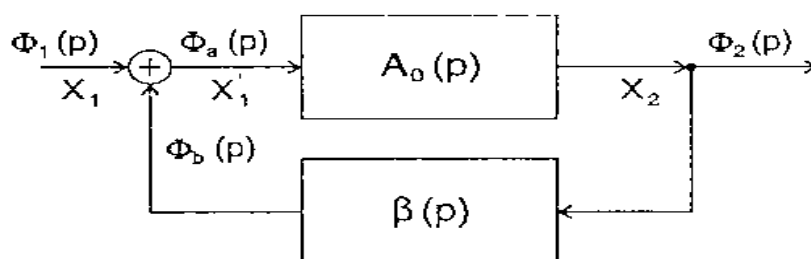


Spätná väzba.

Spätná väzba je zámerná v mnohých elektronických obvodoch napr. na stabilitu pracovného bodu tranzistora, pre udržiavanie oscilácií alebo na rozšírenie prenosu signálu frekvenčného pásma a pod. Zpätná väzba sprostredkuje prenos signálu z výstupnej brány späť na vstupnú bránu. Článok, ktorý prenáša signál len jedným smerom (zo vstupu na výstup) hovoríme že je unilaterálny. Na obrázku je bloková schéma prenosového článku so spätnou väzbou.(obr.1).



Obr.1

Vstupné a výstupné signály môžu predstavovať prúdy a napätia. Ideálne prípady sú vtedy ak signály sú prenášané len v smere šípky ako je to na obr.1. Zadefinujeme si niektoré užitočné termíny.

Slučka spätnej väzby(The feedback loop) – je uzavretá cesta obsahujúca dopredný smer cez zosilovač $A_o(p)$ a spätnú cestu cez spätnoväzobný blok $\beta(p)$. Obidva $A_o(p)$ a $\beta(p)$ sú racionálne funkcie pre danú zapojenú sieť.

Otvorená slučka prenosnej funkcie(Open-loop transfer function) – ak slučka spätnej väzby je otvorená pre spätnoväzobnú cestu t.j. $\Phi_b = 0$ priama alebo dopredná funkcia zisku zosilovača $A_o(p)$ je definovaná ako otvorená slučka prenosovej funkcie:

$$A_o(p) = \left. \frac{\Phi_2}{\Phi_1} \right|_{\Phi_b = 0} = \frac{\Phi_2}{\Phi_a} \quad \text{kde } \Phi_a = \Phi_1 + \Phi_b \quad (1.1)$$

Symbol Φ sa používa namiesto U a I pretože vstupné a výstupné signály môžu byť prúd alebo napätie.

Prenosová funkcia spätnej väzby(The feedback transfer function) $\beta(p)$ je definovaná ako $\beta(p) = \frac{\Phi_b(p)}{\Phi_2(p)}$

Uvažujme teraz slučku spätnej väzby, ktorá nie je otvorená. Podľa teórie funkcií zisku zisk jednotlivkej slučky zosilovača je daný ako,

$$A(p) = \frac{\Phi_2(p)}{\Phi_1(p)}$$

Podľa predchádzajúcich definícií

$$\Phi_a(p) = \frac{\Phi_2(p)}{A_o(p)}$$

$$\Phi_b(p) = \Phi_2(p) \cdot \beta(p)$$

$$\frac{\Phi_2(p)}{A_o(p)} = \Phi_1(p) + \Phi_2(p) \cdot \beta(p)$$

Z poslednej rovnice môžeme určiť ,

$$A(p) = \frac{\Phi_2(p)}{\Phi_1(p)} = \frac{A_o(p)}{1 - A_o(p) \cdot \beta(p)} \quad (1.1a)$$

Rovnica (1.1a) je veľmi dôležitá a obyčajne sa označuje ako **základná rovnica spätnej väzby**. Mnoho vlastností môžeme dedukovať z rovnice (1.1a). V rovnici (1.1a) je prenosová funkcia $A(p)$ označovaná ako **zatvorená slučka funkcie zisku(closed-loop gain function)**. Na obrázku 1. predpokladáme kladnú(pozitívnu) spätnú väzbu pri dohode výberu znamienok. Ak jeden činiteľ $A_o(p)$ alebo $\beta(p)$ je invertný potom sa uvažuje záporná spätná väzba. Záporná spätná väzba má mnoho výhod v zosilovačoch a kladná spätná väzba je užitočná v oscilátoroch.

Funkcia slučky prenosu(loop-transmission function) alebo tiež označený ako zisk

$$\text{slučky } T(p) = -\frac{\Phi_b(p)}{\Phi_1(p)} = -A_o(p) \cdot \beta(p) .$$

Ak $K(p)$ označíme ako **stupeň spätnej väzby** potom,

$$K(p) = 1 + T(p) = 1 - A_o(p) \cdot \beta(p) \quad (1.2)$$

v rovnici (1.2) sú dôležité korene rovnice $K(p) = 0$, ktoré označujú frekvenčné vlastnosti systému. Pre stabilný systém korene $K(p)$ musia ležať v ľavej polrovine. Všetky funkcie zisku ($A_o(p)$, $\beta(p)$, $T(p)$, $K(p)$) sú racionálne funkcie komplexnej premennej $p = j\omega$.

Veľkosť spätnej väzby $K(p)$ je vyjadrená v dB

$20 \cdot \log|K(p)| = 20 \cdot \log|1 - A_o(p) \cdot \beta(p)|$ a označujeme ako stupeň spätnej väzby a rozdeľujeme na:

- $|1 - A_o(p) \cdot \beta(p)| > 1$ – záporná spätná väzba
- $|1 - A_o(p) \cdot \beta(p)| < 1$ – kladná spätná väzba

Triedenie a konfigurácie spätnej väzby.

V jednotlivej slučke spätnoväzobného obvodu podľa obr.1 zosilovací obvod $A_o(p)$ je ako aktívny dvojbran a člen spätnej väzby $\beta(p)$ je obyčajne(ale nemusí byť) pasívny dvojbran. Ideálne je ak predpokladané obvody $A_o(p)$ a $\beta(p)$ sú unilaterálne. V praxi to nie je možné, zosilovače nie sú presne unilaterálne a pasívne obvody sú vždy bilaterálne. Preto musíme urobiť vhodné predpoklady aby sme sa priblížili situácii na obr.1.

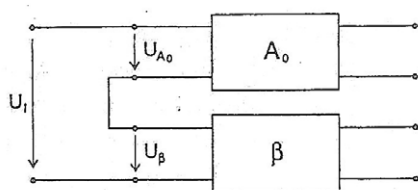
Dva základné predpoklady, ktoré urobíme sú :

- 1) Dopredný prenos cez spätnoväzobný činiteľ je zanedbateľný v porovnaní s dopredným prenosom cez zosilovač.
- 2) Spätný prenos cez zosilovač je zanedbateľný v porovnaní so spätným prenosom cez spätnoväzobný obvod.

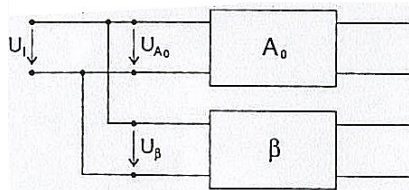
Tieto predpoklady sú často vhodné keď cesta spätnej väzby je cez pasívny obvod. Teda signál je zosilnený cez dopredný zosilovací obvod a tlmený cez spätnoväzobný pasívny obvod prvý predpoklad je celkom platný. Druhý predpoklad je tiež platný ak zosilovače používané v $A_o(p)$ sú unilaterálne zatiaľ čo $\beta(p)$ je bilaterálny teda spätný prenos cez A_o obvod je zanedbateľný v porovnaní so spätným prenosom cez β obvod.

Ďalší predpoklad, ktorý uvažujeme dokonca môže byť nevyhnutný je zanedbateľný zaťažovací efekt spätnoväzobného obvodu na zosilovacom obvode ak hodnoty spätnoväzobných parametrov nie sú známe.

Pozrime sa na konfigurácie dvojbrán z pohľadu vstupu ako vidíme na obr.2 v sériovom zapojení a obr.3 paralelnom zapojení.

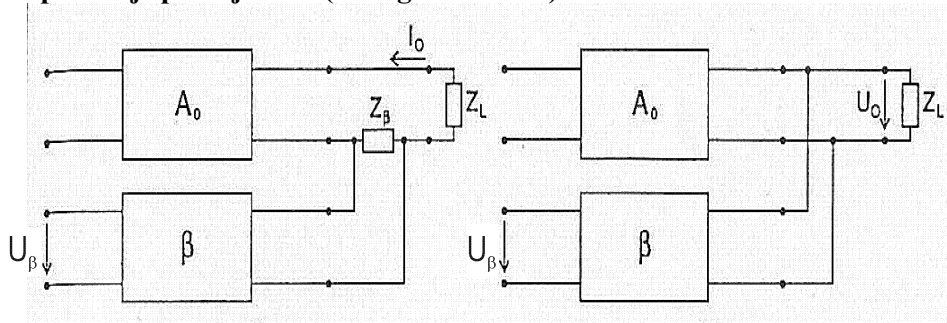


Obr.2

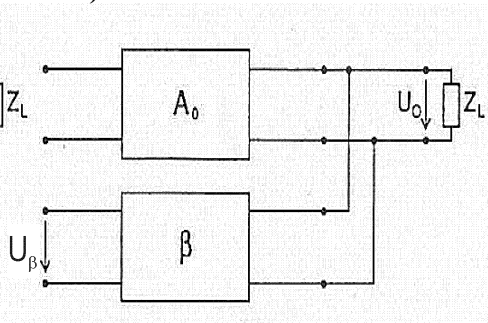


Obr.3

Podobná situácia je konfigurácia dvojbrán z pohľadu výstupu ako je na obr.4, kde výstupné napätie spätnej väzby, U_β je funkciou výstupného prúdu I_o , preto hovoríme o **prúdovej spätnej väzbe(current feedback)**. Na obr.5 je výstupné napätie spätnej väzby, U_β funkciou výstupného napätia U_o , preto hovoríme o **napät'ovej spätnej väzbe(voltage feedback)**.



obr.4



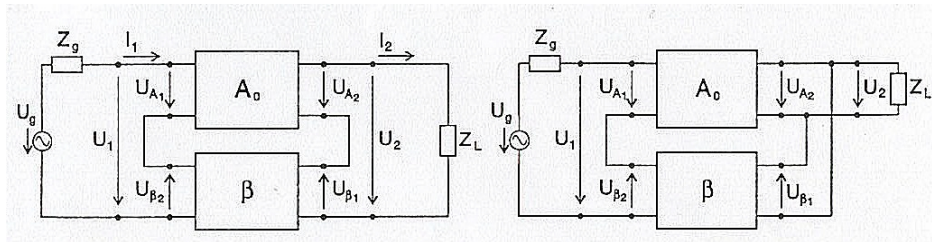
obr.5

Či je to napät'ová alebo prúdová spätná väzba je jednoducho nájsť podľa týchto pravidiel:

- Ak umiestnenú záťažovú impedanciu prepojíme skratovacou spojkou a U_β je rovné nule potom sa jedná o napät'ovú spätnú väzbu.
- Ak záťažovú impedanciu rozpojíme (rozpojený obvod na výstupe) a U_β je rovné nule potom sa jedná o prúdovú spätnú väzbu.

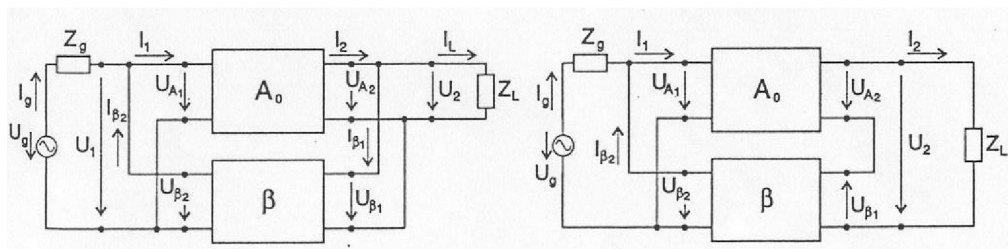
Kombináciou možných spojení je možné získať štyri základné zapojenia zobrazených na obr. 6,7,8,9. Tieto sú podľa konfigurácie spätnej väzby

- sériová – sériová (series -series) alebo prúdová – sériová (currunt - series),
- sériová – paralelná (series – shunt) alebo napät'ová – sériová (voltage - series),
- paralelná – paralelná (shunt -shunt) alebo napät'ová – paralelná (voltage -shunt)
- paralelná –sériová (shunt -series) alebo prúdová –paralelná (currunt - shunt)



sériová – sériová
obr.6

sériová - paralelná
obr.7



paralelná - paralelná
obr.8

paralelná - sériová
obr.9

Stručne vyhodnotíme jednotlivé zapojenia ako funkcie obvodov: *napät'ový a prúdový zisk a vstupná a výstupná impedancia.*

Sériová – paralelná alebo napät'ová – sériová kombinácia.

Podľa obr.7 môžeme napísať rovnice pre napät'ový zisk,

$$A_{Ou} = \frac{U_{A2}}{U_{A1}} = \frac{U_2}{U_{A1}}$$

$$\beta_u = \frac{U_{\beta2}}{U_{\beta1}} = \frac{U_{\beta2}}{U_2}$$

kde A_{Ou} - je funkcia otvorenej slučky napät'ového zisku

β_u - je napät'ová funkcia spätnej väzby

pre vstupné napätie môžeme písať

$$U_1 = U_{A1} - U_{\beta 2}$$

Z týchto rovníc si vyjadríme **zisk funkcie napätia uzatvorenej slučky**.

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{A1} - U_{\beta 2}} = \frac{U_2}{U_{A1} \cdot \left(1 - \frac{U_{\beta 2}}{U_{A1}}\right)} = \frac{A_{Ou}}{1 - \frac{U_{\beta 2}}{U_2} \cdot \frac{U_2}{U_{A1}}}$$

$$A_u = \frac{A_{Ou}}{1 - \beta_u \cdot A_{Ou}} - \text{zisk funkcie napätia uzatvorenej slučky.}$$

Sériová – sériová alebo prúdová - sériová.

Rozvoj napät'ového zisku urobíme podľa nasledujúcich vzťahov z obr.6

Z_{β} - vstupná impedancia spätnoväzobného obvodu

potom môžeme písať z obr.6

$$U_2 = U_{A2} - U_{\beta 1} = A_{Ou} \cdot U_{A1} - U_{\beta 1}$$

$$U_{\beta 1} = I_2 \cdot Z_{\beta} \quad \text{kde}$$

$$I_2 = \frac{U_2}{Z_L} = \frac{U_{A2}}{Z_L + Z_{\beta}}$$

Spätná väzba konfiguruje $U_{\beta 2}$ v závislosti na prúde I_2 a vyjadríme to rovnicou

$$U_{\beta 2} = \beta_1 \cdot I_2 = \beta_1 \cdot \frac{U_{A2}}{Z_L + Z_{\beta}} = \beta_u \cdot U_{A2} \quad \text{kde } \beta_1 \text{ má jednotkovú impedanciu a označuje}$$

závislosť spätnej väzby výstupného napätia $U_{\beta 2}$ k výstupnému prúdu I_2 .

Posledná rovnica priamo zosiluje :

$$\beta_u = \frac{U_{\beta 2}}{U_{A2}} = \frac{\beta_1}{Z_L + Z_{\beta}}$$

$$U_{A1} = U_1 + U_{\beta 2} = U_1 + \beta_u \cdot U_{A2} = U_1 + \beta_u \cdot A_{Ou} \cdot U_{A1}$$

$$U_1 = U_{A1} \cdot (1 - \beta_u \cdot A_{Ou})$$

Napät'ový zisk celého obvodu je potom

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{A2} - U_{\beta 1}}{U_{A1} \cdot (1 - \beta_u \cdot A_{Ou})}$$

Uvažujme že $Z_{\beta} \ll Z_L$ potom platí $U_{\beta 1} \ll U_2$ a keďže $U_{A2} = U_2 + U_{\beta 1}$

a môžeme písať $U_{\beta 1} \ll U_{A2}$

a preto celkový napät'ový zisk môžeme vyjadriť

$$A_u = \frac{U_{A2}}{U_{A1} \cdot (1 - \beta_u \cdot A_{Ou})} = \frac{A_{Ou}}{1 - \beta_u \cdot A_{Ou}}$$

Paralelná – paralelná alebo napät'ová – paralelná.

Z obr.8 môžeme napísať nasledujúcu rovnicu:

$$U_1 = U_{A1} = U_{\beta 2}$$

$$U_2 = U_{A2} = U_{\beta 1}$$

$$A_{O_i} = \frac{I_2}{I_1}$$

$$I_1 = I_g + I_{\beta 2}$$

$$I_{\beta 2} = \beta_u \cdot U_2$$

$$U_1 = Z_1 \cdot I_1$$

kde Z_1 - vstupná impedancia priameho obvodu

Zosilnenie vyjadruje nasledujúce vzťahy

$$I_1 = I_g + \beta_u \cdot U_2 = I_g + \beta_u \cdot Z_L \cdot I_2 = I_g + \beta_u \cdot A_{O_i} \cdot I_1 \cdot Z_L$$

$$I_1 (1 - \beta_u \cdot A_{O_i} \cdot Z_L) = I_g$$

$$\beta_i = \beta_u \cdot Z_L$$

Pre prúdový zisk platí

$$A_i = \frac{I_2}{I_g} \quad \text{dosadením za } I_g \text{ dostaneme výsledný výt'ah}$$

$$A_i = \frac{I_2}{I_1 \cdot (1 - \beta_i \cdot A_{O_i})} = \frac{A_{O_i}}{1 - \beta_i \cdot A_{O_i}}$$

Paralelná – sériová alebo prúdová – paralelná.

Podobne ako v predchádzajúcich konfiguráciách prúdový zisk vyjadrený pre prúdovú paralelnú alebo paralelnú sériovú spätnú väzbu vyjadríme z obr.9

$$A_{O_i} = \frac{I_2}{I_1}$$

$$I_1 = I_g + I_{\beta 2}$$

$$I_{\beta 2} = \beta_i \cdot I_2$$

$$I_2 = \frac{U_{A2}}{Z_L + Z_{i\beta}}$$

$$U_1 = I_1 \cdot Z_1$$

kde $Z_{i\beta}$ - je vstupná impedancia spätnoväzobného obvodu

a Z_1 - je vstupná impedancia priameho obvodu

$$I_1 = I_g + \beta_i \cdot I_2 = I_g + \beta_i \cdot A_{O_i} \cdot I_1$$

$$\Rightarrow I_1 \cdot (1 - \beta_i \cdot A_{O_i}) = I_g$$

$$A_i = \frac{I_2}{I_g} = \frac{A_{O_i}}{I_1 \cdot (1 - \beta_i \cdot A_{O_i})} = \frac{A_{O_i}}{1 - \beta_i \cdot A_{O_i}}$$

Základné vlastnosti zosilovačov so zápornou spätnou väzbou sú v tab.1

Tab.1

	Z_{INP}	Z_{OUT}	A_i	A_u
sériová-paralelná	$Z_{IO} \cdot (1 + \beta_u \cdot A_{Ou})$	$\frac{Z_{O0}}{1 + \beta_u \cdot A_{Ou}}$	A_{Oi}	$\frac{A_{Ou}}{1 + \beta_u \cdot A_{Ou}}$
paralelná-paralelná	$\frac{Z_{IO}}{1 + \beta_i \cdot A_{Oi}}$	$\frac{Z_{O0}}{1 + \beta_i \cdot A_{Oi}}$	$\frac{A_{Oi}}{1 + \beta_i \cdot A_{Oi}}$	A_{Ou}
sériová-sériová	$Z_{IO} \cdot (1 + \beta_u \cdot A_{Ou})$	$Z_{O0} \cdot (1 + \beta_u \cdot A_{Ou})$	A_{Oi}	$\frac{A_{Ou}}{1 + \beta_u \cdot A_{Ou}}$
paralelná-sériová	$\frac{Z_{IO}}{1 + \beta_i \cdot A_{Oi}}$	$Z_{O0} \cdot (1 + \beta_i \cdot A_{Oi})$	$\frac{A_{Oi}}{1 + \beta_i \cdot A_{Oi}}$	A_{Ou}

kde

Z_{INP} - vstupná impedancia obvodu so spätnou väzbou

Z_{OUT} - výstupná impedancia obvodu so spätnou väzbou

A_i - prúdový zisk obvodu so spätnou väzbou

A_u - napät'ový zisk obvodu so spätnou väzbou

Z_{IO} - vstupná impedancia obvodu bez spätnej väzby

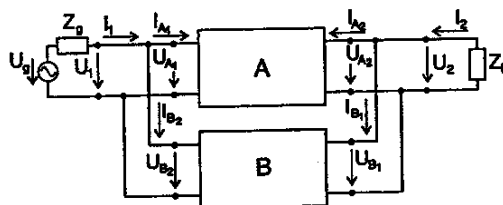
Z_{O0} - výstupná impedancia obvodu bez spätnej väzby

A_{Oi} - prúdový zisk obvodu bez spätnej väzby

A_{Ou} - napät'ový zisk obvodu bez spätnej väzby

Teória dvojbrán so spätnou väzbou.

Presná teória spätnej väzby je založená na teórii dvojbrán. Známý je opis dvojbrán pomocou matíc Y, Z, H, G. Uvažujme obvod na obr.10



obr.10

Vyjadríme prúdy a napätia:

$$I_1 = I_{A1} + I_{B2}$$

$$I_2 = I_{A2} + I_{B1}$$

$$U_1 = U_{A1} = U_{B2}$$

$$U_2 = U_{A2} = U_{B1}$$

Uvažujme známe admitančné matice dvojbrány **A** a dvojbrány **B**, ktorých korešpondujúce matice zapíšeme v ako:

$$I_{A1} = y_{11}^A \cdot U_{A1} + y_{12}^A \cdot U_{A2}$$

$$I_{A2} = y_{21}^A \cdot U_{A1} + y_{22}^A \cdot U_{A2}$$

$$I_{B2} = y_{11}^B \cdot U_{B2} + y_{12}^B \cdot U_{B1}$$

$$I_{B1} = y_{21}^B \cdot U_{B2} + y_{22}^B \cdot U_{B1}$$

Ako ďalší krok sčítame rovnice prvú - tretiu a druhú – štvrtú a nasledujúce vzťahy vyjadríme v rovniciach,

$$I_1 = (y_{11}^A + y_{11}^B)U_1 + (y_{12}^A + y_{12}^B)U_2$$

$$I_2 = (y_{21}^A + y_{21}^B)U_1 + (y_{22}^A + y_{22}^B)U_2$$

Zjednodušením admitančných parametrov celého prepojenia vyjadríme rovnice:

$$y_{11}^T = y_{11}^A + y_{11}^B \quad y_{21}^T = y_{21}^A + y_{21}^B$$

$$y_{12}^T = y_{12}^A + y_{12}^B \quad y_{22}^T = y_{22}^A + y_{22}^B$$

Poznáme admitančnú maticu riešeného obvodu, môžeme vypočítať napätový a prúdový zisk, a tiež vstupnú a výstupnú impedanciu známou z teórie dvojbrán. Prepojenie na obr.10 predstavuje konfiguráciu paralelná – paralelná spätná väzba. Preto admitančná matica originálneho obvodu a spätnoväzobného obvodu je vhodná na analýzu tohto spojenia. Pomocou tejto metódy môžeme analyzovať aj iné typy obvodov so spätnou väzbou použitím vhodných matíc.

konfigurácia sériová – sériová spätná väzba - **Z** matica

konfigurácia sériová – paralelná spätná väzba – **H** matica

konfigurácia paralelná – sériová spätná väzba - **G** matica

Tieto matice sú opísané v teórii dvojbrán nasledujúcimi rovnicami:

$$Y: \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

$$Z: \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

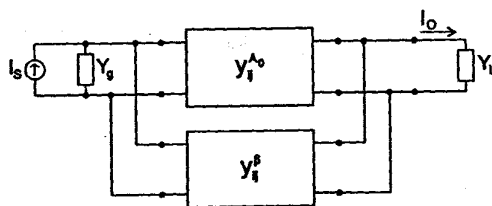
$$H: \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

$$G: \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Teraz stručne zadefinujeme typy spätnej väzby z pohľadu teórie dvojbrán. Pridružíme generátor a záťaž k zosilovaciemu obvodu, ktoré sú nevyhnutné či spätná väzba je pripojená alebo nie. Prepojenie dvojbránu je uvažované ako celkový dvojbrán.

Konfigurácia paralelná – paralelná.

Konfigurácia je zobrazená na obr.11



obr.11

Pre tento prípad sú najviac vhodné y-parametre. My predpokladáme súčet y-parametrov podľa rovnice,

$$y_{ij}^T = y_{ij}^{\alpha} + y_{ij}^{\beta}$$

Z teórie dvojbrán prúdový zisk funkcie je:

$$A_i = \frac{I_o}{I_s} = \frac{-y_{21}^T \cdot Y_L}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + Y_L) - y_{12}^T \cdot y_{21}^T} \quad (1.3)$$

Aby sme vyjadrili rovnicu (1.3) podľa základného tvaru rovnice spätnej väzby (1.1a) prepíšeme rovnicu na tvar

$$A_i = \frac{I_o}{I_s} = \frac{-\frac{y_{21}^T \cdot Y_L}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + Y_L)}}{1 - \frac{y_{12}^T \cdot y_{21}^T}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + Y_L)}} \quad (1.4a)$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_s} = \frac{-\frac{y_{21}^T \cdot Y_L}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + Y_L)}}{1 - \frac{-y_{12}^T}{Y_L} \cdot \frac{-y_{21}^T \cdot Y_L}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + Y_L)}} \quad (1.4b)$$

Z porovnania (1.4b) a rovnice (1.1a) priamo určíme ,

$$A_{oi}(p) = -\frac{y_{21}^T \cdot Y_L}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + Y_L)} \quad (1.5a)$$

$$\beta_i(p) = -\frac{y_{12}^T}{Y_L} \quad a \quad (1.5b)$$

$$T(p) = -A_{oi}(p) \cdot \beta_i(p) = -\frac{y_{12}^T \cdot y_{21}^T}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + Y_L)} \quad (1.5c)$$

Aby sme aproximovali ideálnu situáciu uvažujeme dva základné predpoklady, ktoré sú v celku vhodné,

$$y_{21}^{A_0} \gg y_{21}^{\beta}$$

$$y_{12}^{A_0} \ll y_{12}^{\beta}$$

Teda aproximačné vyjadrenia rovníc (1.4b), (1.5a), a (1.5b) sú

$$A_i = \frac{I_o}{I_s} \approx \frac{-\frac{y_{21}^{A_0} \cdot y_L}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + y_L)}}{1 - \frac{-y_{12}^{\beta} \cdot y_L}{y_L \cdot (y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + y_L)}}$$

$$A_{oi}(p) = \frac{I_o}{I_s} [\beta = 0] \approx -\frac{y_{21}^{A_0} \cdot y_L}{(y_{11}^T + y_s)(y_{22}^T + y_L)} \quad (1.6)$$

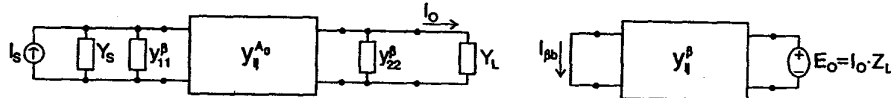
$$\beta_i(p) = \frac{I_{\beta b}}{I_o} \approx -\frac{y_{12}^{\beta}}{y_L} \quad (1.7)$$

Pre parametre y rovnice (1.6) platí,

$$y_{11}^T = y_{11}^{A_0} + y_{11}^{\beta}$$

$$y_{22}^T = y_{22}^{A_0} + y_{22}^{\beta}$$

Toto je rozdiel od ideálnej doprednej cesty v rovnici (1.1), ktorá je nezávislá od spätnoväzobného obvodu pretože sme predpokladali ideálny stav. Dopredný a spätnoväzobný obvod, ktorý korešponduje s rovnicami (1.6) a (1.7) sú zobrazené na obr.12.



obr.12a

obr.12b

Poznamenajme že na obr.12b. platí

$$-y_{12}^{\beta} = \frac{I_{\beta b}}{E_o} [U_1 = 0] = \frac{I_{\beta b}}{I_o \cdot Z_L}$$

Ak hodnoty v spätnoväzobnom obvode sú známe tak ako pri analýze jednoducho ich pridáme y_{11}^{β} a y_{22}^{β} z $y_{11}^{A_0}$ a $y_{22}^{A_0}$. Toto musíme urobiť v rovnici (1.6) v ktorej sú parametre y_{11}^T a y_{22}^T . Pri návrhu spätnoväzobného obvodu hodnoty musia byť obyčajne vyznačené. V takom prípade urobíme predpoklad $y_{11}^{\beta} \ll y_{11}^{A_0}$ a $y_{22}^{\beta} \ll y_{22}^{A_0}$ z predchádzajúceho návrhu.

Vstupná admitancia celkového dvojbranu je:

$$Y_i = (y_{11}^T + Y_s) - \frac{y_{12}^T \cdot y_{21}^T}{y_{22}^T \cdot Y_L} = (y_{11}^T + Y_s) - \frac{y_{12}^T \cdot y_{21}^T}{y_{22}^T + Y_L} \left[\frac{y_{11}^T + Y_s}{y_{11}^T + Y_s} \right]$$

z toho získame :

$$Y_I = (y_{11}^T + Y_S) \left[1 - \frac{y_{12}^T \cdot y_{21}^T}{(y_{22}^T + Y_L)(y_{11}^T + Y_S)} \right] \quad (1.8)$$

Z rovnice (1.5c) a (1.8) získame vzťah

$$Y_I = (y_{11}^T + Y_S) [1 + T(p)] \quad (1.9)$$

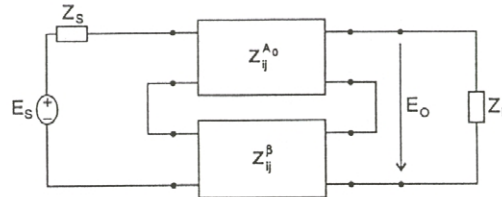
Podobne výstupná admitancia je :

$$Y_O = (y_{22}^T + Y_L) [1 + T(p)] \quad (1.10)$$

Z rovníc (1.9) a (1.10) je zrejmé že paralelná – paralelná spätná väzba zvyšuje vstupnú a výstupnú admitanciu ($T(0) > 0$) to znamená že vstupná a výstupná impedancia sa znižujú.

Podobne môžeme riešiť aj ostatné obvody spätnej väzby ale to je nad rámec tejto práce preto ostatné výsledky budú len vypísané.

Konfigurácia sériová – sériová.



obr.13

$$A_u = \frac{E_o}{E_s} = \frac{-\frac{z_{21}^T \cdot z_L}{(z_{11}^T + Z_S)(z_{22}^T + Z_L)}}{1 - \frac{z_{12}^T}{z_L} \cdot \frac{z_{21}^T \cdot z_L}{(z_{11}^T + Z_S)(z_{22}^T + Z_L)}}$$

$$T(p) = \frac{-z_{12}^T \cdot z_{21}^T}{(z_{11}^T + Z_S)(z_{22}^T + Z_L)}$$

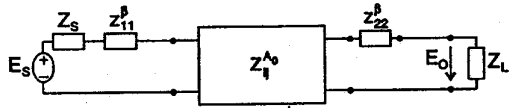
Podobne ako v predchádzajúcom prípade predpokladáme že $z_{21}^{\beta} \ll z_{21}^{A_0}$ a tiež $z_{12}^{\beta} \gg z_{12}^{A_0}$ potom môžeme písať ,

$$A_u = \frac{E_o}{E_s} = \frac{-\frac{z_{21}^{A_0} \cdot z_L}{(z_{11}^T + Z_S)(z_{22}^T + Z_L)}}{1 - \frac{z_{12}^{\beta}}{z_L} \cdot \frac{z_{21}^{A_0} \cdot z_L}{(z_{11}^T + Z_S)(z_{22}^T + Z_L)}}$$

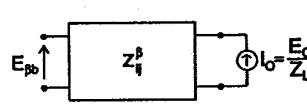
$$A_{Ou} = \frac{E_o}{E_s} [\beta = 0] \approx \frac{z_{21}^{A_0} \cdot z_L}{(z_{11}^T + Z_S)(z_{22}^T + Z_L)}$$

$$\beta_u(p) = \frac{E_{\beta b}}{E_o} \approx -\frac{z_{12}^\beta}{Z_L}$$

Rovnice korešpondujú z obr.14



obr.14a
 $A_o(p)$ obvod



obr.14b
 $\beta(p)$ obvod

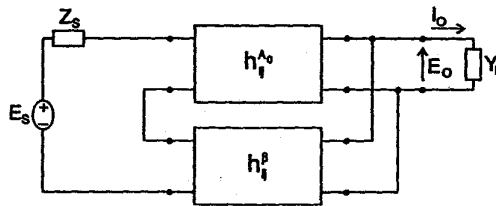
Vstupná a výstupná impedancia sú :

$$Z_I = (z_{11}^T + Z_S)[1 + T(p)]$$

$$Z_O = (z_{22}^T + Z_L)[1 + T(p)]$$

Vidíme že spojenie sériová – sériová spätná väzba zvyšuje vstupnú a výstupnú impedanciu kde $T(0) > 0$.

Konfigurácia sériová – paralelná.



obr.15

Celkový zisk funkcie je daný,

$$A_u = \frac{E_o}{E_s} = \frac{h_{21}^T}{(h_{11}^T + Z_S)(h_{22}^T + Y_L) - h_{12}^T h_{21}^T}$$

Predpokladáme $h_{21}^\beta \ll h_{21}^{Ao}$ a $h_{12}^\beta \ll h_{12}^{Ao}$

Potom platí ,

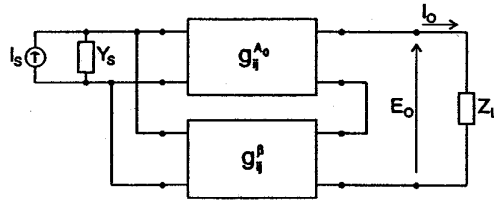
$$A_{Ou}(p) = \frac{E_o}{E_s} [\beta = 0] \approx \frac{h_{21}^{Ao}}{(h_{11}^T + Z_S)(h_{22}^T + Y_L)}$$

$$\beta_u(p) = \frac{E_{\beta b}}{E_o} \approx h_{12}^\beta$$

$$T(p) = -A_{Ou}(p) \cdot \beta_u(p) \approx -\frac{h_{21}^{Ao} \cdot h_{12}^{\beta}}{(h_{11}^T + Z_S)(h_{22}^T + Y_L)}$$

Vstupná impedancia sa zvyšuje a výstupná impedancia sa znižuje.

Konfigurácia paralelná – sériová.



obr.16

Celkový zisk funkcie je v tomto prípade ,

$$A_o = \frac{I_o}{I_s} = \frac{-g_{21}^T}{(g_{11}^T + Y_S)(g_{22}^T + Z_L) - g_{12}^T \cdot g_{21}^T}$$

Predpokladáme že : $g_{21}^{\beta} \ll g_{21}^{Ao}$ a $g_{12}^{\beta} \ll g_{12}^{Ao}$

Nasledujúce vzťahy sú:

$$A_{oi}(p) = \frac{I_o}{I_s} [\beta = 0] \approx \frac{-g_{21}^{Ao}}{(g_{11}^T + Y_S)(g_{22}^T + Z_L)}$$

$$\beta_i(p) = \frac{I_{\beta b}}{I_o} \approx -g_{12}^{\beta}$$

$$T(p) = -A_{oi}(p) \cdot \beta_i(p) \approx -\frac{g_{21}^{Ao} \cdot g_{12}^{\beta}}{(g_{11}^T + Y_S)(g_{22}^T + Z_L)}$$

Vstupná impedancia sa znižuje a výstupná impedancia sa zvyšuje.

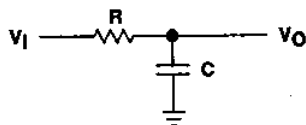
Tieto vlastnosti sú pre tieto štyri základné spojenia porovnané v tab.2

tab.2

Konfigurácia	Parametre dvojbrány	Vstupná impedancia	Výstupná Impedancia
paralelná-paralelná	Y	zmenšenie	Zmenšenie
sériová-sériová	Z	zväčšenie	Zväčšenie
sériová-paralelná	H	zväčšenie	Zmenšenie
paralelná-sériová	G	zmenšenie	Zväčšenie

Výhody zápornej spätnej väzby.

Matematické vyjadrenie pre analýzu obvodov spätnej väzby je komplikované preto vysvetlenie zjednoduším na jednoduchom príklade nízkopriepustného RC filtra. Na obr.17 je RC filter , ktorého prenosová funkcia je daná,



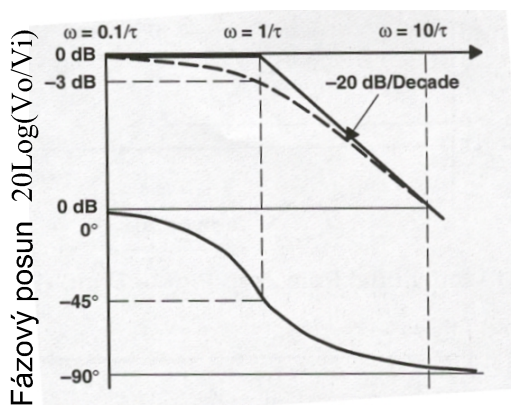
Obr.17

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + R.C.s} = \frac{1}{1 + \tau.s} \quad \text{kde}$$

$$s = j\omega, j = \sqrt{-1}, RC = \tau$$

Absolútna hodnota funkcie prenosu je $|V_{OUT}/V_{IN}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\tau.\omega)^2}}$. Absolútna

hodnota je približne rovná $|V_{OUT}/V_{IN}| \cong 1$ keď $\omega = 0.1/\tau$, rovnica sa rovná 0.707 keď $\omega = 1/\tau$ ak je rovné 0.1 potom $\omega = 10/\tau$. Tieto body sú zobrazené v krivkovom diagrame obr.18

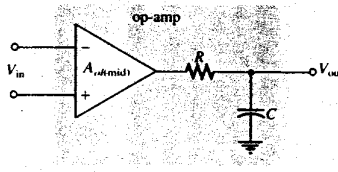


obr.18

Záporný sklon je -20dB/dekáda alebo -8dB/oktáva . Fázový posun nízkopriepustného filtra sa vypočíta podľa rovnice.

$$\Phi = \tan^{-1} \left(\frac{1}{\omega t} \right)$$

Podobne môžeme uvažovať operačný zosilovač, ktorého náhradná schéma obsahuje aj RC obvod podľa obr.19



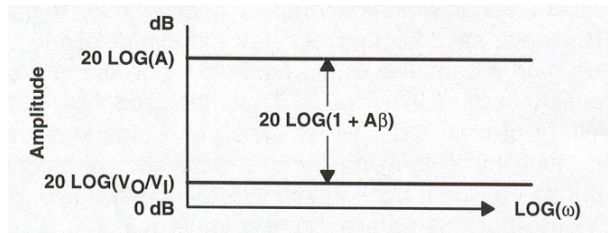
Obr.19

Prenosová funkcia je daná známou rovnicou ,

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Ak danú rovnicu zlogaritmujeme dostaneme výraz ,

$20 \cdot \log(V_{OUT}/V_{IN}) = 20 \log(A) - 20 \log(1 + A\beta)$, Ak A a β neobsahujú žiadne nuly a póly potom tam nie je žiadny bod prerušenia ako zobrazuje obr.20

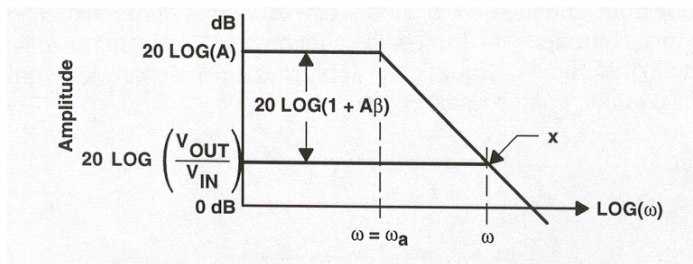


obr.20

Každý reálny operačný zosilovač má veľa pólov ale sú kompenzované tak že sa to prejaví ako jednotlivý pól. Preto môžeme rovnicu zosilovača zapísať ako ,

$$A = \frac{a}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a}}$$

Diagram zobrazuje charakteristiku zosilovača na obr.21

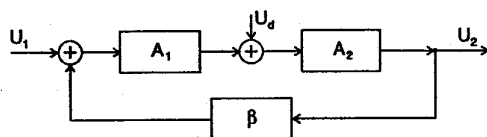


obr.21

Zisk zosilovača, A , je zobrazený priamkou amplitúdy $20 \cdot \log(A)$ a v bode $\omega = \omega_a$ nastáva zlom o sklone -20 dB/dekáda . Záporné klesanie pokračuje pre všetky frekvencie väčšie než v bode $\omega = \omega_a$. Zisk obvodu uzatvorenej slučky je zobrazený priamkou $20 \log(V_{OUT}/V_{IN})$. Pretože β nemá žiadne póly alebo nuly priamka je konštantná až do priesečníka bodu X zisku zosilovača. Z obr.21 vidíme o koľko klesol zisk a zvýšila sa frekvencia.

Redukcia nelineárneho skreslenia.

Uvažujme spojenie na obr.22 kde skreslenie sa objaví pred stupňom zosilovača.



Obr.22

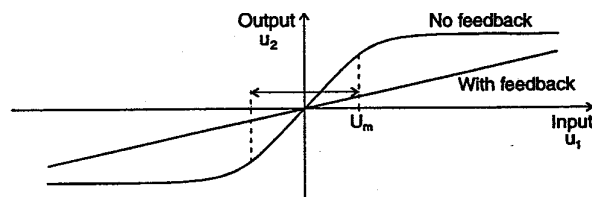
Podľa obr.22 môžeme napísať nasledujúcu rovnicu pre výstupné napätie

$$U_2 = \frac{A_2 \cdot U_d}{1 + A_1 \cdot A_2 \cdot \beta} + \frac{A_1 \cdot A_2 \cdot U_1}{1 + \beta \cdot A_1 \cdot A_2}$$

Ak $\beta \cdot A_1 \cdot A_2 \gg 1$ potom

$$U_2 = \frac{U_d}{A_1 \cdot \beta} + \frac{U_1}{\beta}$$

Ak $\beta \cdot A_1 \gg 1$ potom efekt rušiaciho signálu je redukovaný $\beta \cdot A_1$ – krát a to je zobrazené na obr.23. Týmto spôsobom môžeme redukovať nelineárne skreslenie napätia. Prenosová charakteristika na obr.23 je linearizovaná zápornou spätnou väzbou.

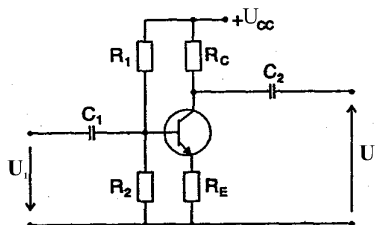


Obr.23

Zosilovač bez spätnej väzby môže zosilovať signály bez skreslenia len do amplitúdy U_m . Ak použijeme spätnú väzbu signály s vyššou amplitúdou môžu byť zosilnené bez skreslenia ale na úkor zisku.

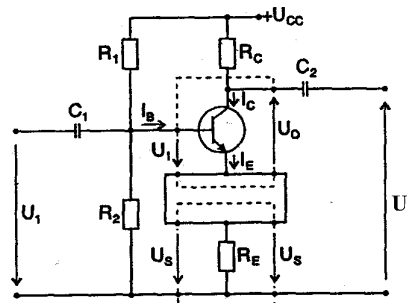
Praktické zapojenia so spätnou väzbou.

Činnosť stabilizačného obvodu využívajúceho **prúdovú spätnú väzbu** si vysvetlíme podľa zapojenia na obr.24.



Obr.24

Odpor R_E predstavuje v tomto zapojení spätnoväzobný obvod. Bližšiu predstavu prúdovej spätnej väzby so zvýraznením dopredného a spätnoväzobného obvodu vidíme na obr.25.



Obr.25

Zo zapojenia obr.25 môžeme priamo písať,

$$U_1 = U_I + U_S \Rightarrow U_I = U_1 - U_S \quad \text{kde } U_I = U_{BE}$$

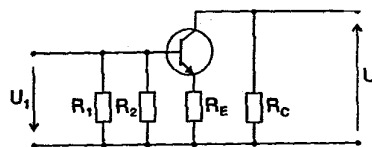
$$U_S = R_E \cdot (I_C + I_B) \quad \text{kde } I_E = (I_C + I_B)$$

Prúd I_B je tak malý že môžeme ho zanedbať a potom $I_E = I_C$.

Obvod na obr.25 s odporom R_E sa využíva na teplotnú stabilizáciu. Preto vplyvom teploty sa zvýši kolektorový a tiež emitorový prúd. Emitorový prúd vyvolá na odpore R_E úbytok napätia o veľkosti $U_S = I_E \cdot R_E$. Zvýšením úbytku napätia na emitorovom odpore klesne veľkosť napätia U_{BE} označené ako vstupné napätie zosilovacieho obvodu U_I . Preto platí rovnica $U_I = U_1 - U_S = U_1 - I_E \cdot R_E$.

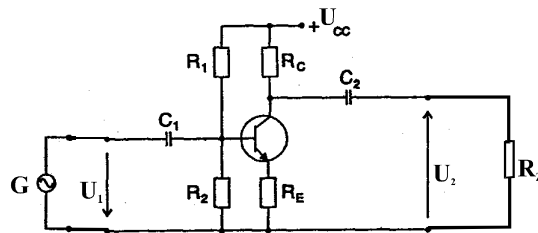
Pokles napätia U_{BE} má za následok pokles prúdu bázy I_B (dióda báza-emitor je polarizovaná v doprednom alebo v priamom smere a pokles napätia U_F má u každej diódy za následok pokles prúdu I_F) ako vyplýva z priebehu VA charakteristiky diódy resp. VA charakteristiky emitorového prechodu. Dôsledkom je že skutočná zmena kolektorového prúdu ΔI_C , vyvolaná zmenou teploty Δv , je menšia než pri rovnakej zmene teploty v nestabilizovanom obvode. Z toho vyplýva ak $R_E = 0$, odpadá účinok spätnej väzby a obvod nie je teplotne stabilizovaný. Pre stabilizáciu je tu zrejme rozhodujúca zmena napätia na odpore R_E , vyvolaná zmenou kľudového prúdu I_E na výstupnom obvode. Táto zmena sa prenáša späť do vstupného obvodu, zmešuje U_{BE} , tak pôsobí proti zmene teploty. Ako bolo predtým uvedené tento jav sa označuje **záporná prúdová spätná väzba** (prúdová preto lebo úbytok napätia na odpore R_E je funkciou veľkosti zmeny pretekajúceho prúdu). Odpor, na ktorom vzniká vplyvom spätnej väzby stabilizačný účinok sa označuje ako **stabilizačný odpor**.

Pretože odpor je frekvenčne nezávislý elektronický prvok hovoríme o frekvenčne nezávislej spätnej väzbe. Ak uvažujeme striedavý signál na vstupe obvodu potom obvod môžeme prekresliť podľa obr.26.

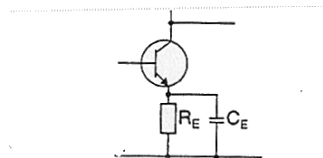


Obr.26

Predchádzajúce úvahy sa týkali pripojenia napájacieho napätia $+U_{CC}$ to znamená že obvodom tečie jednosmerný prúd vyvolávajúci úbytok napätia na odporoch, slúžiaci k nastaveniu kludového pracovného bodu tranzistora. Pri návrhu kludového pracovného bodu sa neuplatňujú kondenzátory C_1 a C_2 , ktoré majú pre jednosmerný prúd nekonečný odpor. Je teda zrejme ak pripojíme k obvodu budiaci generátor G a vonkajšiu záťaž R_Z tieto sú od zosilovača jednosmerne oddelené väzobnými kondenzátormi C_1 a C_2 a kludový pracovný bod určujú výhradne odpory R_1 , R_2 , R_C a R_E obr.27. Aby na emitorovom odpore R_E nevznikla pri zosilovaní striedavého prúdu záporná spätná väzba, je nutné odpor premostiť kondenzátorom C_E o hodnote kapacity, ktorej impedancia je $X_C \ll R_E$ pre najnižšiu prenášanú frekvenciu f_L obr.28. Kondenzátor C_E spája pre striedavú zložku emitorového prúdu emitor tranzistora priamo so zemou. Emitorový odpor R_E sa takto pre striedavú zložku emitorového prúdu vôbec neuplatní, hovoríme že je blokovaný. Po pripojení budiaceho generátora G na vstupné svorky prechádza zosilovač z kludového stavu do dynamického režimu. Vplyvom budiaceho signálu U_1 sa k jednosmerným obvodovým veličinám superponuje časové premenné napätie resp. prúd. Hodnota kapacít väzobných kondenzátorov musí byť taká aby ich impedancia X_C bola pre požadovanú prenášanú f_L šírku pásma B čo najmenšia.



Obr.27



Obr.28

Minimálna hodnota C_E môže byť vypočítaná z nasledujúcej podmienky,

$$|Z_{C_E}| \leq \frac{R_E}{10} \quad \text{kde } Z_{C_E} = X_C$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega_L \cdot C_E}$$

$$\omega_L = 2\pi \cdot f_L$$

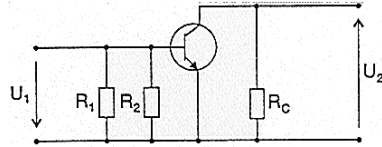
-kde f_L je najnižšia frekvencia pre ktorú impedancia kondenzátora C_E môže byť považovaná ako obvod na krátko.

$$\left| \frac{10}{j \cdot 2\pi \cdot f_L \cdot C_E} \right| \leq R_E$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \cdot f_L \cdot R_E}$$

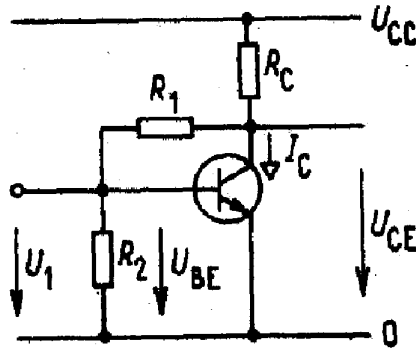
C_E je navrhnutá kapacita

Zjednodušený obvod pre striedavý signál s navrhnutou kapacitou C_E je na obr.29.



Obr.29

Nasledujúci typ spätnej väzby vyskytujúci sa v praktickom zapojení je **napät'ová paralelná spätná väzba** zobrazená na obr.30.



Obr.30

Pri zvýšení teploty v obvode na obr.30 rastie kolektorový prúd I_C . Zvýšenie prúdu I_C vyvolá zvýšenie úbytku napätia na kolektorovom odpore R_C a zníženie napätia U_{CE} spôsobí cez odpor R_1 zníženie vstupného kľudového napätia U_{BE} (napät'ová spätná väzba). To znamená že odporom R_1 preteká menší prúd bázy I_B , tranzistor je menej budený a preto musí poklesnúť aj kolektorový prúd I_C .