

# 1 BIPOLÁRNY TRANZISTOR

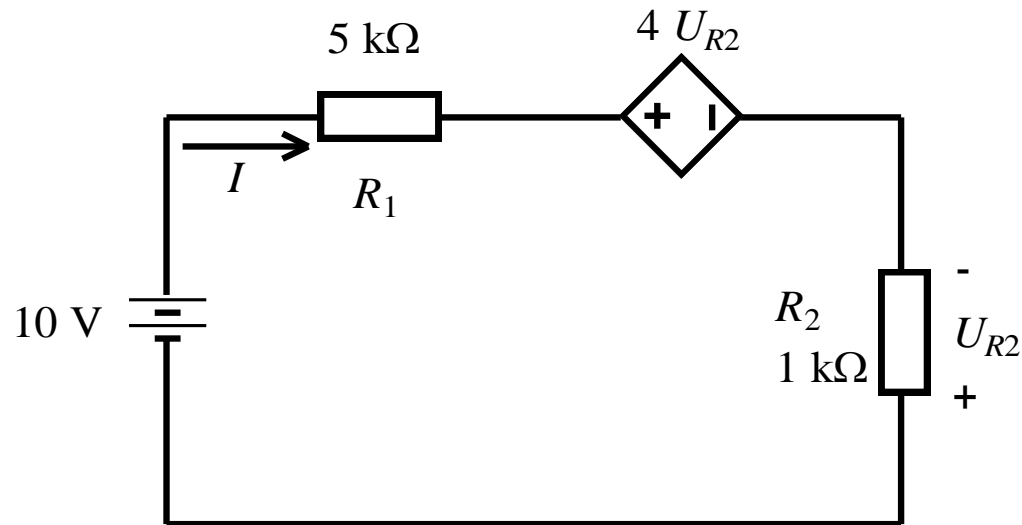
Pod základnou analýzou obvodov rozumieme vyšetovanie prepojení pasívnych prvkov a zdrojov. Medzi *pasívne lineárne prvky* patria odpory, kapacitory a indukory. Tieto prvky vykonávajú lineárne operácie násobenia, integrovania a derivovania. Zdroje môžeme rozdeliť na nezávislé a závislé zdroje. *Nezávislé zdroje* sú buď napät'ové alebo prúdové a ich výstupné hodnoty nezávisia od žiadnej veličiny v obvode. *Závislé zdroje* sú charakterizované výstupným napätím alebo prúdom, ktorý je funkciou parametra v určitej vetve obvodu oddelenej od tohto zdroja. Závislé zdroje obyčajne používame pri modelovaní

aktívnych prvkov ako sú bipolárne tranzistory, poľom riadené tranzistory a operačné zosilňovače.

V tejto kapitole sa budeme zaoberať bipolárnym tranzistorom. V roku 1948 John Bardeen, Walter H. Brattain a William Shockley z Bellovho telefónneho laboratória skonštruovali a otestovali prvý tranzistor. Tento „nedokonalý“ prvok s malým ziskom sa dal použiť iba pre laboratórne účely, no v šesťdesiatych rokoch sa výrobné procesy a metódy zdokonalili tak, že s jeho spoľahlivou výrobou nie sú žiadne problémy. Výkonová zaťažiteľnosť a maximálna pracovná frekvencia sa neustále zlepšovali a tranzistor dnes môže temer úplne nahradiť vákuové elektrónky s výnimkou určitých vysoko výkonových a vŕ aplikácii.

## 1.1 ZÁVISLÉ NAPÄŤOVÉ A PRÚDOVÉ ZDROJE

Závislé zdroje alebo tiež riadené zdroje, vytvárajú napätie alebo prúd, ktorých veľkosť je určená napätím alebo prúdom, ktorý existuje v inom mieste obvodu (pasívne prvky vytvárajú napätie alebo prúd, ktorých hodnota je určená napätím alebo prúdom existujúcim *v tom istom mieste* obvodu). Nezávislé a závislé prúdové a napät'ové zdroje sú *aktívne prvky*. To znamená, že sú schopné dodávať výkon do určitých externých prvkov. *Pasívne prvky* nie sú schopné dodávať výkon, napriek tomu, že môžu zhromaždiť konečné množstvo energie a odovzdať ju v neskoršom čase (kapacitory a induktory).



Obr. 1.1 Obvod obsahujúci závislý napät'ový zdroj

Na Obr. 1.1 je obvod, ktorý obsahuje závislý zdroj. Napät'ový zdroj je závislý od hodnoty napätia  $U_{R2}$ . Zosilňovací činiteľ je 4. Pomocou II. Kirchhoffového zákona dostávame

$$10 = (5000)I + 4 \cdot U_{R2} - U_{R2} = (5000)I + 3 \cdot U_{R2} \quad (5.1)$$

Pomocou Ohmového zákona dostávame

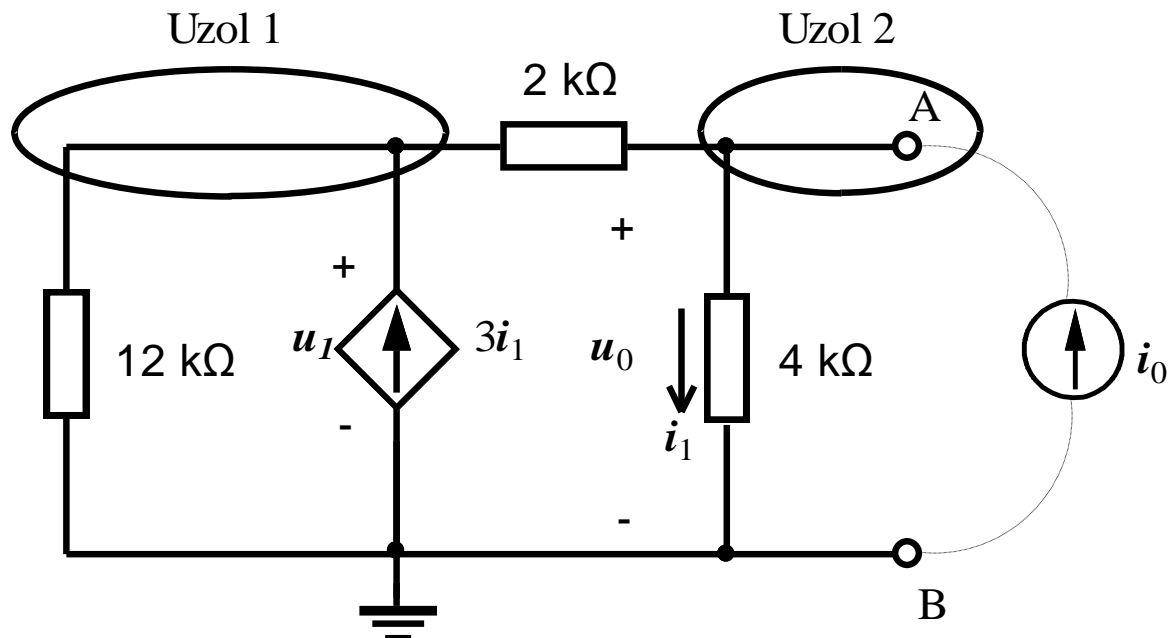
$$U_{R2} = -(1000)I \quad (5.2)$$

Dosadením (5.2) do (5.1) dostávame

$$10 = 5000 I + 3 \cdot U_{R2} = 5000 I - 3000 I = 2000 I$$

Potom  $I=5mA$ ,  $U_{R2}=-5V$  a  $4 \cdot U_{R2}=-20V$ .

**Napätie závislého zdroja je 2-krát väčšie ako napätie nezávislého zdroja. Ak 10V batériu nahradíme striedavým napätím, napätie na závislom zdroji by malo mať 2-krát väčšiu amplitúdu ako amplitúda vstupného napätia a fázový posun  $180^\circ$ .**



Obr. 1.2 Obvod so závislým prúdovým zdrojom

Ďalej budeme analyzovať obvod na Obr. 1.2, ktorý obsahuje závislý prúdový zdroj. Tento obvod obsahuje iba závislý zdroj a odpory a neobsahuje žiaden zdroj energie. Teda bez externého pripojenia nebude obvodom pretekať prúd a napätie

každej vetvy bude nulové. Obvod bude zaujímavý, keď sa na svorky A a B pripojí ďalší obvod.

Podľa Théveninovej teóremy nájdime ekvivalentný obvod vzhľadom na svorky A, B. Keďže napätie naprázdno uvažovaného obvodu bude nulové, potom ekvivalentným obvodom bude jeden odpor. Náhradný odpor sa však nedá určiť jednoduchou kombináciou odporov v dôsledku prítomnosti závislého zdroja. Podobne ho nemožno určiť ako pomer napätia naprázdno a prúdu nakrátko. Obe veličiny sú nulové, čiže tento prístup vedie k neurčitému výrazu. Metóda, ktorou sa takéto problémy väčšinou riešia spočíva v tom, že na svorky A, B pripojíme prúdový alebo napäťový zdroj, určíme výsledné napätie alebo prúd a potom odpor ako ich pomer.

Predpokladajme, že na svorky A, B pripojíme zdroj prúdu  $i_0$ , ako je to znázornené na Obr. 1.2.

Pre uzol "1" napíšeme I. Kirchhoffov zákon

$$\frac{u_1}{12000} - 3i_1 + \frac{u_1 - u_0}{2000} = 0$$

Pre uzol "2"

$$\frac{u_0 - u_1}{2000} + \frac{u_0}{4000} = i_0$$

Substitúciou  $i_1 = u_0 / 4000$  do uvedených rovníc dostávame

$$7u_1 - 15u_0 = 0$$

$$-2u_1 + 3u_0 = 4000i_0$$

Ak budeme riešiť sústavu rovníc Cramerovým pravidlom, dostávame

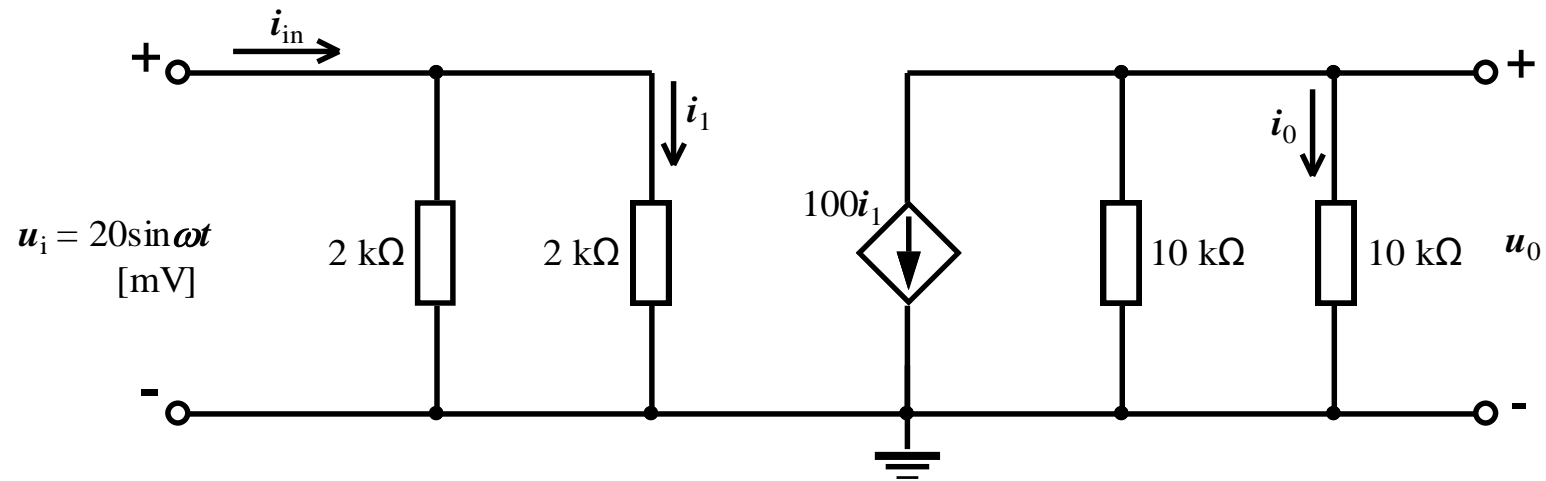


$$u_0 = \frac{\begin{vmatrix} 7 & 0 \\ -2 & 4000 \cdot i_0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 7 & -15 \\ -2 & 3 \end{vmatrix}} = \frac{(28000)i_0}{21 - 30} = -3110 i_0 \quad \text{V}$$

Náhradný odpor  $R_N$  dostaneme, ak delíme  $u_0$  prúdom  $i_0$

$$R_N = -3,11 \text{ k}\Omega.$$

**Skutočnosť, že odpor je záporný hovorí o výkonovom zisku, alebo zosilnení. Obvod nespotrebováva výkon. Naopak obvod je jeho zdrojom, alebo hovoríme tiež, že obvod má výkonový zisk.**



Obr. 1.3 Ekvivalentný obvod používaný pri analýze polovodičových obvodov

Na Obr. 1.3 je všeobecné usporiadanie, ktoré sa používa pri analýze polovodičových obvodov. Nájďme napät'ový a prúdový zisk tohto systému. *Napät'ový zisk* je definovaný ako pomer výstupného a vstupného napätia. Podobne, *prúdový zisk* je definovaný ako pomer výstupného a vstupného prúdu. Vstupný prúd je

$$i_{in} = \frac{u_i}{R_{in}} = \frac{20 \sin \omega t \text{ [mV]}}{1 \text{ [k}\Omega\text{]}} = 20 \sin \omega t \text{ [\mu A]}$$

Pomocou vzťahu pre prúdový delič nájdeme  $i_1$

$$i_1 = \frac{2000(20 \sin \omega t \text{ [\mu A]})}{2000 + 2000} = 10 \sin \omega t \text{ [\mu A]}$$

Výstupné napätie je potom dané

$$u_o = -100i_1 (10 \text{ [k}\Omega\text{]} \parallel 10 \text{ [k}\Omega\text{]})$$

pričom symbol  $\parallel$  reprezentuje paralelnú kombináciu odporov.

$$u_o = -(500\,000)i_1 = -500\,000(10 \cdot 10^{-6} \sin \omega t) = -5 \sin \omega t \text{ [V]}$$

Výstupný prúd nájdeme pomocou vzťahu pre prúdový delič

$$i_o = \frac{10000(-100i_1)}{10000 + 10000} = -50i_1$$

**Napětový zisk je**

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{-5 \sin \omega t \text{ [V]}}{0.02 \sin \omega t \text{ [V]}} = -250$$

**Prúdový zisk je**

$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{-50(10 \text{ [\mu A]})}{20 \text{ [\mu A]}} = -25$$

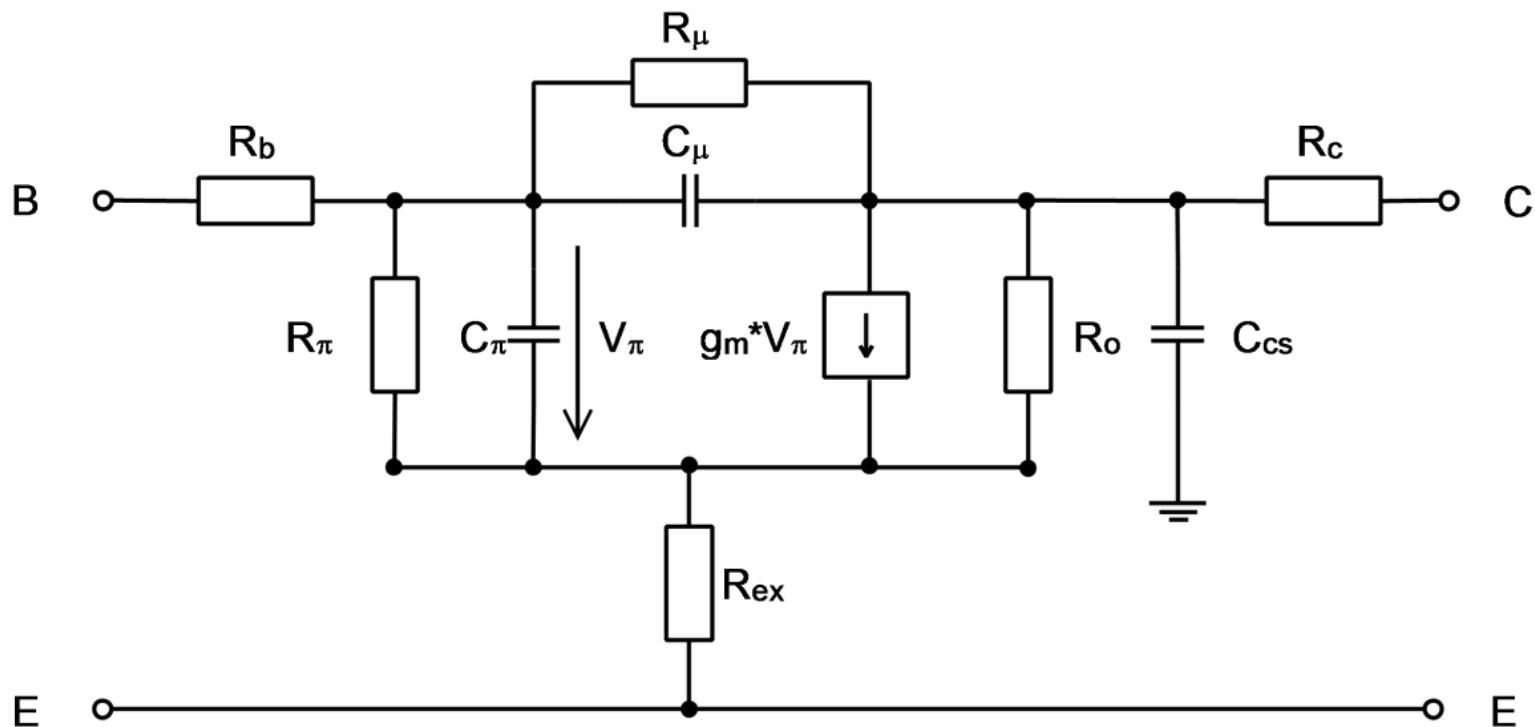
## 1.1 MODEL BIPOLÁRNEHO TRANZISTORA

Základným aktívnym prvkom každého zosilňovača integrovaného na čipe je tranzistor. Návrh zosilňovača v tejto práci je určený pre technológiu BiCMOS, ktorá umožňuje výrobu bipolárnych aj MOSFET tranzistorov na jednom čipe. To je výhodné najmä pre aplikácie kombinujúce rýchle analógové obvody s digitálnymi obvodmi s nízkou spotrebou. Pre návrh vysokofrekvenčného širokopásmového zosilňovača boli použité bipolárne tranzistory, pre ktoré sa predpokladajú lepšie vysokofrekvenčné vlastnosti v porovnaní s MOSFET.

Pre základné úvahy a výpočty pri návrhu zosilňovača je vhodné používať model tranzistora. Tento model by mal byť jednoduchý kvôli uľahčeniu výpočtov, zároveň však musí obsahovať toľko prvkov, aby dostatočne verne

vystihoval správanie súčiastky. Presnejšie simulácie s použitím zložitých modelov sa vykonávajú za pomoci počítača v príslušnom návrhovom prostredí. Keďže má byť návrh v tejto práci zameraný na zisk a šírku pásma zosilňovača, budeme ďalej uvažovať modely, ktoré popisujú tieto charakteristiky.

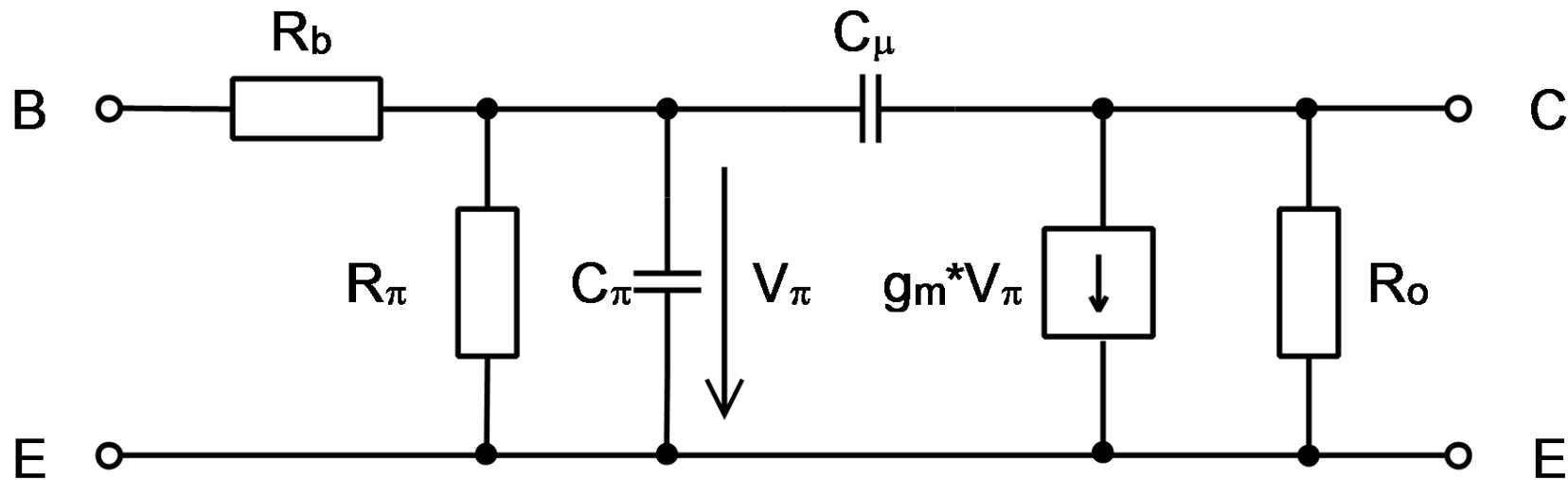
Kompletný náhradný obvod bipolárneho tranzistora pre malé signály podľa je na Obr. 1.



**Obr. 1 Celkový model bipolárneho tranzistora pre malé signály**

Tento model tranzistora je značne komplikovaný, čo výrazne sťažuje výpočty, najmä ak je v obvode zapojených viacero tranzistorov. Keďže hodnota  $R_{ex}$  je podľa malá (1 až 3  $\Omega$ ), rovnako aj hodnota  $R_c$  (20 – 500  $\Omega$ ) v porovnaní s veľkou hodnotou  $R_o$ , môžeme pre zjednodušenie pri malých hodnotách kolektorového prúdu tieto odpory zanedbať. Ak zanedbávame  $R_c$ , potom je aj vplyv kapacity  $C_{cs}$

(kapacita medzi kolektorom a substrátom, niekoľko fF) zanedbateľný. Taktiež odpor  $R_{\mu}$  nadobúda vysoké hodnoty (desiatky  $M\Omega$ ) a je možné ho zanedbať. Takýmto zjednodušením dostávame hybridný  $\pi$ -model bipolárneho tranzistora (Obr. 2).



**Obr. 2 Hybridný  $\pi$ -model bipolárneho tranzistora**



Parametre prvkov tohto modelu bipolárneho tranzistora závisia od technológie výroby, jeho rozmerov a pracovného bodu. Z týchto hodnôt je možné ich vypočítať nasledovne:

$$R_o = \frac{U_A}{I_c} \quad (17)$$

$$g_m = \frac{qI_c}{kT}$$

$$R_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{kT}{I_b q}$$

$$C_\pi = g_m \tau_f = \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left(1 - \frac{U_{bc}}{U_d}\right)^n}$$

Kde:

$g_m$  je transkonduktancia (prenosová vodivosť, strmosť) tranzistora,

$q$  je elementárny náboj,  $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

$I_c$  je kludový kolektorový prúd tranzistora,

$k$  je Boltzmanova konštanta,  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

$T$  je termodynamická teplota,

$\beta$  je prúdový zosilňovací činiteľ

$I_b$  je kludový bázový prúd

$\tau_f$  je dopredný čas prechodu nosičov náboja bázou,  $\tau_f = (2\pi f_T)^{-1}$

$f_T$  je tranzitná frekvencia tranzistora

$C_{\mu 0}$  je kapacita priechodu kolektor-báza bez napätia

$U_{bc}$  je napätie v smere báza-kolektor

$U_d$  je difúzne napätie priechodu báza-kolektor

$n$  je empirická konštanta nadobúdajúca hodnoty 0,2 až 0,5

$U_A$  je Earlyho napätie.

Hodnota odporu  $R_b$  je daná výrobcom tranzistora, závislá od jeho plochy.

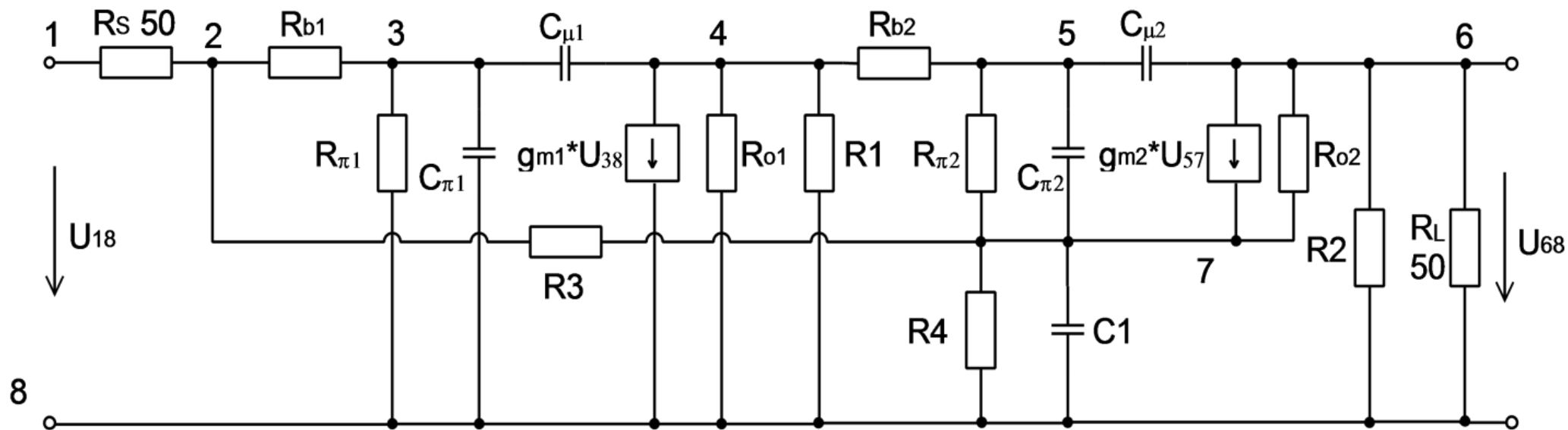
Z modelu tranzistora je zrejmé, že na šírku pásma majú najväčší vplyv kapacity  $C_\pi$  a  $C_\mu$ . Kapacita  $C_\pi$  spolu s odpormi  $R_b$  a  $R_\pi$  tvoria dolný priepust pre vstupný signál, čím na vysokých frekvenciách znižujú napätie  $V_\pi$  riadiace kolektorový zdroj prúdu. Kapacita  $C_\mu$  medzi kolektorom a bázou zavádza pre vysoké frekvencie zápornú spätnú väzbu, čím taktiež znižuje zosilnenie. Vzhľadom na jej malú hodnotu (niekoľko fF,  $C_\pi$  nadobúda hodnoty až do 1 pF) je však jej vplyv menší.

Z uvedeného vyplýva, že pre dosiahnutie čo najvyššieho zisku a šírky pásma zosilňovača je potrebné vhodne zvolit' typ tranzistora a jeho výrobné parametre nastaviteľné v danej technológii. Rovnako dôležitá je však aj voľba pracovného bodu a zapojenia zosilňovača, v podstatnej miere ovplyvňujúca dosiahnuteľné vlastnosti.

## 1.2 VÝPOČET ZISKU ZOSILŇOVAČA

Pre overenie možnosti použitia modelu tranzistora pre výpočet parametrov vysokofrekvenčného zosilňovača a pre porovnanie so simuláciami bol pre navrhnutý obvod analyticky vypočítaný napät'ový zisk, ktorý zodpovedá rozptylovému parametru  $S_{21}$ . Pre analytický výpočet bola vybraná zovšeobecnená metóda uzlových napätí s výpočtom determinantov a vytvorením grafu závislosti zosilnenia od frekvencie pomocou Matlabu.

Prvým krokom pri výpočte je prekreslenie schémy zosilňovača na náhradnú schému pre malé signály a nahradenie tranzistorov ich zjednodušenými modelmi podľa **Obr. 2**. Uvažujeme tiež impedanciu zdroja signálu  $R_S$  a záťaž  $R_L$   $50 \Omega$ . Výsledná náhradná schéma s vyznačením čísel uzlov je na **Obr. 3**.



**Obr. 3 Náhradná schéma zosilňovača pre malé signály**

Zdroje prúdu riadené napätím  $g_{m1} \cdot U_{38}$  a  $g_{m2} \cdot U_{57}$  sú pre zovšeobecnenú metódu uzlových napätí charakterizované úplnými admitančnými maticami  $Y_1^*$  a  $Y_2^*$ :

$$Y_{1(2)}^* = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ g_{m1(2)} & 0 & -g_{m1(2)} \\ -g_{m1(2)} & 0 & g_{m1(2)} \end{pmatrix} \quad (18)$$

Následne je možné podľa náhradnej schémy obvodu zostaviť úplnú admitančnú maticu obvodu a transformovať do nej matice napätím riadených prúdových zdrojov. Takto vznikne výsledná matica  $Y^*$ , riadky 1 a 8 a stĺpec 8 vynechávame, pretože nebudú potrebné pre ďalší výpočet.

$$Y_{18:8}^* == \begin{pmatrix} -G_S & G_S + G_{b1} + G_3 & -G_{b1} & 0 & 0 & 0 & -G_3 \\ 0 & -G_{b1} & pC_{\pi1} + pC_{\mu1} + G_{b1} + G_{\pi1} & -pC_{\mu1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -pC_{\mu1} + g_{m1} & G_{o1} + pC_{\mu1} + G_1 + G_{b2} & -G_{b2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -G_{b2} & G_{b2} + pC_{\mu2} + G_{\pi2} + pC_{\pi2} & -pC_{\mu2} & -G_{\pi2} - pC_{\pi2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -pC_{\mu2} + g_{m2} & pC_{\mu2} + G_{o2} + G_L + G_2 & -g_{m2} - G_{o2} \\ 0 & -G_3 & 0 & 0 & -G_{\pi2} - pC_{\pi2} - g_{m2} & -G_{o2} & pC_{\pi2} + G_{\pi2} + G_3 + pC_1 + G_4 + g_{m2} + G_{o2} \end{pmatrix} \quad (19)$$

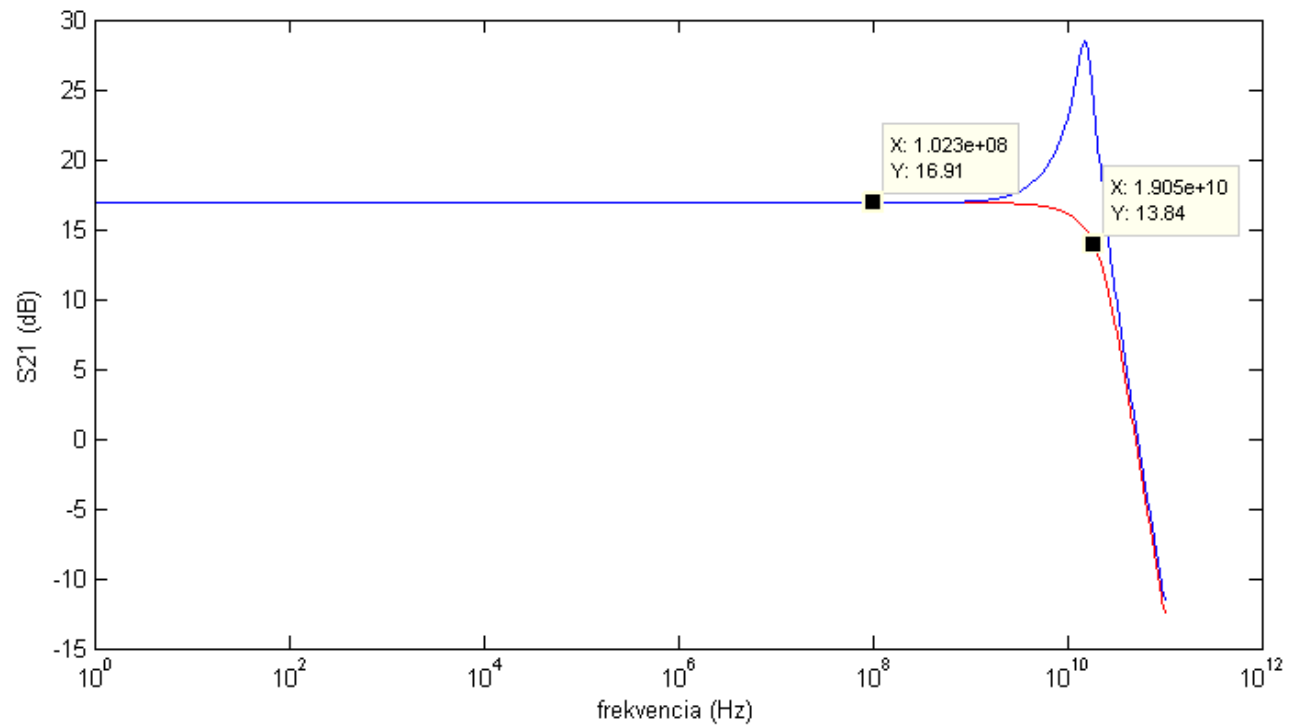
Napät'ové zosilnenie  $A_U$  je teraz možné vypočítať nasledovne:

$$A_U = S_{21} = \frac{U_{68}}{U_{18}/2} = \frac{D_{18:68}^*}{D_{18:18}^*/2} \quad (20)$$

Kde  $D_{18:68}^*$  je algebrický doplnok matice  $Y^*$  s vynechaním riadkov 1 a 8 a stĺpcov 6 a 8,  $D_{18:18}^*$  je algebrický doplnok matice  $Y^*$  s vynechaním riadkov 1 a 8 a stĺpcov 1 a 8. Vnútorne napätie zdroja signálu delíme dvomi, keďže na jeho svorkách predpokladáme pri impedančnom prispôsobení zdroja a vstupu zosilňovača polovičné napätie.

Výpočet algebrických doplnkov a grafické zobrazenie napät'ového zosilnenia v závislosti od frekvencie sú ďalej z dôvodu ich zložitosti a možného vzniku chýb pri ručnom výpočte naprogramované v Matlabe, program je uvedený v ďalšej časti. Výsledný graf je pre porovnanie s výsledkami simulácií uvedený na **Obr. 4**.





**Obr. 4** Vypočítaný priebeh  $S_{21}$ , červená pre  $C1 = 0,1$  pF, modrá  $C1 = 0,4$  pF

Zdrojový kód programu ziskzosilnovaca2.m pre analytický výpočet zisku navrhnutého zosilňovača spustiteľný v prostredí Matlab:

```
clear;
Va=100;
R2=50;
R1=130;
Beta1=173.88; % Beta=Ic/Ib, jednosmerne prudy
Beta2=167.17;
ft=65*10^9; % ft - tranzitna frekvencia
Ut=26*10^(-3);
Ic1=0.01151;
Ic2=0.01396;
rb=630; % double base resistance (Ohm*um); Process Parameters, s. 27
s=24; % plocha emitora(um^2), rovnake tranzistory9
L=s/0.4; % dlzka emitora (um), pevna sirka 0.4um
```

$R_{b1} = r_b/L$ ; % Rb (Ohm)

$R_{b2} = R_{b1}$ ;

$R_{o1} = V_a/I_{c1}$ ; %  $V_a$  - Earlyho napätie.  $R_o$  - vystupny odpor tranzistora (C->E)

$R_{o2} = V_a/I_{c2}$ ;

$G_{o1} = 1/R_{o1}$ ;  $G_{o2} = 1/R_{o2}$ ;  $G_2 = 1/R_2$ ;  $G_1 = 1/R_1$ ;

$g_{m1} = I_{c1}/U_t$ ;  $g_{m2} = I_{c2}/U_t$ ; %  $g_m$  - strmest

$G_{b1} = 1/R_{b1}$ ;  $G_{b2} = 1/R_{b2}$ ;

$n = 0.2$ ; % konstanta podľa [1]

$C_{mi0} = 10 \cdot 10^{-15}$ ; % kapacita kolektor-baza pri  $V_{cb} = 0$ , hodnota podľa [1]

$V_{cb1} = 0.91827$ ;  $V_{cb2} = 0.80885$ ; % napätie kolektor-baza

$\psi_0 = 0.6$ ; % difuzne napätie prechodu baza-kolektor

$C_{mi1} = C_{mi0}/(1 + V_{cb1}/\psi_0)^n$ ;  $C_{mi2} = C_{mi0}/(1 + V_{cb2}/\psi_0)^n$ ;

$C_{pi1} = g_{m1}/(2 \cdot \pi \cdot f_t)$ ;  $C_{pi2} = g_{m2}/(2 \cdot \pi \cdot f_t)$ ; %  $C_{pi}$  - kapacita baza-emitor

$G_{pi1} = g_{m1}/\beta_1$ ;  $G_{pi2} = g_{m2}/\beta_2$ ;

$G_3 = 1/65$ ;  $G_f = 1/500$ ;

```
Ce=0.1*10^(-12);
```

```
GL=1/50; Gs=1/50; % zataz a zdroj 50 Ohm
```

```
%Vypocet zovseobecnenou metodou uzlovych napati:
```

```
A=zeros(6);B=zeros(6);
```

```
for a=0:1:1100
```

```
    f(a+1)= 10^(a/100);
```

```
    p=i*2*pi*f(a+1);
```

```
    A(1,1)=-Gs; A(1,2)=Gs+Gb1+Gf; A(1,3)=-Gb1; A(1,6)=-Gf;
```

```
    A(2,2)=-Gb1; A(2,3)=Gb1+p*Cpi1+Gpi1+p*Cmi1; A(2,4)=-p*Cmi1;
```

```
    A(3,3)=-p*Cmi1+gm1; A(3,4)=p*Cmi1+Go1+G1+Gb2; A(3,5)=-Gb2;
```

```
    A(4,4)=-Gb2; A(4,5)=Gb2+Gpi2+p*Cpi2+p*Cmi2; A(4,6)=-Gpi2-p*Cpi2;
```

```
    A(5,5)=-p*Cmi2+gm2; A(5,6)=-gm2-Go2;
```

```
A(6,2)=-Gf;A(6,5)=-Gpi2-p*Cpi2-gm2;
```

```
A(6,6)=p*Cpi2+Gpi2+Gf+G3+p*Ce+gm2+Go2;
```

```
    B(1,1)=A(1,2); B(1,2)=A(1,3); B(1,6)=A(1,6);
```

$B(2,1)=A(2,2); B(2,2)=A(2,3); B(2,3)=A(2,4);$

$B(3,2)=A(3,3); B(3,3)=A(3,4); B(3,4)=A(3,5);$

$B(4,3)=A(4,4); B(4,4)=A(4,5); B(4,5)=-p \cdot C_{mi2}; B(4,6)=A(4,6);$

$B(5,4)=A(5,5); B(5,5)=p \cdot C_{mi2} + G_L + G_{o2} + G_2; B(5,6)=A(5,6);$

$B(6,1)=A(6,2); B(6,4)=A(6,5); B(6,5)=-G_{o2}; B(6,6)=A(6,6);$

$A_u(a+1) = -2 \cdot \det(A) / \det(B);$

$A_{udb}(a+1) = 20 \cdot \log_{10}(\text{abs}(A_u(a+1)));$

end

figure(1)

semilogx (f,abs(Au))title ('napatovy zisk (-)')xlabel('frekvencia (Hz)')

figure(4)

semilogx (f,Audb, 'r')title ('S21 (dB)')ylabel ('S21 (dB)')xlabel('frekvencia (Hz)')

- [1] GRAY, Paul, R. – HURST, Paul, J. – LEWIS, Stephen, H. – MEYER, Robert, G.: Analysis and design of analog integrated circuits. John Wiley & Sons, 2001. 893 s. ISBN 0-471-32168-0