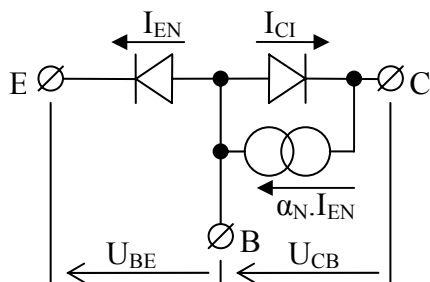


① Obvodové struktury analogových IO

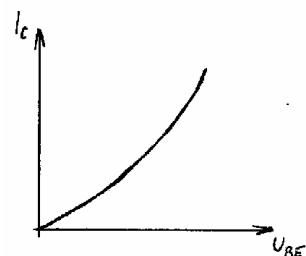
Ebbers-Mollův náhradní model NPN tranzistoru



I_{CI} ... proud minoritních nosičů
 I_{EN} ... proud majoritních nosičů

$$I_E = I_{EN}$$

$$I_C = I_{CI} + \alpha_N \cdot I_{EN}$$



S použitím Shockleyho rovnice (značení pro diodu)

$$I_D = I_{DS} \left(e^{\frac{U_{AK}}{U_T}} - 1 \right)$$

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} \doteq 26 \text{ mV} \quad (\text{při } 25^\circ\text{C})$$

I_{DS} = nasycený proud minoritních nosičů (závislý na teplotě!!!)
 k = Boltzmannova konstanta [J/K]
 q = náboj elektronu [C]
 T = absolutní teplota [K]

upravíme:

$$I_{EN} = I_{EDS} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right)$$

$$I_{CI} = I_{CDS} \left(e^{\frac{-U_{CB}}{U_T}} - 1 \right)$$

Určíme kolektorový proud

$$I_C = I_{CI} + \alpha_N \cdot I_{EN} = I_{CDS} \left(e^{\frac{-U_{CB}}{U_T}} - 1 \right) + \alpha_N I_{EDS} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right)$$

V praxi se vzhledem k reálným hodnotám a polaritám svorkových napětí užívají zjednodušené vztahy

$$I_E = I_{EDS} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad I_C = \alpha_N I_{EDS} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

vycházející i z omezeného vlivu napětí U_{CB} při $|U_{CB}| \gg |U_{BE}|$

α_N = zesilovací činitel v zapojení SB. Pro moderní tranzistory je α_N téměř rovno 1 a proto i $I_E \cong I_C$. Pak lze s dostatečnou přesností odvodit převodní charakteristiku bipolárního tranzistoru logaritmováním základní rovnice pro I_C

$$\frac{I_C}{I_{EDS}} = e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad U_{BE} = U_T \cdot \ln \frac{I_C}{I_{EDS}} = \frac{mkT}{q} \ln \frac{I_C}{I_{EDS}} \quad m \dots \text{technologická konstanta (1..2)}$$

Z Ebbers-Mollova modelu vyplývá základní nedostatek bipolárního tranzistoru – krátká a nelineární převodní charakteristika a její výrazná teplotní závislost.

Parametry h (hybridní – smíšené) pro zapojení SE:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2$$

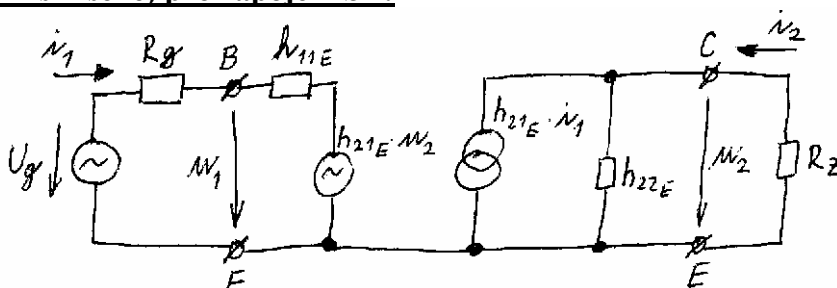
$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2$$

$$A_u \doteq -\frac{h_{21}}{h_{11}} R_Z$$

$$A_i \doteq h_{21}$$

$$R_{vst} \doteq h_{11}$$

$$R_{výst} \doteq \frac{1}{h_{22}}$$

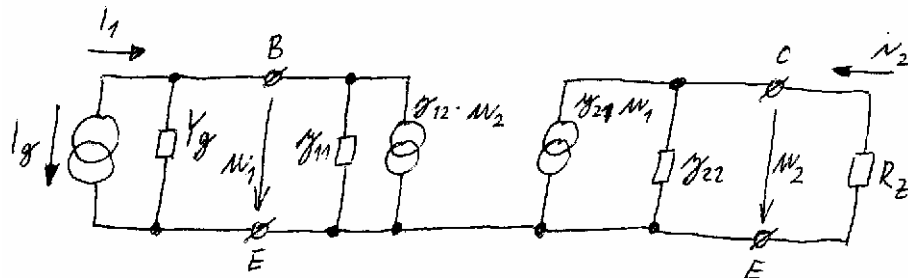


Parametry y (admitanční) pro zapojení SE:

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2$$

$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2$$

$$A_u \doteq -y_{21}R_Z$$



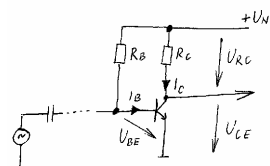
Nastavení pracovního bodu tranzistoru jako zesilovače třídy A

Bez stabilizace

$$U_{CE} = U_{RC} = \frac{U_N}{2} \quad R_C = \frac{U_N}{2I_C} \quad R_B = \frac{U_N - U_{BE}}{I_B} = \frac{U_N - U_{BE}}{I_C} \beta$$

Vlivem širokého rozptylu parametru β (stejnsměrný zesilovací činitel při určité hodnotě napětí U_{CB}) nelze zajistit dokonalou reprodukovatelnost.

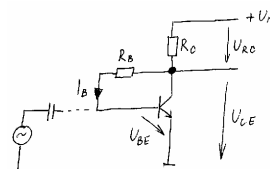
Výrazná teplotní závislost (vliv I_{EDS}).



Se stabilizací napět'ovou zápornou zpětnou vazbou

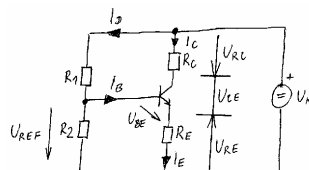
Jednoduché, levné, vlivem záporné ZV dochází k částečné stabilizaci pracovního bodu jak z hlediska rozptylu parametrů, tak vlivu teploty. Za určitých podmínek však ZV ovlivňuje i zesilovací parametry stupně.

$$R_C = \frac{U_N}{2I_C} \quad R_B = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_C} \beta_{stf}$$



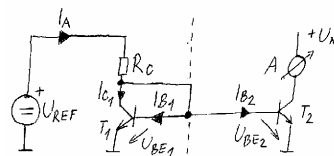
S můstkovou stabilizací (proudovou zápornou ZV)

Vhodné pro všechna zapojení, dokonalá reprodukovatelnost. Rozkmit výstupního napětí U_{CE} (nejčastěji $U_{CE}=U_{RC}$) má zásadní vliv na stupeň teplotní stabilizace – čím menší, tím lepší. Napětí U_{RE} volíme v mezích cca $(0,1..0,5)U_N$. Při návrhu uvažujeme nejvyšší možný proud báze, tj. β_{min} . Proud děličem R_1 R_2 (I_D) volíme tak velký, aby velikost I_B prakticky neměla vliv na hodnotu U_{REF} , nejčastěji $I_D=(5..20) \cdot I_{Bmax}$. [Při výpočtu určíme R_1+R_2 , potom R_2 (z U_{REF}) a nakonec R_1 .]



Proudové zrcadlo

Tranzistory T_1 a T_2 musí být identické s dokonalou tepelnou vazbou, společným substrátem a vysokým činitelem β . Proud I_A je pevně dán napětím U_{REF} (a U_{BE1}) a odporem R_C . Protože napětí U_{BE} obou tranzistorů jsou shodná a báze proudů tranzistorů jsou vzhledem ke kolektorovým proudům zanedbatelné, platí $I_{C2} = I_A - (I_{B1} + I_{B2}) \doteq I_{C1}$. Tranzistor T_2 pracuje jako proudový zdroj. Proud I_{C2} je zrcadlovým obrazem I_{C1} , oba jsou teplotně závislé.



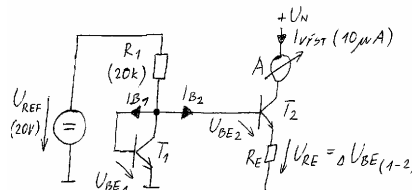
Proudový zdroj / nora (praktické řešení)

Pro rozdíl čelních napětí $\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2}$, který je nezbytný pro

dosažení určitého poměru $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$ lze odvodit $\Delta U_{BE} = U_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$. Při

zvolené hodnotě R_1 (např. $20k\Omega$ pro $U_{REF}=20V$) určíme proud I_{C1} ($0,97mA$). Požadujeme-li výstupní proud $10\mu A$, bude $\Delta U_{BE}=119mV$.

Tento rozdíl vytvoříme napět'ovým spádem na emitorovém odporu T_2 : $R_E = \frac{\Delta U_{BE}}{I_{E2}} \doteq \frac{\Delta U_{BE}}{I_{C2}} \doteq 11,9k\Omega$.



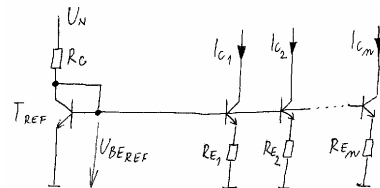
Ve výpočtu jsme zanedbali vliv báze proudů a teploty.

Vícenásobné proudové zdroje

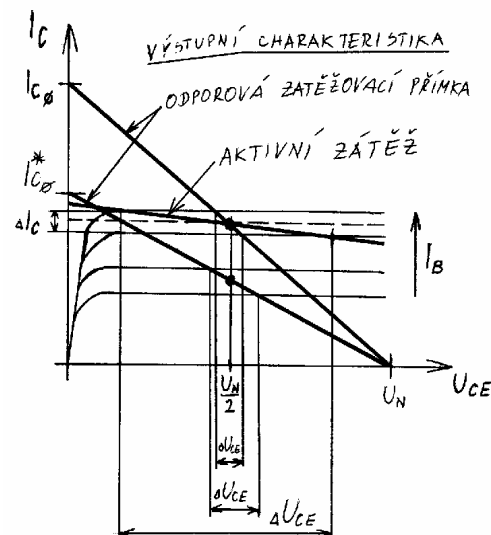
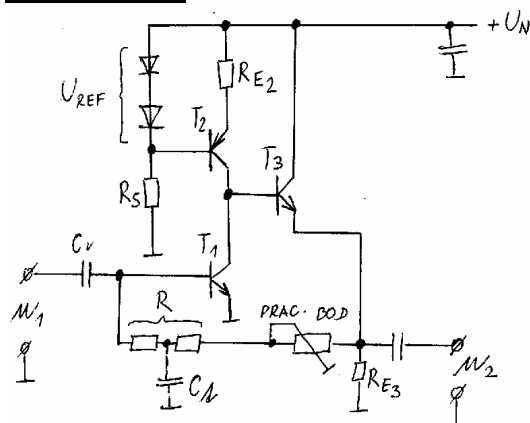
$$I_{C_x} = f(R_E)$$

V řadě obvodů se užívá několik proudových zdrojů, řízených společným normálem a proto mezi nimi zůstává přesně definovaný poměr.

Napětové napájení referenčního tranzistoru je často řešeno z proměnného napětového zdroje.



Aktivní zátěž



Na obrázku vpravo je výstupní charakteristika tranzistoru NPN v zapojení se společným emitorem. Pokud je tranzistor zapojený klasicky (třída A, odpor v kolektoru), platí pro něj odporová zatěžovací přímka. Z obrázku je vidět, že pokud snižujeme kolektorový proud (zvětšujeme kolektorový odpor), stoupá zesílení tranzistoru. Čím větší odpor, tím větší zesílení. V praxi je však velikost výstupního odporu omezena. Proto, pokud požadujeme od tranzistoru extrémně vysoké A_u , použijeme aktivní zátěž, která v určitém rozsahu výstupního napětí udržuje prakticky konstantní kolektorový proud. Důkaz je vidět ve výstupní charakteristice.

Na obrázku vlevo je diskrétní obvodové řešení zesilovacího stupně s aktivní zátěží. Vlastní napětový zesilovač je tranzistor T1. Tranzistor T2 pracuje jako proudový zdroj (aktivní zátěž) – referenční napětí je získáno pomocí dvou diod a odporu R_S . Tranzistor T3 pracuje jako emitorový sledovač (velký R_{vst} , malý $R_{výst}$, $A_u=1$) (zesilovací stupeň T1 má velký výstupní odpor a pro zachování vysokého napětového zisku je nutné, aby měl navazující stupeň velký vstupní odpor). Pro stabilizaci pracovního bodu je optimální napětová ZV zaváděná až z výstupu sledovače. Jelikož je ZV záporná, je vhodné zpětnovazební smyčku zablokovat (kondenzátorem C_V) – nápadně se tím zvýší napětový zisk zesilovače.

Plynule nastavitelný stabilizační, teplotně závislý, zdroj napětí

Podmínka: $I_C \gg I_D \gg I_B$.

Teče-li tranzistorem proud I_C , je napětí $U_{BE} = U_{RB}$; to je vytvářeno proudem tekoucím děličem R_A, R_B . Pokud platí $I_D \gg I_B$, musí být na odporu R_B napětí

$$U_{RB} = U_{BE} \text{ a } U_{RA} = U_{BE} \frac{R_A}{R_B},$$

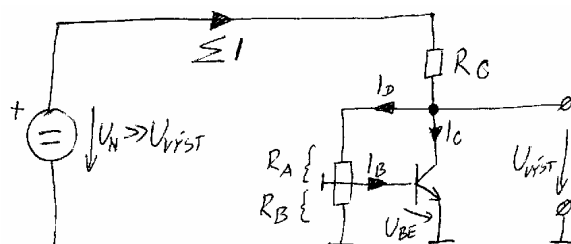
proto napětí

$$U_{výst} = U_{CE} = U_{RA} + U_{RB} = U_{BE} \frac{R_A + R_B}{R_B} = U_{BE} \left(1 + \frac{R_A}{R_B} \right).$$

Mají-li odpory R_A, R_B shodný teplotní koeficient, bude i teplotní závislost $U_{výst}$ výlučně funkcí tranzistoru a platí

$$\Delta U_{výst} = \Delta U_{BE} \left(1 + \frac{R_A}{R_B} \right).$$

Možnost libovolného nastavení teplotní závislosti odvozené od jediného snímání prvku se užívá např. u koncových stupňů výkonových zesilovačů apod.



Rozdílový (diferenční) zesilovač

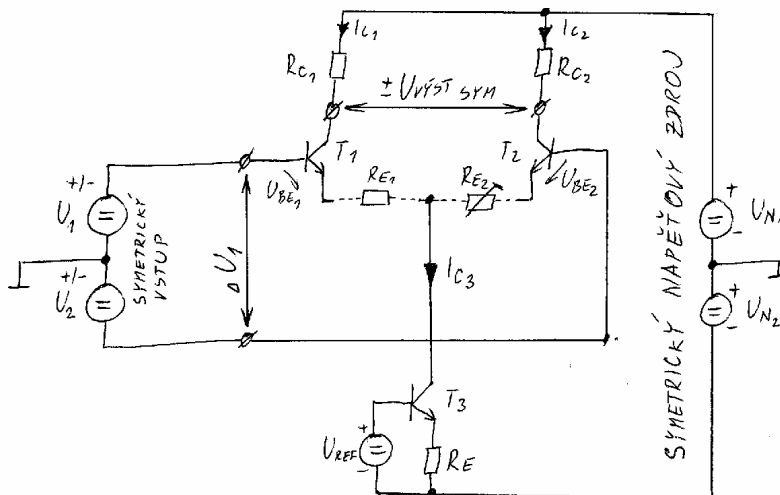
$$I_{C3} = I_{E1} + I_{E2} = k$$

$$[I_B \ll I_C]$$

Zásadním nedostatkem jakéhokoli tranzistoru (zejména bipolárního) je neschopnost přesného a definovaného zesílení malých napětí (μV , mV) kolem nulové úrovně ($\pm 0\text{V}$). Nejvíce se tomuto požadavku blíží FET s vodivým kanálem, i zde je však na závalu posun DC složky výstupního signálu, omezení stability aj.

Ideálním obvodem pro řadu aplikací v analogové oblasti se z tohoto hlediska jeví rozdílový zesilovač.

Pro symetrizaci a linearizaci zapojení se někdy užívají emitorové odpory malých hodnot R_E .



Nejprve uvažujeme obě vstupní napětí shodná $U_1 = U_2 = 0$. Potom budou proudy $I_{C1} = I_{C2}$ a lze proto

odvodit $\Delta U_{1(0)} = U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = U_T \ln \frac{I_{C1} R_{C1}}{I_{C2} R_{C2}} = 0$ a lze tedy odvodit, že i výstupní napětí na

symetrickém výstupu (mezi kolektory T_1 , T_2) bude rovno nule. Při určitém malém rozdílovém vstupním napětí $\Delta U_1 \ll U_T$ (26mV) se nestejně kolektorové proudy ($I_{C1} \neq I_{C2}$) vzhledem k funkci společného proudového zdroje ($I_{C1} + I_{C2} = k$) symetricky rozdělí, tj. napětí U_{BE} obou tranzistorů budou vůči předchozímu vyváženému stavu vykazovat odchylku. (celé odvození snad nemá smysl uvádět)

Pro asymetrický výstup na kolektoru T_1 nebo T_2 a vstupní napětí $\frac{\Delta U_1}{2} < 0,2 U_T$, tj. cca 5mV , je zesilovač

lineární a jeho napěťové zesílení $A_{u_{\text{asym}}} = \frac{I_{C0} R_C}{2 U_T}$. Podle volby výstupu (T_1 nebo T_2) máme k dispozici invertující nebo neinvertující funkci. Výstupní signál má posunutou stejnosměrnou složku.

Pro přesné měřicí a jiné aplikace je mnohem zajímavější symetrický výstup mezi kolektory T_1 a T_2 . Napěťové zesílení $A_{u_{\text{sym}}} = 2 A_{u_{\text{asym}}} = \frac{I_{C0} R_C}{U_T}$. Výstupní signál má při nulovém vstupním diferenčním napětí (ΔU_1) nulovou DC složku, vůči které zesilovač reaguje na obě polarity vstupního signálu.

Pro větší vstupní signály je diferenční zesilovač nelineární.

Charakteristické vlastnosti a přednosti diferenčního zesilovače:

- Možnost lineárního zpracování velmi malých rozdílových napětí bez uplatnění charakteristické nelinearity tranzistoru (využívá se např. ve vstupních obvodech operačních zesilovačů).
- Na pozici T_1 , T_2 se s výhodou užívají i tranzistory FET – předností je extrémně vysoký R_{VST} . Při užití bipolárních tranzistorů je výhodné volit typy s vysokým h_{21E} při nízkých hodnotách I_C , kolektorové odpory R_C často nahrazují aktivní zátěže.
- Vysoká teplotní stabilita při dokonalé symetrii a tepelné vazbě všech prvků se zajišťuje monolytickou technologií.
- Potlačení vlivu souhlasných rušivých napětí na výstupu včetně vlivu kolísání napájecího napětí.
- Pro střídavé signály není u rozdílových zesilovačů bezpodmínečně nutné napájení ze symetrického zdroje.