

4 Charakteristiky a modely tranzistorov

Cieľ kapitoly: Vysvetliť jednoduché aj zložitejšie modely bipolárneho tranzistora pomocou náhradných schém zostavených z ideálnych obvodových prvkov. Uviest' základné rovnice Ebers-Mollovho modelu pre statický režim. Zvýrazniť dôležitosť počítačových modelov (Giaccoletto, Gummel a Poon). Vysvetliť základné rozdelenie MOS tranzistorov s dôrazom na aplikácie v číslicových obvodoch.

4.1 Bipolárny tranzistor - činnosť a základné vzťahy

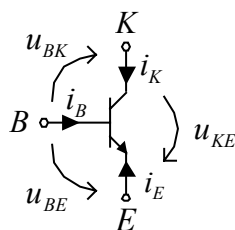
Bipolárny tranzistor (Bipolar Junction Transistor- BJT) bol objavený v roku 1948 (Barden, Brattain, Shockley). Anglický názov Transistor vznikol spojením slov *Transfer Resistor* a pochádza od objaviteľov tranzistorového efektu. Tranzistor je po elektrónke (objavenej v roku 1906) prvý polovodičový elektronický prvok schopný zosilňovať výkon signálu. Za 50 rokov vývoja dosiahli tranzistory obdivuhodné parametre najmä v oblasti elektrického výkonu a maximálnej frekvencie, pri ktorej sú schopné zosilňovať signál. Presnejší názov, bipolárny tranzistor, vyjadruje skutočnosť, že elektrický prúd v tranzistore s dvomi PN priechodmi, umiestnenými blízko pri sebe, je tvorený dvomi typmi nosičov náboja: elektrónmi (-) a dierami (+).

Neskôr po objavení BJT bol technologicky zvládnutý aj ďalší, principiálne iný typ tranzistora, u ktorého je možné ovládať prúd pomocou elektrického poľa - Field-Effect-Transistor (FET). Tento typ tranzistora umožňuje regulovať prúd elektrónov v kanáli (N FET), alebo prúd dier (P FET) iba riadiacim napätím (nulový riadiací prúd), teda bez výkonu. Táto vlastnosť FE tranzistorov je veľmi užitočná pri realizácii mnohých typov elektronických obvodov. Pri činnosti týchto tranzistorov sa využíva iba jeden typ nosičov náboja v polovodiči, a preto sa táto kategória tranzistorov označuje spoločným názvom unipolárne tranzistory.

Oba uvedené typy tranzistorov dnes predstavujú dva hlavné aktívne prvky, ktoré úplne nahradili elektrónky až na oblasť spracovania signálov s veľkým výkonom (>10kW) vo vysielateľoch.

Jednosmerné charakteristiky BJT v zapojení so spoločným emitorom (SE) - statický nelineárny model.

Bipolárny tranzistor pozostáva z dvoch navzájom interagujúcich PN priechodov, ktoré sú technologicky realizovné veľmi blízko pri sebe – emitorového a kolektorového. V ďalšom sa sústredíme na BJT so štruktúrou NPN (emitorová a kolektorová oblasť sú typu N, báza je typu P). Tranzistor je z obvodového hľadiska trojpólový prvok s vývodmi kolektora, emitora a bázy. Riadiacim PN priechodom je priechod B-E, ktorý svojim prúdom ovláda prúd riadeného PN priechodu B-K.



Obr. 4.1 Voľba kladných orientácií napätí a prúdov v BJT typu NPN.

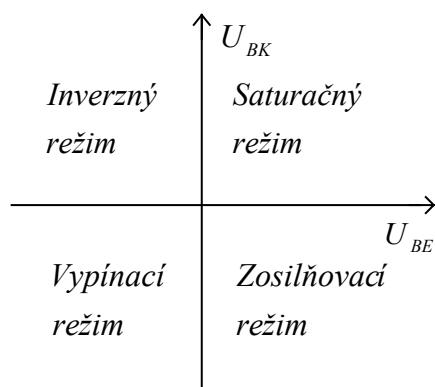
Pre BJT môžeme podľa obr.4.1 napísať základné rovnice pre okamžité hodnoty napätí a prúdov.

$$i_E + i_B + i_K = 0 \quad (4.1)$$

$$u_{KE} - u_{BE} + u_{BK} = 0 \quad \text{resp.} \quad u_{KE} + u_{EB} + u_{BK} = 0 \quad (4.1a)$$

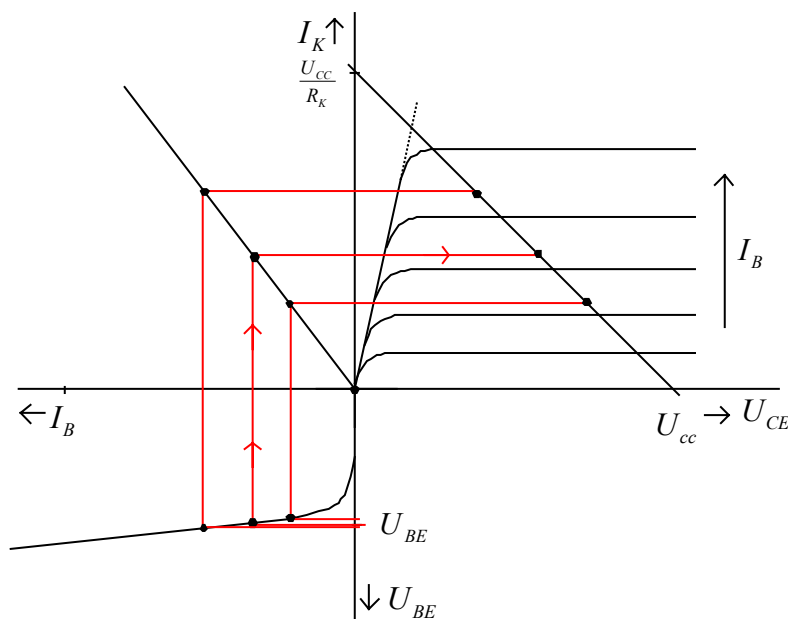
4.2 Obvodové modely tranzistora v jeho základných režimoch činnosti

Podľa orientácie a veľkosti napätí na PN priechodoch môže byť tranzistor v nasledujúcich štyroch režimoch podľa obr. 4.2.



Obr. 4.2 Oblasti pre jednotlivé režimy BJT v rovine U_{BE} , U_{BK}

Hlavným režimom práce BJT je zosilňovací alebo tiež aktívny režim, v ktorom je riadiaci PN priechod B-E v priepustnom stave a riadený PN priechod B-K je nepriepustne polarizovaný. V rovine U_{BE} , U_{BK} podľa obr.4.2 charakterizuje zosilňovací režim 4. kvadrant.

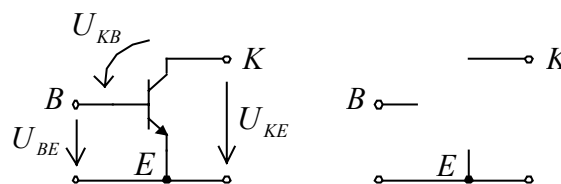


Obr. 4.3 Statické charakteristiky BJT - aktívny režim v zapojení SE

V nasledujúcich riadkoch stručne vysvetlíme všetky štyri režimy práce BJT v zapojení SE (vývod emitora je spoločnou elektródou pre riadiaci aj riadený obvod) pre statický stav, v ktorom sú prúdy a napätia na elektródach tranzistora ustálené.

1. Režim nevodivého tranzistora (tranzistorový spínač - stav OFF)
2. Aktívny (zosilňovací) režim (lineárne zosilňovače)
3. Režim saturácie (tranzistorový spínač - stav ON)
4. Inverzný režim (špec. tranzistorový spínač - log. obvody TTL)

Nevodivý tranzistor - je charakterizovaný nasledujúcimi podmienkami: $U_{KB} < 0$, ($U_{KE} < 0$), $U_{BE} < 0$, $I_B = 0$, $I_K = 0$ (obidva PN priechody sú nepriepustne polarizované - vypnuté). Elektródy tranzistora sú od seba prakticky izolované (až na barierovú kapacitu).



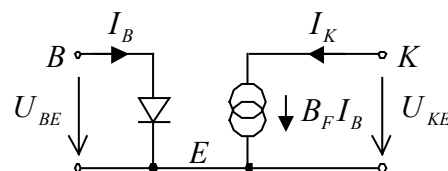
Obr. 4.4 BJT v nevodivom stave a jeho zjednodušený obvodový model

Aktívny režim (zosilňovací) - platia preň nasledujúce podmienky:

$$U_{BE} > 0 \text{ (} 0,5 - 0,8 \text{ V pre Si)}$$

$$U_{KB} > 0, \text{ tj } (U_{KE} > U_{BE})$$

Tento režim je najčastejší, sústava charakteristík je na obrázku 4.3. Z fyzikálneho princípu činnosti BJT, a z jeho statických V-A charakteristík možno navrhnuť pre tento režim jednoduchý nelineárny model.



Obr. 4.5 Jednoduchý nelineárny model BJT v aktívnom režime.

Medzi prúdmi a napätiami modelu na obr.4.5 platia jednoduché analytické vzťahy.

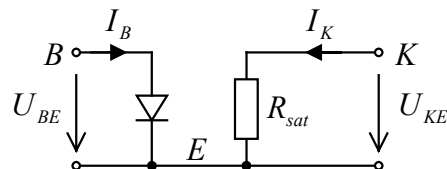
$$I_B = I_{SBE} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \qquad I_K = B_F I_B \qquad (4.2)$$

Tento model sa často používa pri analýze zosilňovačov, zmiešavačov, oscilátorov a iných elektronických obvodov s tranzistormi. Vzhľadom k tomu, že neobsahuje veľa parametrov, dá sa použiť aj na odvodenie analytických vzťahov pre jednoduché obvody s BJT. (v kap. č. 8 použijeme tento model pre odvodenie prevodovej charakteristiky diferenčného zosilňovacieho stupňa). Ak považujeme prúd I_B za riadiaci vstupný prúd, potom model na obr. 4.5 je lineárny prúdom riadený prúdový

zdroj. V skutočnosti je však vstupný riadiaci prúd nelineárnou funkciou vstupného riadiaceho napätia U_{BE} . Ak považujeme za riadiacu veličinu vstupné napätie, potom ide o nelineárny napätím riadený prúdový zdroj. Takto sa obvykle uvedený model chápe.

Saturácia tranzistora : $U_{BE} > 0$, $U_{KB} < 0$ ($U_{KE} < U_{KE}$) (elektronické spínače, log. obvody).

Ak je splnená podmienka $U_{KB} = 0$, potom je tranzistor na hranici medzi aktívnym režimom a saturáciou. V oblasti saturácie vystihuje V-A charakteristiky nasledovný model BJT.



Obr. 4.6 Obvodový model BJT v saturácii.

Pre bázoový prúd platí rovnaký vzťah ako v predchádzajúcom prípade. Kolektorový prúd sa určuje zo saturačnej priamky pomocou Ohmovho zákona.

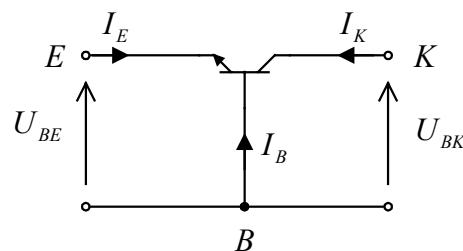
$$I_B = I_{SBE} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad I_K = \frac{U_{KE}}{R_{sat}} \quad (4.3)$$

Inverzný režim

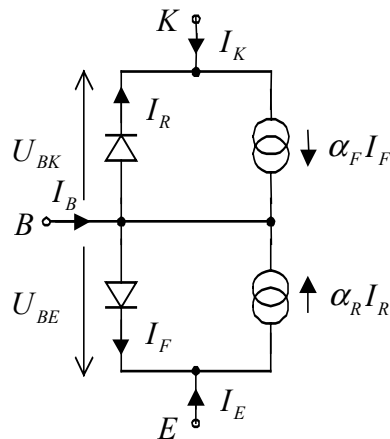
V tomto režime si kolektor a emitor tranzistora vymenia svoju úlohu. Pretože BJT je z hľadiska technologického nesymetrický prvok (koncentrácia prímеси v emitorovej oblasti je omnoho väčšia ako koncentrácia prímеси v kolektorovej oblasti) je hlavný parameter tranzistora - prúdový zosilňovací činiteľ v inverznom režime omnoho menší ako v aktívnom režime. Tranzistor sa v tomto režime využíva veľmi zriedka. Obvodový model má rovnakú štruktúru ako je na obr. 4.5, ale prúdový činiteľ je $\ll 1$, $B_R \ll B_F$.

4.3 Ebers - Molllov model tranzistora

Statický E-M model vystihuje závislosť elektródových prúdov I_B , I_K , I_E od napätí U_{BE} , U_{BK} na PN priedoch BJT. Autori Ebers a Moll zlúčili predchádzajúce modely platné pre jednotlivé režimy tranzistora do jedného spoločného modelu, ktorý platí pre ľubovoľnú polaritu napätí medzi elektródami. E-M model platí pre statický stav a bol odvodený pôvodne pre zapojenie BJT so spoločnou bázou (SB).



Obr. 4.7 Tranzistor v zapojení so spoločnou bázou, voľba kladného zmyslu napätí a prúdov pre Ebers - Molllov model



Obr. 4.8 Zapojenie E-M modelu tranzistora

Prúdy I_F , I_R sú riadiace prúdy tečúce cez emitorovú a kolektorovú diódu. Platí pre ne:

$$I_F = I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right), \quad I_R = I_{KS} \left(e^{\frac{U_{BK}}{U_T}} - 1 \right) \quad (4.4)$$

I_{ES} , I_{KS} sú saturačné prúdy emitorového a kolektorového priechodu. Výsledné prúdy tečúce cez elektródy BJT I_K , I_E , I_B možno podľa kladne zvolených zmyslov vyjadriť vzťahmi :

$$\begin{aligned} I_K &= \alpha_F I_F - I_R \\ I_E &= -I_F + \alpha_R I_R \\ I_B &= (1 - \alpha_F) I_F + (1 - \alpha_R) I_R \end{aligned} \quad (4.5)$$

α_F prúdové zosilnenie BJT so spoločnou bázou v zosilňovacom režime, α_R analogické prúdové zosilnenie v inverznom režime (kolektorový PN priechod je riadiaci, emitorový je riadený). Pozn. Prúdový zosilňovací činiteľ α_F sa veľkosťou nachádza približne v rozsahu 0,95 - 0,999. Činiteľ α_R je podstatne menšie číslo (< 0,1).

Systém rovníc (4.4), (4.5) je analytickým vyjadrením E-M modelu BJT pre ustálený stav. Je to nelineárny a nezotrvačný model, v ktorom sa neuvažuje s vplyvom kapacít PN priechodov, ďalej sa v ňom nezohľadňuje nenulový ohmický odpor tenkej bázovej oblasti (50 - 500 Ω), a taktiež vplyv veľkého elektrického poľa kolektorového PN priechodu na pomery v bázovej a emitorovej oblasti. Posledne menovaný vplyv sa prejavuje napríklad zväčšením sklonu výstupných kolektorových charakteristík BJT (tzv. Earlyho efekt). E-M model je dnes základným modelom implementovaným do rôznych simulačných programov určených pre analýzu elektronických obvodov. Pre ručné výpočty je však už dosť zložitý.

Príklad : Uvažujme zosilňovací režim BJT, tj ($U_{BE} > 0$, $U_{BK} < 0$) a vypočítajme kolektorový prúd tranzistora ako funkciu napätí U_{BE} , U_{BK} .

Riešenie:

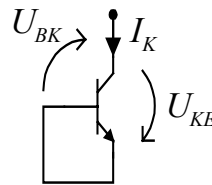
Rovnice (4.4) dosadíme do prvej z rovníc (4.5), čím dostaneme hľadanú závislosť v tvare funkcie dvoch premenných U_{BE} , U_{BK} , ktorá predstavuje sústavu výstupných charakteristík BJT so spol. bázou.

$$I_K = \alpha_F I_F - I_R = \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - I_{KS} \left(e^{\frac{U_{BK}}{U_T}} - 1 \right) \quad (4.6)$$

Kedže predpokladáme aktívny režim, exponenciálny člen $e^{\frac{U_{BK}}{U_T}}$ je prakticky rovný nule. Výsledná rovnica výstupných charakteristík BJT so spoločnou bázou má konečný tvar, ktorý dobre odpovedá meraniu:

$$I_K = \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - I_{KS} \quad (4.7)$$

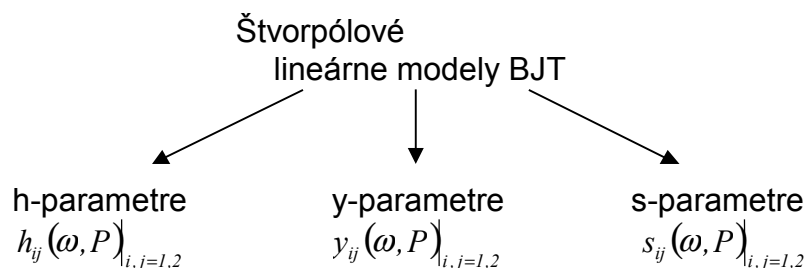
Ak uvažujeme v poslednom vzťahu nulové napätie $U_{BE} = 0$, čomu odpovedá skratovanie emitorového PN priechodu podľa obr. 4.9. Pre tento stav z rovnice (4.7) platí: $I_K = I_{KS}$, ($U_{KE} = -U_{BK} > 0$). Z tranzistora sme urobili diódu tvorenú kolektorovým PN priechodom polarizovaným v nepriepustnom smere, cez ktorý tečie saturačný prúd veľkosti I_{KS} , čo je evidentne pravda (nakoľko sme pri zadaní úlohy predpokladali aktívny režim BJT)



Obr. 4.9 K výpočtu kolektorového saturačného prúdu pomocou E-M modelu.

4.4 Lineárne modely bipolárneho tranzistora

Ak na tranzistor v určitom režime pôsobia okrem jednosmerných napätí aj malé striedavé napätia - signály môžeme nelineárny model zjednodušiť na lineárny pre definovaný pracovný bod P (podobne ako sme to urobili v prípade lineárneho modelu diódy). Existujú dve hlavné kategórie lineárnych modelov. V jednej sú parametre modelu funkciou pracovného bodu P aj frekvencie ω , v druhej skupine sú tieto parametre iba funkciou pracovného bodu. Z prvej skupiny sa najviac používali modely s h - parametrami, y - parametrami a s - parametrami. V súčasnosti už výrobcovia BJT udávajú prakticky len s - parametre pre vysokofrekvenčné aplikácie s frekvenciami nad 1 GHz . Modely s "h" a "y" parametrami patria už viac - menej minulosti. Uvedieme ich tu len čiastočne.

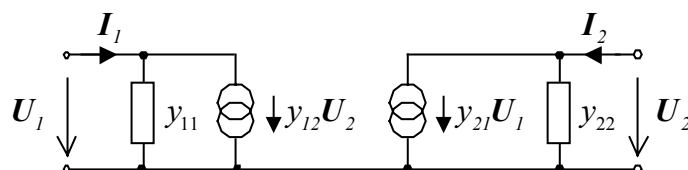


Dvojbránové y-parametre BJT

Sú definované vo zvolenom pracovnom bode $P(U_{KE}, I_K)$ a pri zvolenej frekvencii. Pre malé amplitúdy signálových napätí U_1, U_2 platia pre odpovedajúce prírastky prúdu I_1, I_2 nasledovné lineárne rovnice:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \end{aligned} \quad (4.8)$$

V rovniciach uvažujeme harmonické signály, teda U_1, U_2, I_1, I_2 sú fázory. Parametre y_{ij} v rovniciach (4.8) sú pri vyšších frekvenciách komplexné čísla.

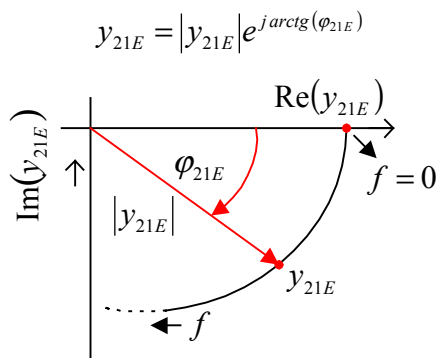


Obr. 4.10 Obvodová reprezentácia rovníc modelu tranzistora s y - parametrami (obvodový model pre malý signál)

y – parametre sú pri vysokých frekvenciách komplexné čísla závislé od pracovného bodu a frekvencie

$$y_{ij} = g_{ij} + jb_{ij} \quad i, j = 1, 2$$

V katalógoch sa udávajú obvykle vo forme tabuľky alebo frekvenčných hodografov. Napr. hodograf parametra y_{21} - prenosová admitancia [A/V] tranzistora v zapojení SE sa obvykle označuje ako y_{21E} a vyjadruje sa v exponenciálnom tvare.



Obr. 4.10a Príklad frekvenčnej závislosti y_{21E} - parametra BJT v komplexnej rovine

Podobne možno uviesť aj hodografy ostatných y-parametrov. Meranie y - parametrov na frekvenciách vyšších ako 1GHz je technicky veľmi obtiažne, a preto sa uprednostňujú na vysokých kmitočtoch tzv. s-parametre.

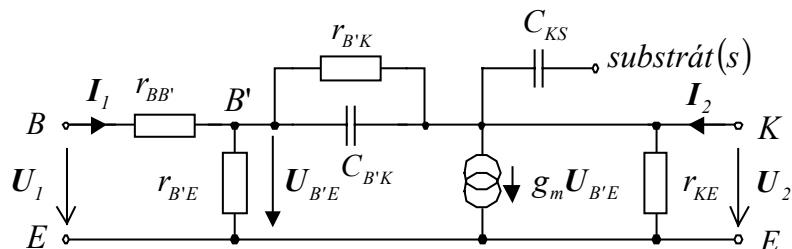
Giaccolettov model BJT s frekvenčne nezávislými parametrami pre SE

Patrí do druhej skupiny lineárnych modelov, ktorých parametre sú frekvenčne nezávislé, ostávajú však funkciou pracovného bodu "P". Giaccolettov model je

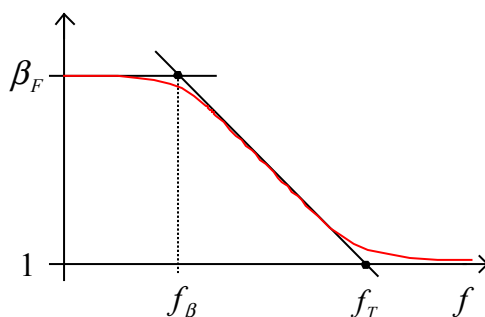
širokopásmový a jeho platnosť vo frekvenčnej oblasti je obvykle obmedzená podmienkou

$$f < (0.1 - 0.2) f_T$$

Parameter f_T je medzná frekvencia, pri ktorej má tranzistor prúdové zosilnenie rovné jednej. (obr. 4.12)



Obr. 4.11 Základné zapojenie Giacolettovho lineárneho modelu BJT



Obr. 4.12 K definícií medznej frekvencie BJT

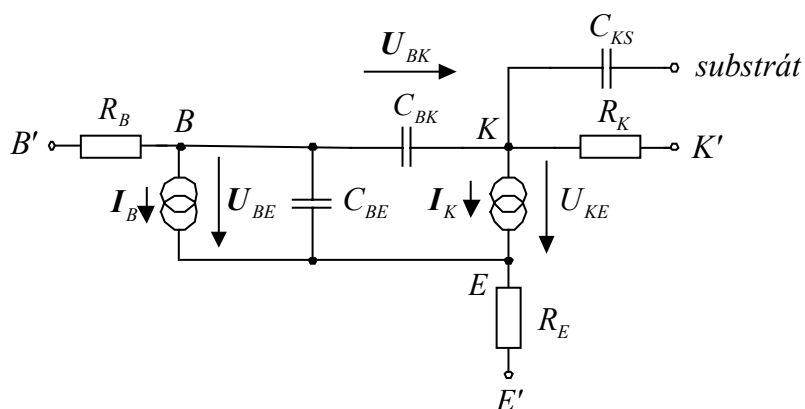
Giacolettov lineárny model podľa obr. 4.11 obsahuje 7 frekvenčne nezávislých parametrov a preto sa v plnej podobe nehodí pre svoju zložitosť na ručné (analytické) výpočty. Podľa konkrétnej situácie však možno väčšinu jeho parametrov zanedbať a potom je takýto zjednodušený model veľmi vhodný na prehľadové približné výpočty. V nasledujúcej kapitole si to ukážeme na príklade jednostupňového zosilňovača malého signálu.

Znamenite sa takýto úplný model hodí na počítačovú analýzu lineárnych obvodov. V simulačnom programe SPICE je dokonca takýto model vždy ponuknutý ako užitočný medzivýsledok vo výstupnom súbore údajov pre frekvenčnú analýzu. V nasledujúcej tabuľke sú uvedené označenia parametrov Giacolettovho modelu (prvý stĺpec predstavuje štandardné knižné označenie, druhý stĺpec predstavuje obvyklé označenie v simulačných programoch a v treťom stĺpci sú orientačné rozsahy hodnôt jednotlivých parametrov modelu tranzistora.

$C_{KS} \equiv CCS$	(< 1pF)
$C_{B'K} \equiv CMU$	(1-10pF)
$C_{B'E} \equiv CPI$	(10 -100pF)
$r_{B'B} \equiv Rx$	(10 -100Ω)
$r_{B'E} \equiv RPI$	($10^3 - 10^5 \Omega$)
$r_{B'K} \equiv RMU$	(∞)
$r_{KE} \equiv RO$	(10 -100K)
$g_m \equiv GM$	(10 - 100mA/V)

4.5 Modely bipolárneho tranzistora pre počítačové simulačné programy

Pri počítačovej analýze elektronických obvodov, najmä analógových, sa dnes používa buď Ebers-Mollov model, alebo presnejší a zložitejší model, ktorý je známy pod názvom model Gummela a Poona (G-P model). Tento model je už značne zložitý, vzťahy ktoré ho vyjadrujú obsahujú 41 parametrov. Určenie všetkých parametrov tohto modelu môže urobiť len výrobca tranzistorov, ktorý pozná aj všetky technologické parametre vystupujúce vo vzťahoch. Takýto model je možné používať aj vtedy ak vieme meraním, alebo z dostupných katalógových údajov, určiť aspoň jeho základné parametre ako sú prúdové činitele v aktívnom a inverznom režime a saturačné prúdy PN priedchodov. Ostatné parametre si počítač nastaví tak, aby bol ich vplyv na výpočet zanedbateľný (najčastejšie na nulu, alebo na nejakú typickú hodnotu pri fyzikálnych parametroch, ktoré nemôžu byť nulové) a zároveň aby algoritmus výpočtu pri týchto hodnotách (default value) nezlyhal. Schéma typického G-P modelu pre BJT je uvedená na obr. 4.13.



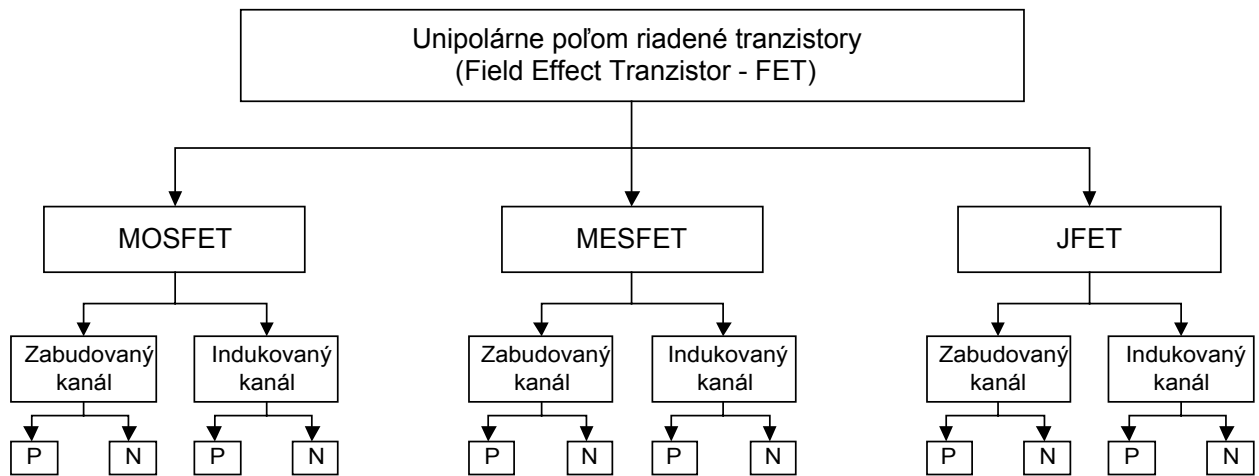
Obr. 4.13 Nelineárny model Gummela-Poona používaný v simulačnom programe Is SPICE

Jednotlivé prvky tohto modelu sú viac alebo menej zložitými funkciami napätí U_{BE} , U_{KE} , U_{BK} a ďalších fyzikálno-technologických parametrov. Podrobnosti možno nájsť v rozsiahlej odbornej literatúre z problematiky modelovania polovodičových elektronických prvkov.

4.6 Unipolárny tranzistor riadený napätím

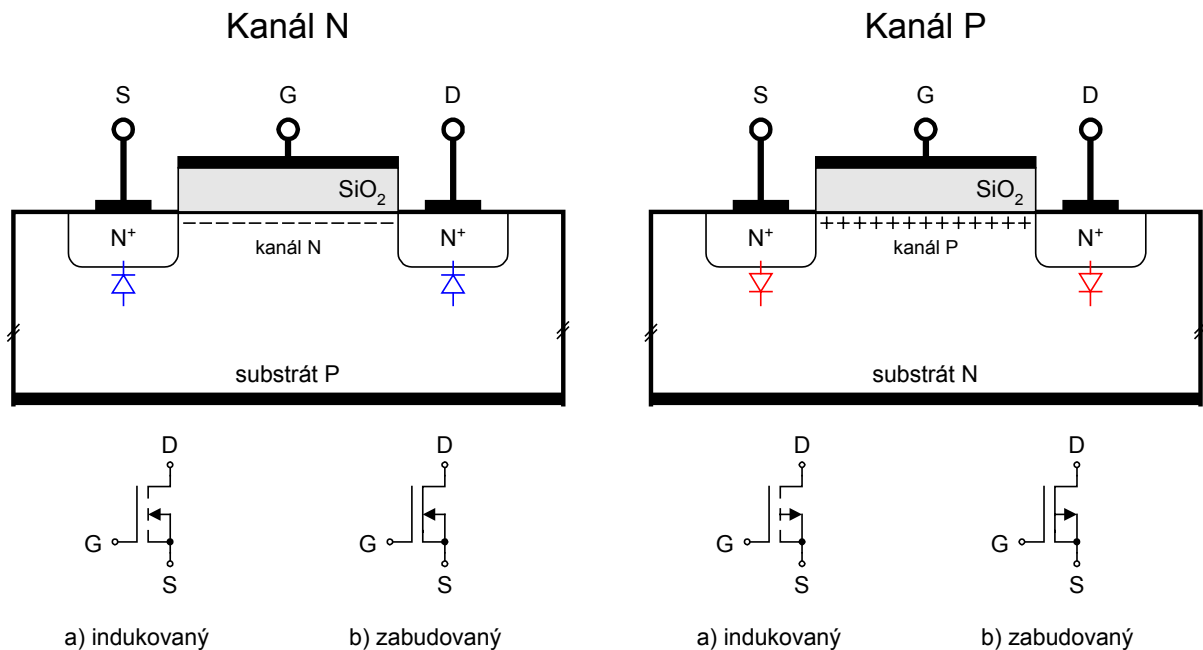
Tranzistory riadené elektrickým poľom sú moderné aktívne polovodičové prvky, u ktorých sa ovláda prúd vo vodivom kanáli polovodiča pomocou elektrického poľa so zanedbateľne malým riadiacim prúdom (podobne sa napätím riadi prúd elektrónov vo vákuu v prípade elektroniek). Na rozdiel od BJT sú to prvky, ktoré používajú pri činnosti iba nosiče náboja jedného typu, buď elektróny (N-kanál), alebo diery (P-kanál). Vyznačujú sa veľkým vstupným odporom riadiacej elektródy, ktorá je od kanála oddelená buď záverne polarizovaným PN priedchodom (FET), záverne polarizovaným priedchodom kov-polovodič (MESFET), alebo vrstvičkou izolantu SiO_2 (MOSFET). Ak tečie kanálom prúd aj pri nulovom riadiacom napätí, vtedy hovoríme o tzv. zabudovanom kanáli (tiež ochudobňovací mód). Ak sa vodivý kanál vytvorí až po pripojení napätia na riadiacu elektródu (hradlo – gate) indukciou cez izolant vtedy

hovoríme o indukovanom kanáli (obohacovací mód). Schématicky je rozdelenie unipolárnych tranzistorov znázornené na nasledujúcom obrázku.



Obr 4.14 Rozdelenie základných typov unipolárnych tranzistorov riadených elektrickým poľom s kanálom P, alebo N

Nebudeme sa teraz venovať systematicky činnosti a vlastnostiam všetkých typov tranzistorov podľa obr. 4.14, ale sa stručne zmienime iba o tranzistoroch typu MOS, ktoré sa dnes používajú hlavne pri realizácii číslicových integrovaných obvodov. Na obrázku 4.15 je znázornená štruktúra MOSFET ako sa používa v IO.



Obr 4.15 Prierečný rez štruktúrou MOS tranzistora pre zabudovaný a indukovaný kanál s vodivosťou typu P, N a odpovedajúce schématické značky

V normálnom režime činnosti, keď je vytvorený tenký vodivý kanál N v polovodiči tesne pod vrstvou izolantu tečie prúd elektrónov od elektródy S (Source) k zbernej

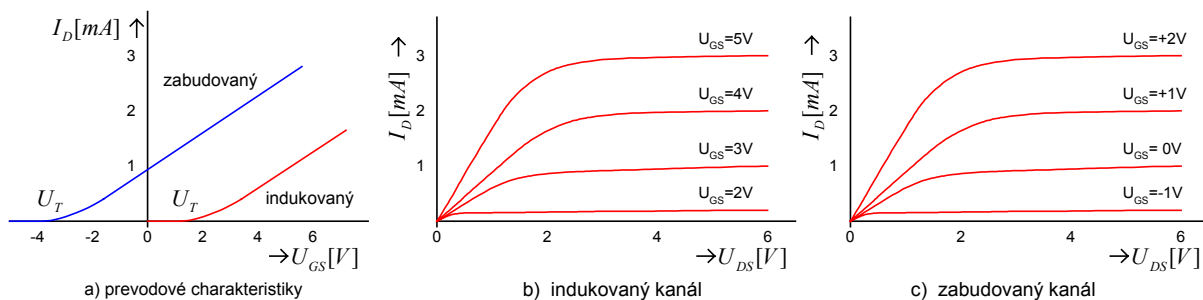
elektróde D (Drain) za predpokladu, že jej napätie je kladné voči elektróde S. Pre kanál P to funguje pri záporných napätiach U_{GS} , U_{DS} .

Celý systém tranzistora je v tomto normálnom režime odizolovaný od podložky (substrátu) záverne polarizovanými PN priechodmi. Izolácia funguje spoľahlivo aj vtedy ak je napätie medzi elektródou S a podložkou nulové. Toto je štandardný spôsob zapojenia a je symbolicky znázornený aj v značke MOSFETu.

Pre aplikáciu MOSFETov v číslicových obvodoch využívame typy s indukovaným kanálom aby nebolo potrebné používať dvojité napájacie napätie. Z hľadiska zlučiteľnosti číslicových MOS IO napr. s obvodmi TTL sa všeobecne uprednostňujú tranzistory s N kanálom (napájacie napätie U_{DD} je kladné a navyš sú elektróny v kanáli N pohyblivejšie ako diery v kanáli P – teda N tranzistory sú rýchlejšie) aj napriek tomu, že technologicky sa ľahšie realizuje indukovaný P kanál.

4.7 Statický model MOS tranzistora

Statické prevodové a výstupné charakteristiky MOSFETov s N kanálom sú znázornené na obrázku 4.16. Výstupné charakteristiky majú dve typické oblasti. Prvou z nich je oblasť nenasýtená (niekedy aj triódová, alebo aj lineárna oblasť), v ktorej je prúd kanála závislý od U_{GS} aj od U_{DS} . V tomto režime sa môže tranzistor použiť ako lineárny rezistor riadený napätím hradla pre analógové obvody.



Obr. 4.16 Prevodové a výstupné charakteristiky MOS tranzistora so zabudovaným a indukovaným N - kanálom

Pre prúd v nenasýtenej oblasti sa dá odvodiť vzťah (4.9)

$$I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{2L} [2(U_{GS} - U_T)U_{DS} - U_{DS}^2], \text{ kde } 0 < U_{DS} < U_{DSsat} \quad (4.9)$$

Saturačné napätie U_{DSsat} je hodnota, od ktorej je už prúd kanála ďalej nezávislý od napätia U_{DS} . (pozri obr. 4.15). Deriváciou prúdu I_D podľa U_{GS} v nenasýtenej oblasti získame strmosť tranzistora pre túto oblasť:

$$g_m = S = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} U_{DS} \quad (4.10)$$

Pre oblasť saturácie, ktorá je aplikačne typická hlavne pre číslicové obvody platí pre prúd I_D vzťah:

$$I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{2L} (U_{GS} - U_T)^2, \text{ kde } U_{DS} \geq U_{DSsat} \quad (4.11)$$

V tejto oblasti platí pre strmosť nasledujúci vzťah:

$$g_m = S = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} (U_{GS} - U_T) = 2 \sqrt{\frac{W\mu_n C_{ox}}{2L}} \sqrt{I_D} \quad (4.12)$$

V uvedených rovniciach vystupujú okrem napätí ešte ďalšie parametre:

- W, L – predstavujú šírku a dĺžku riadiacej elektródy – hradla. Voľbou ich veľkosti možno v značnom rozsahu meniť prúd cez kanál a strmosť tranzistora.
- C_{ox} je kapacita hradla na jednotku plochy, je funkciou ešte ďalších parametrov
- μ_n je pohyblivosť elektrónov v kanáli
- U_T je hlavným parametrom charakterizujúcim elektrické charakteristiky a parametre MOSFETu. Je dosť zložitou funkciou technologických a fyzikálnych parametrov, nebudeme ju v tomto texte podrobnejšie analyzovať

Na záver treba pripomenúť, že tranzistory riadené poľom majú napriek všetkým svojim výhodám v porovnaní s bipolárnymi tranzistorami zhruba desaťkrát menšiu strmosť, čo bráni v jednoznačnom nahradení bipolárnych tranzistorov unipolárnymi.

Literatúra ku kapitole 4

- [1] Antognetti P., Massobrio G.: Semiconductor device modeling with SPICE
 [2] Vobecký J., Záhľava V. :Elektronika, součástky a obvody, principy a příklady. GRADA 2000