### 9.2.2. Wtórnik napięciowy

Szczególnym przypadkiem wzmacniacza nieodwracającego jest układ wtórnik napięciowy. Jeśli bowiem wartość rezystancji  $R_1 = \infty$ , wówczas otrzymamy układ



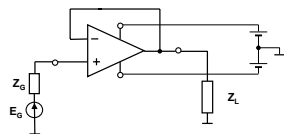
Rys. 9.2.2.1. Wtórnik napięciowy

Wzmocnienie tego układu można obliczyć stosując zależność (9.2.1.1.4) przyjmując  $R_1 \rightarrow \infty$ .

$$k_{Uf} = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{1}{\beta_U} = 1 + \frac{R_2}{\infty} = 1$$

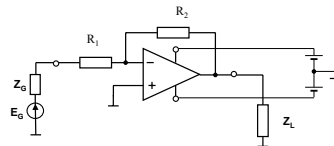
$$k_{Uf} = \frac{U_2}{U_1} \approx 1 \quad (9.2.2.1)$$

Mozliwe jest dalsze uproszczenie układu przyjmując  $R_2 = 0$

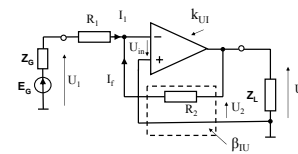


Rys. 9.2.2.2. Wtórnik napięciowy z  $R_2 = 0$

### 9.2.3. Wzmacniacz odwracający

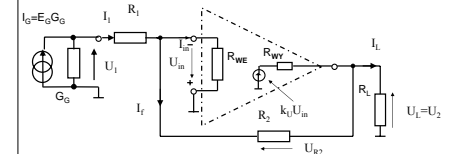


Rys. 9.2.3.1. Wzmacniacz odwracający

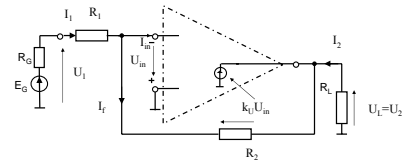


Rys. 9.2.3.2. Wzmacniacz odwracający jako układ ze sprzężeniem napięciowo - równoległym

### 9.2.3.1. Wzmocnienie wzmacniacza odwracającego



Rys. 9.2.3.1.1. Wzmacniacz odwracający z prostym schematem zastępczym wzmacniacza operacyjnego



Rys. 9.2.3.1.2. Wzmacniacz odwracający z schematem idealnego wzmacniacza operacyjnego

$$\frac{U_1 + U_{in}}{R_1} = \frac{-U_L - U_{in}}{R_2}$$

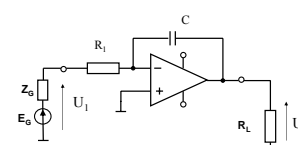
$$\frac{U_1(1 + \frac{U_{in}}{U_1}) - U_L(1 + \frac{U_{in}}{U_L})}{R_1} = \frac{-U_L - U_{in}}{R_2}$$

$$U_2 = k_U U_{in} \longrightarrow U_{in} = \frac{U_L}{k_U} \longrightarrow U_{in} \approx 0$$

$$k_{Uf} = \frac{U_L}{U_1} \approx -\frac{R_2}{R_1} \quad (9.2.3.1.1)$$

### 9.3. Układy całkujące i różniczkujące

#### 9.3.1. Układ całkujący



Rys. 9.3.1.1. Układ całkujący

$$k_{Uf} = \frac{U_L}{U_1} \approx -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{sC}{R_1} = -\frac{1}{sCR_1}$$

$$k_{Uf} = \frac{U_L}{U_1} \approx -\frac{\omega_L}{s} \quad (9.3.1.1)$$

gdzie :

$$\omega_L = \frac{1}{R_1 C}$$

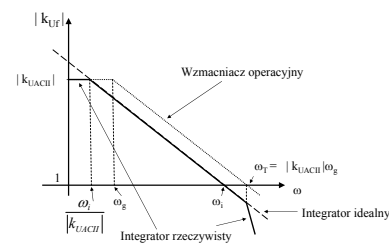
nazywana jest pulsacją integratora

Uwzględniając charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza operacyjnego

$$k_U(s) = \frac{|k_{UACH}|}{1 + \frac{s}{\omega_g}}$$

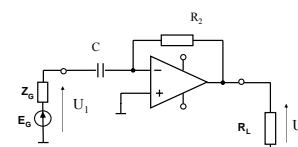
funkcję transmitancji układu integratora można zapisać w postaci :

$$k_U(s) = -\frac{|k_{UACH}|}{(1 + \frac{s}{\omega_L |k_{UACH}|})(1 + \frac{s}{|k_{UACH}| \omega_g})} \quad (9.3.1.2)$$



Rys. 9.3.1.2. Charakterystyki modułu transmitancji integratora

### 9.3.2. Układ różniczkujący



Rys. 9.3.2.1. Układ różniczkujący

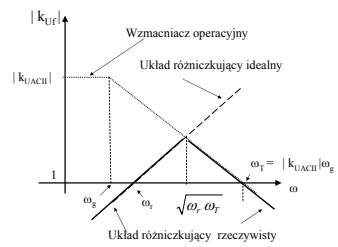
$$k_{Uf} = \frac{U_L}{U_1} \approx -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{\frac{1}{sC}} = -sR_2C$$

$$k_{Uf} = \frac{U_L}{U_1} \approx -\frac{s}{\omega_r} \quad (9.3.2.1)$$

gdzie :

$$\omega_r = \frac{1}{R_2 C}$$

nazywana jest pulsacją układu różniczkującego



Rys. 9.3.2.2. Charakterystyki modułu transmitancji układu różniczkującego