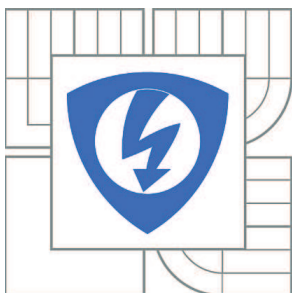


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## MODELÝ TRANZISTORŮ TECHNOLOGIE CMOS 0.35 UM I3T PRO PSPICE

MODELS OF TRANSISTORS OF CMOS 0.35 UM PROCESS FOR PSPICE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

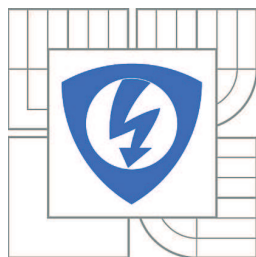
Bc. VOJTĚCH VEVERKA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. Vojtěch Veverka

**ID:** 125698

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2013/2014

## NÁZEV TÉMATU:

**Modely tranzistorů technologie CMOS 0.35 um I3T pro PSpice**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s tvorbou textových modelů aktivních součástek pro PSpice. Především se jedná o tvorbu modelů na základě textového popisu dostupného v knihovnách nebo na základě známých AC a DC charakteristik. Seznamte se s ovládáním průmyslového návrhového nástroje Cadence Spectre (výběr procesu, založení projektu, tvorba buněk, základní analýzy, ...). Převeďte dostupné tranzistorové modely (předlohy) v technologii I3T 0.35 um do modelů pracujících v nástroji OrCAD PSpice na základě standardních analýz (charakteristik) a dat v knihovnách.

Proveďte podrobné porovnání získaných modelů pro PSpice a předloh ve Spectre. Získané modely otestujte v jednoduchých aplikacích základními typy analýz (AC, DC, transient) a ověřte konvergenci simulací. Vypracujte použitelnou metodiku přechodu mezi Spectre a PSpice modely.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] LIN, F., ZHOU, T., CHEN, B., OOI, B., KOOI, P. Extraction of VBIC Model for SiGe HBTs made Easy by Going Through Gummel-Poon Model. In Proceedings of the International Symposium on Microelectronics and Assembly, 2000, pp. 1-10.

[2] SENAPATI, B., MAITI, C. K. Advanced SPICE modelling of SiGe HBT using VBIC model. IEE Proceedings on Circuits Devices and Systems. 2002, vol. 149, no. 2, p. 129-135.

**Termín zadání:** 10.2.2014

**Termín odevzdání:** 23.5.2014

**Vedoucí práce:** Ing. Roman Šotner, Ph.D.

**Konzultanti diplomové práce:**

**doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**

*Předseda oborové rady*

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Práce je zaměřena na tvorbu modelů aktivních součástek pro obvodový simulační program PSpice. Jedná se především o tvorbu modelů na základě textového popisu dostupného v knihovnách nástroje Cadence Spectre a jejich převod na modely určené pro PSpice. Cílem práce je vypracování a vyzkoušení možné a nenáročné metodiky přibližného převodu CMOS a bipolárních tranzistorů založených na technologii I3T 0.35  $\mu\text{m}$ . O shodě výsledků simulací provedených s použitím převedených modelů a jejich původních předloh určených pro Cadence Spectre je pojednáno dále.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Cadence, PSpice, model, tranzistor, VBIC, BJT

## **ABSTRACT**

The master's thesis focuses on model designing of active components for PSpice simulator. Creation of models are based on text description, which is available in Cadence Spectre libraries. The aim of this thesis is approximate conversion of CMOS and bipolar transistors based on I3T 0.35  $\mu\text{m}$  technology. Simulation's results and their comparison are discussed below.

## **KEYWORDS**

Cadence, PSpice, model, transistor, VBIC, BJT

Veverka, V. *Modely tranzistorů technologie CMOS 0,35um I3T*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2014. 106 s., 63 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že diplomovou práci na téma Modely tranzistorů technologie CMOS 0,35um I3T pro PSpice jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Romanu Šotnerovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>viii</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>xi</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Bipolární tranzistory</b>	<b>2</b>
1.1.1 Ebers-Mollův model .....	2
1.2 Spectre – VBIC .....	3
1.2.1 Spectre – VBIC model textový popis .....	4
1.3 Spectre - BJT (Bipolar Junction Transistor) model .....	5
1.3.1 Textový popis Spectre BJT modelu .....	5
1.4 PSpice – BJT .....	7
1.4.1 Matematický popis GP modelu .....	8
<b>2 Unipolární tranzistory</b>	<b>11</b>
2.1 Modely MOSFET tranzistorů .....	12
2.1.1 Vývoj modelů MOSFET tranzistorů .....	12
2.1.2 Model tranzistoru Level 1 .....	14
2.2 BSIM3 model .....	17
2.2.1 Vliv parametrů .....	20
<b>3 Převod modelů</b>	<b>24</b>
3.1 Postup převodu BJT .....	24
3.2 Převod BJT – GP .....	25
3.3 Postup převodu VBIC .....	27
3.3.1 Převod MOSFET modelu .....	30
<b>4 Aplikace</b>	<b>32</b>
4.1 Bipolární tranzistor vnb7u0 .....	32
4.1.1 Časová oblast (transient) .....	32
4.1.2 VNB4u0 rozdíl simulace FAST/TYP/SLOW .....	33
4.2 MOSFET .....	34
4.2.1 ENM – AC analýza .....	34



4.2.2	Invertor CMOS .....	36
<b>5</b>	<b>Závěr</b>	<b>37</b>
	<b>Literatura</b>	<b>38</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>40</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>41</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Model Ebersova-Mollova typu (NPN) [13] .....	3
Obr. 1.2: VBIC model tranzistoru .....	3
Obr. 1.3: a) Síť fázového rozdílu VBIC , b) Teplotní síť .....	4
Obr. 1.4: Náhradní obvodové zapojení Gummel-Poonova modelu.....	7
Obr. 2.1: MbreakN                      Obr. 2.2: MbrakN3 .....	11
Obr. 2.3: Průřez MOS tranzistorem [18] .....	11
Obr. 2.4: Oblasti činnosti MOS tranzistoru - výstupní charakteristika [18].....	12
Obr. 2.5: Vliv parametru LINT pro $V_{GS} = 0,9\text{ V}$ , $V_{GS} = 1\text{ V}$ ; $V_{GS} = 1,1\text{ V}$ .....	20
Obr. 2.6: Vliv TOX.....	21
Obr. 2.7: Vliv VSAT pro $V_{GS} = 0,9\text{V}$ , $V_{GS} = 1\text{V}$ ; $V_{GS} = 1,1\text{V}$ .....	22
Obr. 2.8: Vliv PCLM pro $V_{GS} = 0,95\text{V}$ , $V_{GS} = 1\text{V}$ ; $V_{GS} = 1,05\text{V}$ .....	22
Obr. 2.9: Vliv DELTA.....	23
Obr. 3.1: Přejít mezi modely .....	24
Obr. 3.2: Převod BJT .....	25
Obr. 3.3: Výstupní charakteristika vnb4u0 ( $I_C=f(U_{CE})$ ) pro VAF korekci .....	30
Obr. 3.4: Postup vytvoření MOS modelů pro PSpice.....	31
Obr. 4.1: zapojení AKO s modelem vnb7u0 ve Spectre.....	32
Obr. 4.2: průběhy AKO a) Spectre, b) PSpice.....	33
Obr. 4.3: Výstupní charakteristika pro mezní parametry vnb4u0.....	33
Obr. 4.4: Výstupní charakteristika vnb4u0 ( $I_C=f(U_{CE})$ ) .....	34
Obr. 4.5: Graf vnb4u0 ( $I_C=f(U_{BE})$ ) .....	34
Obr. 4.6: MOSFET enm - zapojení pro AC analýzu .....	35
Obr. 4.7: Srovnání enm - zapojení pro AC analýzu.....	35
Obr. 4.8: Zapojení invertoru s enm a epm tranzistorem .....	36
Obr. 4.9: a) Výsledky invertoru Spectre/Pspice, b) relativní chyba .....	36
Obr. 5.1: Cadence pracovní postup.....	42
Obr. 5.2: Spuštění Cadence Spectre z terminálu v operačním Linux .....	43
Obr. 5.3: CIW – příkazové okno programu Cadence Spectre .....	43
Obr. 5.4: Library Manager - správce knihoven .....	44
Obr. 5.5: Virtuoso – schematický editor.....	45
Obr. 5.6: Vložení obvodového prvku .....	48

Obr. 5.7: Výběr a nastavení analýzy Spectre - Virtuoso .....	51
Obr. 5.8: Výběr parametru komponenty (zde DC zdroj napětí) .....	52
Obr. 5.9: Virtuoso – nastavení analýz.....	52
Obr. 5.10: Chybové hlášení pokud není potvrzen Set_mode_path.....	54
Obr. 5.11: Výběr sady pro návrh v Model Editoru .....	55
Obr. 5.12: Výběr designu pro model součástky.....	55
Obr. 5.13: Výběr modelu součástky .....	56
Obr. 5.14: Model editor – návrh NPN tranzistoru .....	56
Obr. 5.15: Zapojení pro měření výstupní charakteristiky PNP (DC sweep) .....	89
Obr. 5.16: PNP vpb5u0 – a) Kde hodnoty pro simulaci: $I_1 = 50 \mu\text{A}$ , $100 \mu\text{A}$ , $150 \mu\text{A}$ ; $V_1=(0;3)\text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vpb5u0 při $I_1 = 150 \mu\text{A}$ .....	89
Obr. 5.17: a) PNP vphb0u8, kde hodnoty pro simulaci: $I_1 = 50 \mu\text{A}$ , $100 \mu\text{A}$ , $150 \mu\text{A}$ ; $V_1=(0;3)\text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vphb0u8 při $I_1 = 150 \mu\text{A}$ .....	90
Obr. 5.18: a) PNP vphb10u0, kde hodnoty pro simulaci: $I_1 = 100 \mu\text{A}$ , $150 \mu\text{A}$ , $200 \mu\text{A}$ ; $V_1=(0;3)\text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vphb10u0 při $I_1 = 200 \mu\text{A}$ .....	90
Obr. 5.19: a) PNP vphb20u0, kde hodnoty pro simulaci: $I_1 = 50 \mu\text{A}$ , $100 \mu\text{A}$ , $150 \mu\text{A}$ ; $V_1 = (0;3)\text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vphb20u0 při $I_1 = 150 \mu\text{A}$ .....	90
Obr. 5.20: Zapojení pro měření výstupní charakteristiky NPN (DC sweep).....	91
Obr. 5.21: a) NPN vnb4u0, kde hodnoty pro simulaci: $I_1 = 100 \mu\text{A}$ , $500 \mu\text{A}$ ; $V_2 = (0;3) \text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vnb4u0 při $I_1 = 100 \mu\text{A}$ .....	91
Obr. 5.22: a) NPN vnb7u0, kde hodnoty pro simulaci: $I_1 = 50 \mu\text{A}$ , $100 \mu\text{A}$ , $300 \mu\text{A}$ , $500 \mu\text{A}$ ; $V_2=(0;3) \text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vnb7u0 při $I_1 = 100 \mu\text{A}$ ..	91
Obr. 5.23: Zapojení pro měření převodní/vstupní charakteristiky (DC sweep) .....	92
Obr. 5.24: PNP vpb5u0.....	92
Obr. 5.25: PNP vpbh0u8.....	92
Obr. 5.26: PNP vpbh10u0.....	93
Obr. 5.27: PNP vpbh20u0.....	93
Obr. 5.28: Zapojení pro měření převodní/vstupní charakteristiky NPN (DC sweep) ....	93
Obr. 5.29: NPN vnb7u0 .....	94
Obr. 5.30: PNP vpbh0u8.....	94
Obr. 5.31: PNP vpb5u0.....	95
Obr. 5.32: PNP vpbh10u0.....	95
Obr. 5.33: PNP vpbh20u0.....	95
Obr. 5.34: NPN vnb4u0 .....	96
Obr. 5.35: NPN vnb7u0 .....	96
Obr. 5.36: Zapojení pro měření časového průběhu (Transient).....	97

Obr. 5.37: PNP vpb5u0.....	97
Obr. 5.38: NPN vnb7u0 .....	97
Obr. 5.39: Zapojení pro měření přenosu (AC sweep).....	98
Obr. 5.40: vphb0u8 .....	98
Obr. 5.41: PNP vpb5u0.....	99
Obr. 5.42: měření DC charakteristik enm.....	99
Obr. 5.43: Výstupní charakteristika tranzistoru enm.....	100
Obr. 5.44: relativní chyba simulace enm při $V_{GD} = 1V$ .....	100
Obr. 5.45: Zapojení pro měření časového průběhu enm (Transient).....	101
Obr. 5.46: transient enm pro $R_1=1\text{ k}\Omega$ , $V_2=3,3V$ .....	101
Obr. 5.47: Zapojení pro měření přenosu (AC sweep).....	102
Obr. 5.48: ENM _W/L_ 10u/0.35u.....	102
Obr. 5.49: ENM _W/L_ 50u/10u.....	102
Obr. 5.50: měření DC charakteristik epm.....	103
Obr. 5.51: Výstupní charakteristika tranzistoru epm.....	103
Obr. 5.52: relativní chyba simulace epm při $V_{GD} = 1V$ .....	104
Obr. 5.53: Převodní charakteristika tranzistoru epm .....	104
Obr. 5.54: Zapojení pro měření časového průběhu epm (Transient).....	105
Obr. 5.55: transient epm pro $R_1=1\text{ k}\Omega$ .....	105
Obr. 5.56: Zapojení pro měření přenosu (AC sweep) epm.....	105
Obr. 5.57: EPM _W/L_ 10u/0.35u .....	106

# SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1: Přehled VBIC modelu .....	4
Tab. 1.2: Přehled koeficientů pro tranzistor vnb7u0 a jejich přepočet .....	25
Tab. 1.3: Přehled koeficientů pro tranzistor vnb4u0 a jejich přepočet .....	28
Tab. 1.4: AKO časy period .....	33

# ÚVOD

Účelem této práce je přispět k oblasti jednoduché metodiky vytváření modelů tranzistorů technologie CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  v prostředí PSpice z modelů určených pro průmyslový nástroj Cadence Spectre. Jsou zde popsány některé modely tranzistorů a jejich parametry a na jejich základě jsou vytvářeny nové modely pro prostředí PSpice. Tvorba modelů pro obvodový simulátor PSpice z dostupných předloh v Cadence Spectre je hlavním cílem této práce.

Tato práce vznikla na základě několika skutečností. První z nich je fakt, že pro prostředí PSpice nebyly dostupné některé tranzistorové modely, které jsou běžně k dispozici v Cadence Spectre. Dalším nezanedbatelným důvodem je dostupnost obou návrhových prostředí. Cadence Spectre nepatří mezi „běžně“ dostupné softwarové nástroje a navíc je jeho použití určeno na pracovní stanice s operačním systémem Linux (RedHat, Centos), protože se převážně používá ve velkých nadnárodních firmách zabývajících se návrhem mikroelektronických systémů. Je tedy mnohdy jednodušší využít dostupnějšího nástroje PSpice pro prvotní návrh a po-té získané výsledky ověřit ve Spectre s původními modely součástek.

K samotnému řešení problému přechodu mezi jednotlivými modely nepřispívá ani skutečnost, že v současné době je k dispozici jen velmi omezené množství literatury, která by uživateli poskytla jednoznačný návod, jak postupovat při vytváření těchto modelů.

V rámci práce jsou uvedeny dva přístupy pro převod modelů tranzistorů, které je možné využívat. První přístupová metoda je založena na měření charakteristik součástky, nicméně tento způsob se ukázal jako nepřesný. Druhá metoda je pak založena na převodu parametrů mezi modely, konkrétně mezi modely popsány v Cadence Spectre, na modely určenými pro OrCad PSpice.

V rámci této práce je také uvedena základní orientace v prostředí Cadence Spectre. Jsou zde uvedeny některé typy analýzy, popisy některých modelů tranzistorů, které jsou využívány v obou obvodových simulátorech k reprezentaci jejich fyzikálního chování.

Část této práce je také věnována vyhodnocení výsledků měření v PSpice a Cadence Spectre pro převedené modely tranzistorů. Vzhledem k obsáhlým datům pro tyto modely je značná část práce uvedena jako příloha. V závěru práce jsou popsány parametry modelů popisující fyzikální vlastnosti chování tranzistorů.

# 1 BIPOLÁRNÍ TRANZISTORY

Bipolární tranzistory patří k významným polovodičovým součástkám již po celá desetiletí. Tyto tranzistory jsou složeny ze tří vrstev s různým typem vodivosti, negativní a pozitivní, to tedy znamená, že bipolární tranzistor obsahuje dva PN přechody. Jsou rozlišovány dva základní typy bipolárních tranzistorů a to PNP a NPN. Jejich bližší popis je uveden v literatuře [8], [12].

Pro simulace obvodových zapojení, jejich snadnější návrh a optimalizaci byly vytvořeny počítačové modely, které popisují jejich chování v obvodu. Průmyslový standard modelování bipolárního tranzistoru je založen na Spice Gummel-Poon (SGP) ([2], [11], [13]) modelu. Přestože je tento model široce využíván, existuje několik limitujících omezení. Dodnes však neexistuje žádná, široce uznávaná, náhrada SGP. Mezi některé rozšířenější modely patří VBIC [1], HICUM a MEXTRAM [14], [15]. První ze jmenovaných modelů (VBIC) je přímým rozšířením SGP modelu. Byl vyvinut skupinou pracovníků ze společnosti Motorola.

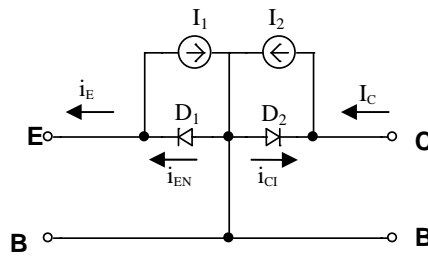
Problémy, se kterými se návrháři v současné době potýkají, je nedostupnost některých modelů pro různé obvodové simulátory, složitost modelů a náročnost simulace. Je tedy žádoucí, aby bylo možné co nejnadhěji mezi sebou jednotlivé modely převádět a ty tak mohly být poskytovány pro různé simulační nástroje.

Tato kapitola je zaměřena na převod modelů bipolárních tranzistorů, vytvořených pro nástroj Cadence Spectre, na modely určené pro simulaci v programu OrCad PSpice. Jedná se o modely postavené na technologii I3T 0,35  $\mu\text{m}$ . Převod těchto modelů je jedním z hlavních cílů práce.

## 1.1.1 Ebers-Mollův model

Obecně lze říci, že při návrhu elektronických obvodů nacházejí největší uplatnění modely tranzistoru diodového typu. První model tohoto typu navrhli J. J. Ebers a J. L. Moll již v roce 1954 [13]. Model je tedy pojmenován po svých tvůrcích Ebers-Mollův model. Avšak skutečnost, že tento model nevykazoval příliš velkou přesnost, byla nezanedbatelná. Proto byl později několikrát upraven (vylepšen). Tento model je v práci uveden zejména z historického hlediska, neboť jej lze považovat za „otce“ současných modelů.

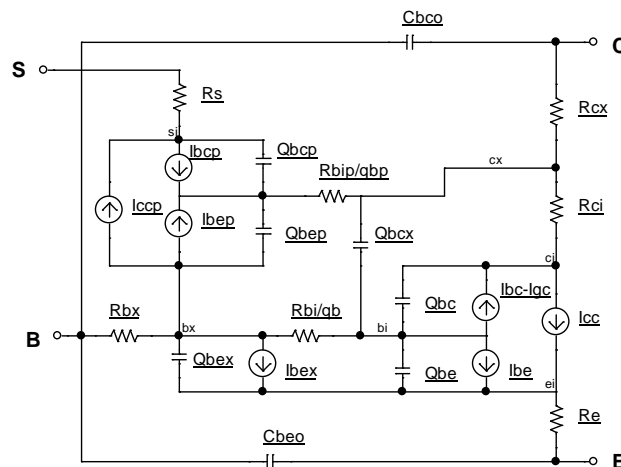
Pro popis principu EM modelu je využíváno náhradní obvodové zapojení uvedené na obr. 1.1, které popisuje NPN tranzistor. Aby toto schéma bylo možné použít pro popis činnosti PNP struktury, musely by být přepólovány diody a změněna orientace obvodových veličin. Každý přechod tranzistoru se může chovat jako samostatná dioda (dva přechody = dvě diody). Zdroje proudu zajišťují tranzistorový jev modelu. Proud emitoru a kolektoru je rozdělen na dvě části. První část představuje proud náhradní diodou (pro emitor  $D_1$ , pro kolektor  $D_2$ ) a druhá proud řízeného zdroje (pro emitor  $I_1$ , pro kolektor  $I_2$ ).



Obr. 1.1: Model Ebersova-Mollova typu (NPN) [13]

## 1.2 Spectre – VBIC

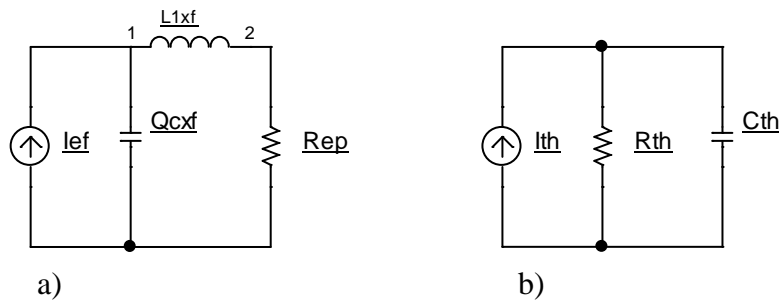
Model VBIC byl vyvinut ve společnosti Motorola, tuto skupinu vedl pan Colin McAndrew [1]. Byl vytvořen jako náhrada za SPICE Gummel-Poon model tranzistoru. VBIC model obsahuje čtyři elektrické svorky, dvě teplotní sítě a až devět vnitřních prvků obvodu v závislosti na parametrech modelu, které jsou zadávány uživatelem. Samotný model je popsán celou řadou parametrů, z nichž některé budou uvedeny jako příklad v rámci podkapitoly. Podrobný přehled koeficientů a parametrů popisujících VBIC model je uveden v příloze D.2. Obvodové zapojení modelu tranzistoru je uvedeno na obrázku obr. 1.2.



Obr. 1.2: VBIC model tranzistoru

VBIC model tranzistoru [16] má čtyři svorky báze (B), kolektor (C), emitor (E) a svorku substrátu (S). Proudy tekoucí těmito svorkami jsou značeny  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $I_E$  a  $I_S$ . Uzly označené na obr. 1.2 jako  $b_x$ ,  $b_p$  a  $b_i$  představují vnější, parazitní a vnitřní bázi. Další uzly popsané jako  $e_i$ ,  $c_i$  a  $c_x$  představují vnitřní emitor, vnitřní kolektor a vnější kolektor. VBIC model se v několika směrech odlišuje od SGP modelu, například je zahrnut vliv parazitních vlastností substrátu. Kvazi-saturační chování je potom popsáno prvky  $R_{ci}$ ,  $Q_{bcx}$  a  $Q_{bc}$ . Popis parametrů modelu VBIC je shrnut v tab. 1.1. Vliv samozahřívání (činnosti tranzistoru) a fázový rozdíl pro transportní proud  $I_{ef}$  jsou pro tento model definovány samostatně na obr. 1.3a a 1.3b.





Obr. 1.3: a) Síť fázového rozdílu VBIC , b) Teplotní síť

Tab. 1.1: Přehled VBIC modelu

Název	Popis	Název	Popis
$R_s$	Odpor substrátu	$I_{ccp}$	Parazitní transportní proud
$R_{cx}$	Vnější kolektorový odpor	$Q_{bc}$	Kapacita B-C
$R_{ci}$	Vnitřní kolektorový odpor (>0)	$I_{be}$	Ideální a neideální saturační proud B-E (IBEI, IBEN)
$R_{bx}$	Vnější bázevý odpor	$I_{bc}$	Ideální a neideální saturační proud B-C (IBCN, IBCI)
$R_{bi}$	Vnitřní bázevý odpor (>0)	$I_{bcp}$	Ideální a neideální parazitní proud B-C (IBCIP, IBCNP)
$C_{bco}$	Vnější B-C kapacita	$I_{bep}$	Ideální a neideální parazitní proud B-E (IBENP, IBCIP)
$C_{beo}$	Kapacita malého signálu B-E	$Q_{bcp}$	Vnější kapacita B-C
$Q_{bep}$	Vnější B-E kapacita (CJEP, CBEP)	$Q_{be}$	Vnitřní kapacita B-E (CJE, CBE)
$Q_{bc}$	Kapacita B-C		

### 1.2.1 Spectre – VBIC model textový popis

Model bipolárního tranzistoru je popsán v souboru „name.scs“. V tomto souboru jsou uloženy informace o součástce, jako je například definice instance, definice modelu a jeho parametry.

V následujícím textu je uvedeno několik základních parametrů [9], jejich kompletní seznam je v příloze D.2. Jako příklad těchto parametrů jsou uvedeny hodnoty z modelu „vnb4u0“.

#### Zpráva instance

```
q1 (1 2 0 0 0) vbic area=1
```

#### Příklad :

```
vnb4u0 (c1 b1 e s) vnb4u0_main area=area
model vnb4u0_main vbic,
```

kde VBIC říká, že se jedná o popis tranzistoru pomocí VBIC modelu. Pokud by se jednalo například o model BJT, bylo by na místě „vbic“ uvedeno „bjt“. Tento údaj je uveden v souboru popisujícím model tranzistoru a lze jej nalézt v části „Circuit Description“ (popis obvodu parametry).

### Definice instance

```
Name c b e [s] [dt] [t1] ModelName parameter=value...
```

#### Příklad:

```
vnb4u0 (c b e s) vnb4u0_main trise=trise , přičemž trise je  
dále definováno jako: + trise=0
```

Uzel „t1“ představuje lokální teplotu, „dt“ je nárůst teploty na lokální teplotu, způsobený tepelným výkonem. Uzel „t1“ může být připojen k tepelné síti, která modeluje tepelný tok substrátem nebo mezi zařízeními. Uzel „t1“ je však doporučeno nepoužívat. Tento uzel je ve verzi VBIC 1.2 již odstraněn a veškeré modelování teplotních účinků se provádí přes „dt“.

### Definice modelu

```
model modelName vbic parameter=value ...
```

#### Příklad:

```
model vnb4u0_main vbic
```

Jak je patrné z obecného zápisu, jedná se v tomto příkladě o tranzistor vnb4u0 , který je postaven na VBIC modelu.

Jak již bylo uvedeno výše, je pro přehlednost uveden v příloze D.2 kompletní přehled parametrů popisujících tranzistorový model. Pro převod modelu do programu PSpice jsou však využity pouze některé z nich.

## 1.3 Spectre - BJT (Bipolar Junction Transistor) model

Zatím co model bipolárního tranzistoru VBIC je založen na Gummel - Poon modelu [3]. Tento model vychází z jednoduššího Ebers – Moll modelu.

Uvedený model obsahuje několik rozšiřujících parametrů pro přesnější simulaci. Jako příklad lze uvést některá z těchto rozšíření:

- Jsou k dispozici dva modely bázevého odporu
- Je implementován nelineární kolektorový odpor
- Substrátové spojení zahrnuje diodu i kondenzátor
- Pracuje s Earlyho napětím

### 1.3.1 Textový popis Spectre BJT modelu

Textový model součástky je uložen v knihovně ve formátu „name.scs“, kde „name“ reprezentuje jméno vytvořené součástky určené pro simulaci (např. vnb7u0.scs ). V souboru s koncovkou „.scs“ jsou uvedeny parametry, které definují model součástky.

V následujícím textu je uveden přehled některých parametrů a jejich forma zápisu. Příklad modelu je uveden v příloze C.3.

## Definice instance

```
Name c b e [s] ModelName parameter=value ...
```

Příklad: vnb4u0 (c b e s) vnb4u0\_main trise=trise

## Definice modelu

```
model modelName bjt parameter=value ...
```

modelName – název modelu

bjt – popis tranzistoru vychází z Ebers-Mollova modelu

## Parametry modelu

Parametry modelu říkají, o jaký typ tranzistoru se jedná (NPN, PNP). Dále definují například jeho strukturu, saturační proud, teplotní vlivy a mnoho dalších vlastností.

Stručné rozdělení včetně popisu těchto parametrů je uvedeno v příloze C.1, kompletní přehled lze najít v uživatelském manuálu programu Spectre [9]. Jako příklad byly vybrány dvě skupiny modelových parametrů.

První vybranou skupinou jsou:

### a) Strukturální parametry

type=value - typ tranzistoru (možné hodnoty jsou NPN nebo PNP),

struct=value - struktura tranzistoru (pro PNP je výchozí hodnota lateral, možné hodnoty jsou vertical nebo lateral).

#### Příklad:

```
+ type = npn
```

```
+ struct=vertical
```

Tento zápis říká, že se jedná o bipolární NPN tranzistor s vertikální strukturou.

Druhou vybranou skupinou jsou parametry:

### b) Parametry saturačního proudu modelu

is= value [A] - saturační proud (\*area),

ise= value [A] - B-E svodový proud nasycení,

isc= value [A] - B-C svodový proud nasycení,

iss= value [A] - svodový proud substrátu (\*area),

c2= value - koeficient dopředného svodového proudu nasycení,

c4=value - koeficient zpětného svodového proudu nasycení.

#### Příklad:

+  $i_s=1e-16$   
 +  $i_{se}=0$   
 +  $i_{sc}=0$   
 +  $i_{ss}=0$   
 +  $c_2=0$   
 +  $c_4=0$

**c) Parametry  $I_{max}$  a  $I_{melt}$**

Parametr  $I_{max}$  (Maximum allowable base current) a  $I_{melt}$  (Junction explosion current) mají v modelu tranzistoru poměrně významnou roli. Lze je nalézt v textovém popisu tranzistoru C.3.

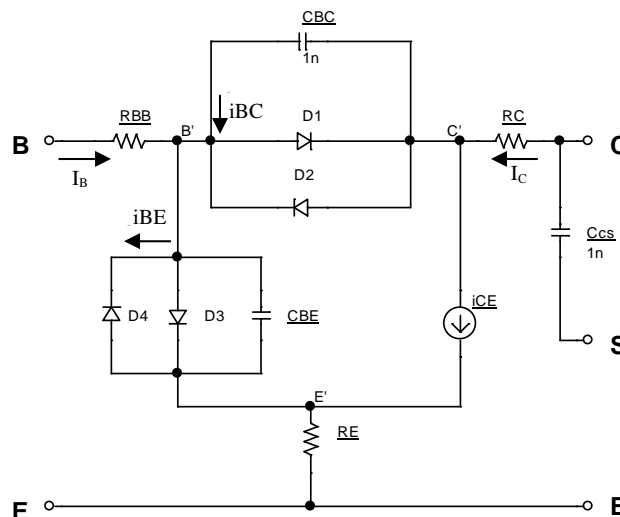
## 1.4 PSpice – BJT

Modely bipolárních tranzistorů v obvodovém simulátoru Cadence PSpice jsou popsány na základě Gummel-Poonova modelu [3] nebo jeho zjednodušenou variantou Ebers-Mollova modelu [13]. U Ebers-Mollova modelu (kapitola 1.1.1) nejsou specifikovány některé parametry. Je tedy zřejmé, že GP model má ve srovnání s EM modelem větší přesnost.

BJT modely lze rozdělit podle typu struktury na:

- a. Vertikální (NPN, PNP)
- b. Laterální (lnpn, lpnp)

Ekvivalentní Gummel-Poonův model (Obr. 1.4) je popsán celou řadou parametrů, které jsou počítány na základě matematických rovnic. Bližší pojednání lze nalézt v následující kapitole. [3]



Obr. 1.4: Náhradní obvodové zapojení Gummel-Poonova modelu

GP model je popsán řadou parametrů. Ty je možné rozdělit podle jejich základních účinků jako:

- DC parametry → IBC, IBE, IS, BF, NF, BR, NR,
- Degradací → ISE, NE, ISC, NC, IKF, IKR,
- Odporů → RC, RB, RBM, IRB, RE,
- Uzlové kapacity → CJE, VJE, MJE, FC, CJC, VJC, MJC, CJS, VJS, MJS, XCJC,
- Přechodové časy → TF, XTF, ITF, VTF, PTF, TR,
- Teplotní vliv → XTb, EG, XTI,
- Šumové → KF, AF.

Jak již bylo napsáno, řešení GP modelu popisuje řada rovnic. Těmito rovnicemi a parametry jsou popsány fyzikální vlasti chování tranzistoru.

### 1.4.1 Matematický popis GP modelu

Gummel-Poonův model je matematicky definován rovnicemi uvedenými v této podkapitole [3]. Jeho náhradní obvodové zapojení je uvedeno na obr. 1.4.

#### Bázový proud

$$i_B = i_{BE} + i_{BC}, \quad (1.1)$$

$$i_B = \frac{i_f}{BF} + i_{BE_{rec}} + \frac{i_r}{BR} + i_{BC_{rec}}, \quad (1.2)$$

kde „rec“ představuje rekombinační vliv s ideálním difuzním proudem  $i_f$ :

$$i_f = IS \cdot \left\{ e^{\frac{v_{BE}}{NF \cdot vt}} - 1 \right\} \quad (1.3)$$

a rekombinační účinek B-E :

$$i_{BE_{rec}} = ISE \cdot \left\{ e^{\frac{v_{BE}}{NE \cdot vt}} - 1 \right\} \quad (1.4)$$

Hodnota ideálního difuzního proudu v opačném směru  $i_r$  je vyjádřena jako:

$$i_r = IS \cdot \left\{ e^{\frac{v_{BC}}{NR \cdot vt}} - 1 \right\} \quad (1.5)$$

Rekombinační účinek B-E vychází ze vztahu:

$$i_{BC_{rec}} = ISC \cdot \left\{ e^{\frac{v_{BCE}}{NC^*vt}} - 1 \right\} \quad (1.6)$$

Po dosazení vztahů 1.3 až 1.6 do vzorce 1.2 je výsledný proud báze vyjádřen:

$$i_B = \frac{IS \cdot \left\{ e^{\frac{v_{BE}}{NF^*vt}} - 1 \right\}}{BF} + ISE \cdot \left\{ e^{\frac{v_{BE}}{NE^*vt}} - 1 \right\} + \frac{IS \cdot \left\{ e^{\frac{v_{BC}}{NR^*vt}} - 1 \right\}}{BR} +$$

$$+ ISC \cdot \left\{ e^{\frac{v_{BC}}{NC^*vt}} - 1 \right\} \quad (1.7)$$

kde  $v_{BE}$  - napětí B-E,  $v_{BC}$  - napětí B-C,  $v_{BE}$  - napětí B-E, IS – saturační proud, ISC – saturační proud přechodu B-C, NR - emisní koeficient v R, NC - emisní koeficient B-C přechodu B-C, ISE - saturační proud přechodu S-E.

### Kolektorový proud

Kolektorový proud může být vyjádřen vztahem (1.8) nebo (1.9).

$$i_c = \frac{1}{NqB} \cdot (i_f - i_r) - \frac{i_r}{BR} - i_{BC_{rec}} \quad (1.8)$$

$$i_c = \frac{1}{NqB} \cdot \left[ \left( e^{\frac{v_{BE}}{NF^*vt}} - 1 \right) - \left( e^{\frac{v_{BC}}{NR^*vt}} - 1 \right) \dots \right] - \frac{IS}{NqB} \cdot \left[ e^{\frac{v_{BC}}{NR^*vt}} - 1 \right] -$$

$$- ISC \cdot \left[ e^{\frac{v_{BC}}{NC^*vt}} - 1 \right] \quad (1.9)$$

Ve vztazích (1.8) a (1.9) je možno  $NqB$  vyjádřit jako rovnicí náboje báze:

$$NqB = \frac{q_{Is}}{2} \cdot (1 + \sqrt{1 + 4q_{2s}}) \quad (1.10)$$

Pro modelování neideální bázově-šifkové modulace je dán vztah:

$$q_{1s} = \frac{1}{1 - \frac{v_{BE}}{VAR} - \frac{v_{BC}}{VAF}}, \quad (1.11)$$

kde VAR - Earlyho napětí v inverzním režimu, VAF - Earlyho napětí.

A úroveň účinku injekce nosičů náboje:

$$q2s = \frac{IS}{IKF} \cdot \left[ e^{\frac{vBE}{NF+vt}} - 1 \right] + \frac{IS}{IKR} \cdot \left[ e^{\frac{vBC}{NR+vt}} - 1 \right], \quad (1.12)$$

kde IKF - mezní proud v propustném směru, IKR – mezní proud v závěrném směru.

### **Bázový rezistor**

Hodnota bázového rezistoru vychází ze vztahu:

$$RBB = RBM + 3 \cdot (RB - RBM) \cdot \frac{\tan(z) - z}{z \cdot \tan^2(z)}, \quad (1.13)$$

kde RBM - minimální odpor báze, RB-sériový odpor báze.

A kde „z“ vychází ze vzorce:

$$z = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{12}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{i_B}{I_{RB}} - 1}}{\frac{24}{\pi^2} \cdot \sqrt{\frac{i_B}{I_{RB}}}} \quad (1.14)$$

### **Prostorový náboj a difuzní kapacita**

$$CBC = CSBC + CDBC = \frac{CJC}{\left[1 - \frac{vBC}{VJC}\right]^{MJC}} + \frac{TR}{NR} \cdot \frac{IS}{NqB} \cdot e^{\left[\frac{vBC}{NF*vt}\right]} \quad (1.15)$$

a

$$CBE = CSBE + CDBE = \frac{CJE}{\left[1 - \frac{vBE}{VJE}\right]^{MJE}} + \frac{TFF}{NF} \cdot \frac{IS}{NqB} \cdot e^{\left[\frac{vBE}{NF*vt}\right]}, \quad (1.16)$$

kde CJC - kapacita přechodu C-B, TR – doba přechodu v inverzním režimu, VJC - difúzní napětí přechodu.

### **Tranzitní čas:**

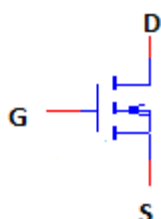
$$TFF = TF \cdot \left\{ 1 + XTF \cdot \left[ \frac{if}{if + ITF} \right]^2 + e^{\left[ \frac{vBC}{1.44+VTF} \right]} \right\} \quad (1.17)$$

kde TF – doba přechodu, XTF – TF koeficient, ITF – maximální proud TF, VTF- napětí  $V_{bc}$  záviselé na TF.

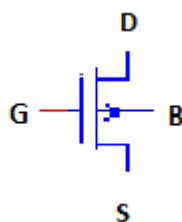
## 2 UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY

Tato kapitola popisuje některé základní vlastnosti a parametry MOSFET tranzistorů. V této kapitole je nastíněna problematika modelování MOSFET tranzistorů, kde s příchodem nových modelů jsou výpočty složitější, ale i přesnější. To vede k reálnějším simulacím chování těchto obvodových prvků. V této části práce je také shrnut vývoj modelů unipolárních tranzistorů, které jsou určeny pro SPICE programy.

MOSFET tranzistory (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) [18], jsou tranzistory řízené elektrickým polem. Tato elektrická součástka má obvykle tři vývody G – Gate (hradlo), D – Drain (kolektor), S – Source (emitor). Může však být popsána i čtvrtým vývodem, kterým je B – Bulk (substrát), ten je obvykle propojen v pouzdrů s S.



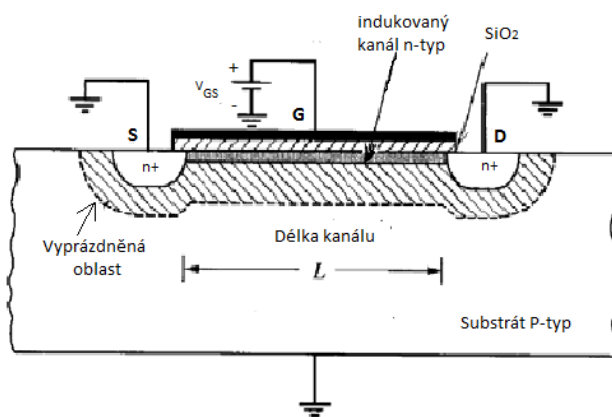
Obr. 2.1: MbreakN



Obr. 2.2: MbrakN3

Na obr. 2.1 je uvedena schématická značka pro MOSFET tranzistor se třemi vývody, schématická značka na obr. 2.2 potom představuje MOSFET tranzistor se čtyřmi vývody.

Cílem této kapitoly není podrobný popis principu fungování MOSFET tranzistorů, ale spíše připomenout některých základních vlastností a vztahů.



Obr. 2.3: Průřez MOS tranzistorem [18]

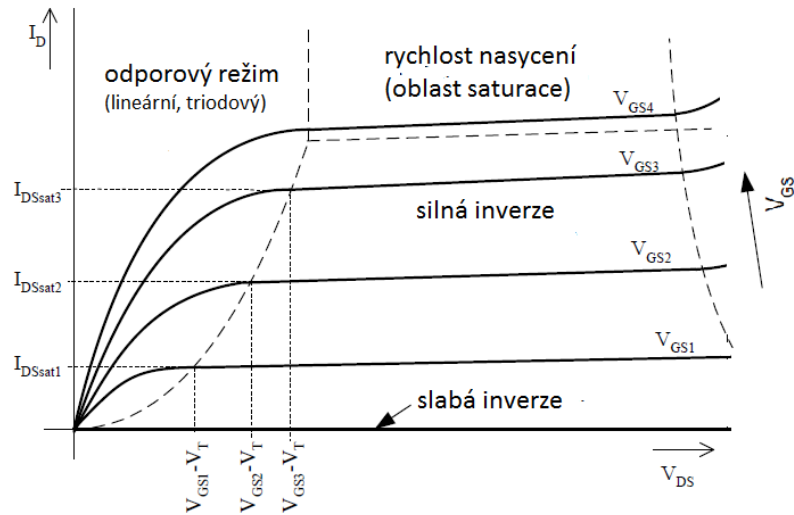
Obrázek uvedený výše popisuje zjednodušený řez tranzistorem MOS, znázorňuje rozložení substrátu a elektrod (D, S, G), vyznačuje délku kanálu a ochuzenou oblast.

Následující graf (Obr. 2.4) potom představuje oblasti činnosti MOS tranzistorů. Lineární (triódová) oblast je dána malým napětím  $V_{DS}$  a „vysokým“ napětím  $V_{GS}$ . Tranzistor se v této části charakteristiky chová jako odporová zátěž, přičemž velikost odporu je řízena napětím  $V_{GS}$ . Výstupní proud je v této oblasti lineárně úměrný rozdílu



napětí  $V_{GS}$  a  $V_t$ . Další oblastí je oblast silné inverze (aktivní režim), která je vymezena pro rozmezí napětí  $V_{DS} > V_{GS} - V_t$  a  $V_{GS} > V_t$ . Tranzistor se v této části charakteristiky chová jako zdroj proudu řízený napětím, kde napětí  $V_{GS}$  řídí proud  $I_{DS}$ . V oblasti slabé inverze (podprahové), v níž je napětí  $V_{GS}$  blízké  $V_t$ , je výstupní proud exponenciálně úměrný rozdílu těchto napětí ( $V_{GS} - V_t$ ).

Důležité vztahy popisující MOS tranzistory jsou uvedeny v kapitole 2.1.2.



Obr. 2.4: Oblasti činnosti MOS tranzistoru - výstupní charakteristika [18]

## 2.1 Modely MOSFET tranzistorů

Tato podkapitola se zabývá zjednodušeným výpočtem MOS tranzistoru. Výpočet je ukázán na jednoduchém modelu úrovně 1 (Level 1). Pro srovnání jsou zde uvedeny i některé vztahy, jež jsou používány v současných modelech (BSIM3v3).

### 2.1.1 Vývoj modelů MOSFET tranzistorů

Většina pracovníků zabývajících se návrhem analogových a digitálních obvodů se již v nějaké podobě setkala s určitou formou obvodového simulátoru řady SPICE (Simulation Program with Intergrated Circuit Emphasis). Z tohoto důvodu je v následujícím textu shrnut historický pohled na tento typ obvodových simulátorů.

SPICE je počítačový program, který uvažuje jako vstupní hodnoty elektrické obvody a výstupem jsou výsledky jeho chování. Mezi základní podporované modely obvodových prvků patří rezistory, kondenzátory, cívky, napěťové a proudové zdroje, spínače a různé polovodičové součástky zahrnující MOSFET (metal oxid semiconductor field – effect transistor) tranzistory. Původní verze programu SPICE (SPICE1) byla vyvinuta na Kalifornské univerzitě v Berkeley. Poprvé byl tento program představen v květnu roku 1972. O několik let později v roce 1975 byla představena jeho nová verze SPICE2. S příchodem verze SPICE3 a uvolněním programu k distribuci, přišlo několik větších firem s vlastními verzemi obvodových simulačních programů,

které byly uzpůsobeny právě pro danou konkrétní firmu. V dnešní době existují tisíce kopií programu SPICE, které jsou užívány na univerzitách i ve firmách [17], [18].

Nejvíce je však využíváno několik následujících verzí tohoto programu:

- **Berkeley SPICE** – Původní (originální) verze obvodového simulátoru, který je podporován platformou systému UNIX. Program ve verzi SPICE3f5 podporuje MOSFET modely BSIM3v3.1, nikoliv však jeho vyšší verze BSIM3v3.2 a BSIM3v3.3. Tyto novější modely jsou podporovány od verze SPICE3e2.
- **I-SPICE** (Interactive-SPICE) – Byl navržen v roce 1970 a byl první komerční verzí řady SPICE.
- **HSPICE** – Byl vyvinut firmou Meta-Software. Je oblíben uživateli pracujících na systému UNIX a to zejména pro své interaktivní rozhraní. Modely MOSFET tranzistorů jsou podporovány ve verzích BSIM2(level 39), BSIM3v2(level 47) a BSIM3v3(level 49).
- **PSPICE** – Tato počítačová verze programu SPICE byla vytvořena firmou Micro-Sim. Dnes je součástí OrCad. Byla upravena pro podporu BSIM modelů, je podporována OS Windows.
- **SPECTRE** – Tento program byl vytvořen pod taktovkou firmy Cadence. Jeho značnou výhodou je fakt, že podporuje všechny Berkeley MOS modely.

Výše je uvedeno několik SPICE simulátorů včetně Berkeley SPICE, HSPICE a PSPICE. Tyto obvodové simulátory však nejsou kompletní bez SPICE modelů obvodových prvků.

Tato část práce pojednává o modelech unipolárních tranzistorů. Právě proto jsou zde shrnuty některé historické poznatky týkající se modelů MOSFET tranzistorů. Jsou seřazeny chronologicky, podle toho, jak byly postupně představovány a zdokonalovány [17]:

- **Level 1** – Tento originální model od tvůrců z Berkeley je znám jako Shiman-Hodges model. Jeho rovnice jsou ve srovnání s ostatními (novějšími) modely jednoduché (základní) a použitelné především pro součástky s dlouhým kanálem.
- **Level 2** - Model úrovně 2 již zohledňuje účinky krátkého kanálu, jako je například rychlost saturace. Jeho matematická implementace je však poměrně složitá, což vede ke značným konvergenčním problémům.
- **Level 3** – Tento semi-empirický model je považován za zjednodušenou verzi model Level 2. Je velmi populární pro návrhy digitálních obvodů, navíc se ukázal být i velmi stabilní.
- **BSIM** – BSIM (Berkeley Short-Channel IGFET model) je také označován jako Level 4. Model neklade takový důraz na přesnou fyzikální formulaci zařízení. Na místo toho je zameřen na empirické

parametry a polynomiální rovnice, které vyjadřují fyzikální chování tranzistorů.

- **HSPICE Level 28** – Model byl vyvinut firmou Meta-Software a je podobný předchozímu modelu BSIM. Avšak byly provedeny některé úpravy a modifikace v oblasti matematického popisu.
- **BSIM 2** – Tento model navazuje na BSIM a je vhodný pro návrh analogových obvodů. Značnou nevýhodou tohoto modelu je nespojitost průběhu v první derivaci I-V a C-V charakteristiky. Právě proto byl později vytvořen model BSIM3.
- **BSIM 3** – Jedná se o nástupce předchozích modelů (BSIM, BSIM2). V tomto modelu je zahrnuto velké množství fyzikálních vlastností skutečného tranzistoru. Je určený pro oba typy vodivosti kanálu (N, P). BSIM3 je v současnosti dostupný v několika variantách (BSIM3v3.1, BSIM3v3.2 a BSIM3v3.2). Opět by se dalo říci, že čím novější model je použit pro simulaci, tím reálnější jsou výsledky simulace.
- **EKV** – Tento matematický model MOSFET tranzistoru byl vytvořen kolem roku 1995. Model je unikátní v několika oblastech, je přesný i v případech, kdy MOSFET pracuje v podprahové oblasti
- **BSIM 4** – Tento nejnovější přírůstek do rodiny BSIM modelů byl poprvé publikován v 2000. BSIM 4 nabízí opět několik vylepšení ve srovnání s modelem BSIM 3 a to především v oblasti I-V charakteristiky a šumových vlastností tranzistoru.

## 2.1.2 Model tranzistoru Level 1

Pro jednoduchý výpočet MOS tranzistoru je využíván model Level 1. Samotné programy určené pro simulaci chování elektrických obvodů (PSPICE, Spectre, HSPICE) používají mnohem přesnější a složitější modely, jako příklad lze uvést BSIM3v3, BSIM4. Tyto složitější modely nejsou určeny pro ruční výpočet. Nelze na nich jednoduše demonstrovat základní princip chování MOS tranzistoru. Podrobnější přehled výpočtů s MOS je uveden v [18]. Základní vztahy pro MOS tranzistory jsou následující:

Kapacita příměsi oxidu v gate:

$$C_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{T_{OX}}, \quad (2.1)$$

kde  $\epsilon_{OX}$  je permitivita příměsi oxidu v gate (pro  $\text{SiO}_2$  je  $\epsilon_{OX} = 34,53 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$ ),  $T_{OX}$  je šířka vrstvy oxidu v gate.

Pro výpočet proudu  $I_D$  (D-Drain) je dán následující vztah:

$$I_D = \frac{\mu_0 \cdot C_{OX}}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{KP}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{GS} - V_t)^2 = \beta \cdot (V_{GS} - V_t)^2 \quad (2.2)$$

Při zvážení konečného výstupního odporu v saturaci je proud  $I_D$  dán vztahem:

$$I_D = \frac{KP}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{GS} - V_t)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS})^2, \quad (2.3)$$

kde transkonduktanční parametr KP je definován jako:

$$KP = \mu_0 \cdot C_{ox}, \quad (2.4)$$

kde  $\mu_0$  - pohyblivost elektronů v kanále,  $\lambda$  - parametr délky kanálu, W - šířka kanálu, L - délka kanálu,  $V_{GS}$  - napětí mezi G a S,  $V_t$  - prahové napětí.

Výpočet transkonduktance je odvozen z rovnice pro proud  $I_D$ , je dán jako:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = KP \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{GS} - V_t) \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \quad (2.5)$$

V případě, že se neuplatní modulační délka kanálu, je transkonduktance počítána dle následujícího vztahu:

$$g_m = \sqrt{2KP \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_t} \quad (2.6)$$

Z téže rovnice, jako v případě transkonduktance, lze vypočítat výstupní odpor:

$$r_{DS} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} = \frac{1}{\lambda \cdot I_D} = \frac{V_E \cdot L}{I_D}, \quad (2.7)$$

kde  $V_E$  - Earlyho napětí.

MOS tranzistory jsou většinou provozovány v oblasti silné inverze. To platí také pro vysokonapěťové tranzistory.

Na následujícím příkladu je uveden jednoduchý postup pro stanovení přibližné hodnoty proudu tekoucí elektrodou drainu při daném napětí  $V_{GS}$ . Tento vypočítaný proud představuje přibližnou hodnotu, které by mělo být dosaženo i při kontrolním ověření pro model daného tranzistoru a to jak v programu Cadence Spectre, tak i v OrCad PSpice.

### **Příklad výpočtu $I_D$ :**

Následující příklad je uveden pouze jako ukázka odlišnosti složitosti modelování Level1 a BSIM.

Znamé hodnoty:  $KP = 166,1 \mu A/V^2$ ,  $W = 1 \cdot 10^{-6} m$ ,  $L = 0,35 \cdot 10^{-6} m$ ,  $V_{GS} = 1 V$ ,  $V_t = 0,59 V$ . Tyto hodnoty jsou získány z modelu tranzistoru pro Spectre. Výpočet je proveden podle vztahu uvedeného výše (2.3).

$$\begin{aligned}
I_D &= \frac{KP}{2} \cdot \left( \frac{W}{L} \right) \cdot (V_{GS} - V_t)^2 = \beta \cdot (V_{GS} - V_t)^2 = \\
&= \frac{166,1 \cdot 10^{-6}}{2} \cdot \frac{1}{0,35} \cdot (1 - 0,58)^2 = 419 \mu A
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Hodnota měření na modelu tranzistoru BSIM3 je potom  $I_D = 453 \mu A$ . Rozdílný výsledek je dán zjednodušeným výpočtem dle vztahu (2.7). Samotný model BSIM3v3 počítá  $I_D$ , v lineární oblasti, podle vztahu (2.9) [19]:

$$I_D = I_{DS} = W \cdot C_{OX} \cdot (V_{gst} - A_{bulk} \cdot V_{(y)}) \cdot v_{(y)} , \tag{2.9}$$

kde ve vztahu:  $W$  – šířka kanálu zařízení,  $C_{OX}$  - kapacita příměsi oxidu v gate,  $V_{(y)}$  - rozdíl potenciálů mezi minoritními nosiči kvazi-Fermiho potenciálu a Fermiho potenciálu v bodě  $y$ ,  $v_{(y)}$  - rychlost nosiče náboje v bodě  $y$ ,  $A_{bulk}$  – bulk koeficient,  $V_{gst}$  – rozdíl napětí  $V_{DS}$  a  $V_{th}$ .

Proud  $I_D$  lze také vyjádřit následující rovnicí:

$$I_D = I_{DS} = W \cdot C_{OX} \cdot (V_{gs} - V_{th} - A_{bulk} \cdot V_{(y)}) \cdot \frac{\mu_{eff} \cdot E_{(y)}}{1 + \frac{E_{(y)}}{E_{sat}}} , \tag{2.10}$$

kde  $E(y)$  – intenzita elektrického pole,  $\mu_{eff}$  - pohyblivost nosičů náboje,  $E_{sat}$  – odpovídá hodnotě elektrického pole, při které dochází k saturaci.

Vztah (2.10) lze přepsat jako:

$$E_{(y)} = \frac{I_{DS}}{\mu_{eff} \cdot W \cdot C_{OX} \cdot (V_{gst} - A_{bulk} \cdot V_{(y)}) - \frac{I_{DS}}{E_{sat}}} = \frac{dV_{(y)}}{dy} \tag{2.11}$$

Integrací rovnice (2.11) ( $y = 0$  až  $y = L$ ,  $V(y) = V_S$  až  $V(y) = V_d$ ) dostaneme následující vztah:

$$I_{DS} = \mu_{eff} \cdot C_{OX} \frac{W}{L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{gs}}{E_{sat} \cdot L}} \cdot (V_{gs} - V_{th} - A_{bulk} \cdot \frac{V_{ds}}{2}) \cdot V_{ds} \tag{2.12}$$

Vztah (2.12) platí až do oblasti saturace. V oblasti saturace potom platí rovnice:

$$I_{DS} = W \cdot COX \cdot (V_{gst} - A_{bulk} \cdot V_{dsat}) \cdot v_{sat} , \tag{2.13}$$

kde:

$$V_{dsat} = \frac{E_{sat} \cdot L \cdot (V_{gs} - V_{th})}{A_{bulk} \cdot E_{sat} \cdot L + (V_{gs} - V_{th})} \quad (2.14)$$

Výše uvedené rovnice platí pro vnitřní pouzdro ( $R_{ds} = 0$ ). V případě uvažování vnějšího pouzdra ( $R_{ds} > 0$ ) je vztah doplněn o parazitní vlivy ( $R_{ds}$  – parazitní odpor), výpočet  $I_D$  je dán vztahem:

$$I_{DS} = \mu_{eff} \cdot C_{OX} \frac{W}{L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{gs}}{E_{sat} \cdot L}} \cdot \frac{(V_{gst} - A_{bulk} \cdot \frac{V_{ds}}{2}) \cdot V_{ds}}{1 + R_{ds} \cdot \mu_{eff} \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{(V_{gst} - A_{bulk} \cdot \frac{V_{ds}}{2})}{1 + \frac{V_{ds}}{E_{sat} \cdot L}}} \quad (2.15)$$

## 2.2 BSIM3 model

BSIM3 je postaven na mnoha modelech vytvořených před ním. Ačkoli bylo zahrnuto velké množství nových fyzikálních vlastností, nejsou zahrnuty všechny. Co tedy lze a nelze od tohoto modelu očekávat? Jaké nabízí možnosti? Co lze říci o modelu BSIM3 ?

Samotný model MOSFET [17] tranzistoru BSIM3 je podporován celou řadou SPICE simulátorů, jako jsou například Berkeley SPICE, HSPICE, PSpice. Přesto však existuje možnost, že modely nebudou zcela totožné s oficiální verzí tohoto modelu. Jako příklad lze uvést parametr  $R_G$  (odpor v G), který v oficiální verzi modelu BSIM3 není uveden a takových parametrů je více.

BSIM3 je model MOSFET tranzistoru, který je určený pro oba typy kanálu (N – kanál, P – kanál). Jeho efektivní délka kanálu ( $L_{eff}$ ) pro výpočet I-V charakteristiky odpovídá  $L - 2 \cdot LINT$ , kde  $L$  je stanovená délka kanálu zařízení (tranzistoru) a LINT je SPICE parametr popsany dále v textu. Pro případ výpočtu C-V charakteristiky odpovídá CV efektivní délka kanálu ( $L_{eff,CV}$ ) vztahu  $L - 2 \cdot DLC$ . Podobnými vztahy je definována i efektivní šířka kanálu ( $W_{eff} = W - 2 \cdot WINT$ ) pro výpočet I-V charakteristiky a pro výpočet C-V charakteristiky je CV efektivní šířka kanálu ( $W_{eff,CV} = W - 2 \cdot DWC$ ).

BSIM3 je model dostačující pro většinu analogových a digitálních odvodových simulací. Je koncipován jako fyzikální model. Většina parametrů má silnou vazbu k návrhu zařízení a jeho výrobnímu procesu. Avšak jsou obsaženy i parametry, které nemají fyzikální význam a slouží pro konečnou úpravu měřených charakteristik (například pro vyhlazení průběhu I-V charakteristiky).

Model nepracuje s účinky vlastního ohřevu zařízení, během simulace pracuje pouze s danou konstantní hodnotou.

Parametry popisující BSIM3 model tranzistoru lze rozdělit do čtyř větších skupin, na parametry popisující spojovací diody (junction diodes) a parametry zaměřené

na parazitní odpory D (Drain) – S (Source).

Tyto skupiny jsou dále děleny na několik menších podskupin, jejich výčet je uveden v následujícím přehledu:

- 1 Parametry vyčleněné pro diody:
  - I. Výpočet proudu a vodivosti malých signálů: JS, JSSW, NJ, IJTH, (XTI),
  - II. Výpočet kapacity a náboje: CJ, MJ, PB, CJSW, MJSW, PBSW, CJSWG, MJSWG, PBSWG, (TCJ, TPB, TCJSW, TPBSW, TCJSWG, TPBSWG).
- 2 Parametry vyčleněné pro D-S parazitní odpory:
  - I. Koncentrovaný odpor (Lumped-resistor): RDSW, PRWG, PRWB, WR, (PRT),
  - II. Absorbční odpor (Absorbed-resistor): RSH
- 3 Parametry určené pro substrátový proud během ionizace:
  - I. Výpočet proudu a vodivosti malých signálů: ALPHA0, ALPHA1, BETA0
- 4 MOS tranzistor:
  - I. Parametry popisující podprahové (subthreshold) charakteristiky: VOFF, NFACTOR, CDSC, CDSCD, CDSCB, CIT,
  - II. Parametry popisující výpočet prahového (threshold) napětí: VTH0, NLX, K3, K3B, W0, DVT0, DVT0W, DVT1W, DVT2W, DSUB, ETA0, ETAB,
  - III. Hlavní používané parametry pro výpočet prahového napětí: K1, K2, DVT1, DVT2, NCH, (KT1, KT2, KT1L),
  - IV. Parametry pro výpočet Earlyho napětí: PCLM, PDIBLC1, PDIBLC2, PDIBLCB, DROUT, PVAG, PSCBE1, PSCBE2
  - V. Parametry určené pro výpočet saturačního napětí a efektivního napětí D-S: A1, A2, DELTA,
  - VI. Parametry zaměřené na koeficienty hromadného náboje ( $A_{bulk}$ ): AGS, A0, B0, B1, KETA,
  - VII. Parametry pro výpočet efektivní délky a šířky kanálu pro I-V : LINT, WINT, LL, LW, LWL, WL, WWL, LLN, LWN, WWN, WLN, DWG, DWB,
  - VIII. Parametry určené především pro proud kanálem: TOX, TOXM, MOBMOD, U0, UA, UB, UC, VSAT, XJ, (UTE, UA1, UB1, UC1, AT, TNOM).,
  - IX. Parametry s vlivem na I-V, ale ne na C-V výpočet: LINT, WINT, A1, A2, DELTA, AGS, MOBMOD, U0, UA, UB, UC, VSAT, PCLM, PDIBLC1, PDIBLC2, PDIBLCB, DROUT, PVAG, PSCE2, VOFF, NFACTOR, CDSC, CDSCD, CDSCB, CIT, LL, LW, LWL, WL, WW, WWL (UTE, UA1, UB1, UC1, AT)
  - X. Parametry s účinkem pro I-V i C-V výpočet: TOX, TOXM, VTH0, NLX, K3, K3B, W0, DVT0, DVT0W, DVT1W, DVT2W, DSUB, ETA0,

ETAB, K1, K2, DVT1, DVT2, NCH, XJ, B0, B1, KETA, LLN, LWN, WVN, WLN (KT1, KT1L, LT2),

- XI. Parametry používané hlavně pro výpočet vlastní kapacity zařízení, ale mohou být také využity pro výpočet šumu: CAPMOD, XPART, DLC, DWC, CLE, CLC, VOFFCV, NOFF, MOIN, ACDE, VFBCV, LLC, LWC, LWLC, WLC, WWC, WWLC
- XII. Parametry výpočtu kapacity mezi G-B (gate-bulk) a G-S (gate-source): CAPMOD, CGD0, CGS0, CGS1, CKAPPA, CF,
- XIII. Parametry pro kapacitu G-B: CGB0
- XIV. Parametry určené pro výpočet šumových vlastností: NOIMOD, KF, EF, AF, NOIA, NOIB, NOIC, EM.

V tomto výčtu nejsou zahrnuty některé parametry, jako například GAMMA1, GAMMA2, NSUB, VBX, XT nebo VBM. Tyto parametry patří k málo používaným, protože jejich účinek může být ovlivněn některým z ekvivalentních parametrů. Například účinek GAMM1 a GAMMA2 je podobný jako K1 a K2.

Seznam parametrů popisujících model (BSIM 3) MOSFET tranzistoru je velmi rozsáhlý, obsahuje více než 300 parametrů. Uvedené parametry vycházejí z BSIM3v3.2, ten je stejný pro BSIM3v3.2.1 a BSIM3v3.2.2). Nicméně oproti starší verzi BSIM3v3.1 jsou přidány některé nové parametry: ACDE, ALPHA1, IJTH, MOIN, NCFE, LLC, LWC, LWLC, TCJSW, TCJ, TOXM, TCJSWG, TFB, TPB, TPBSW, WWLC, TPBSQG, VERSION, VFB, VOFFCV, WLC, WWC. Bližší informace o modelu jsou uvedeny v [17].

Tento model byl poprvé prezentován v červenci roku 1993 na univerzitě v Berkeley. Model je určený pro simulaci analogových i digitálních obvodů, je veřejný a umožňuje simulovat MOSFET tranzistory až do délky kanálu 15  $\mu\text{m}$ . BSIM3 je závislý na parametrech jako jsou délka ( $L$ ) a šířka ( $W$ ) kanálu, tloušťka vrstvy oxidu elektrody Gate. Vzhledem k fyzikální povaze mnoha použitých parametrů je možné BSIM3 modelem reprezentovat následující fyzikální účinky moderních submikronových MOS tranzistorů [13], [17], [18]:

- Prahové napětí (Threshold Voltage) - vertikální a laterální nestejněměrné dotování, krátké účinky kanálu,
- Pohyblivost (Mobility) - snížení pohyblivosti v důsledku vertikálních polí,
- Rychlost saturace,
- Proud  $I_D$  (Drain Current) – podprahová vodivost, S (Source)/D (Drain) parazitní odpor
- Proud  $I_B$  (Bulk Current),
- Výstupní odpor (Output Resistance) – DIBL (Drain induced barrier lowering), CLM (Channel length modulation), SCBE (Substrate current induced body effect),
- Teplotní závislost chování zařízení (Temperature dependence of the device behavior).



BSIM3 model je popsán celou řadou parametrů, které mají za úkol simulovat reálné chování MOS tranzistoru. Hlavní modelové parametry jsou používány k modelování klíčových fyzikálních jevů DC (direct current) a CV (capacitance – voltage) chování tranzistoru při dané teplotě. První skupinou jsou tak zvané hlavní modelové parametry, které se týkají fyzikálních účinků MOS tranzistorů. Druhou skupinu tvoří provozní parametry a měly by být měněny pouze v případě znalosti výrobního procesu MOS tranzistoru. Další skupiny tvoří parametry teplotního modelování, AC a šumového chování MOS tranzistoru. Detailní popis všech parametrů je uveden v příručce BSIM3V3 [17]. Význam parametrů [19], které popisují model BSIM3, je uveden v příloze D.3.

## 2.2.1 Vliv parametrů

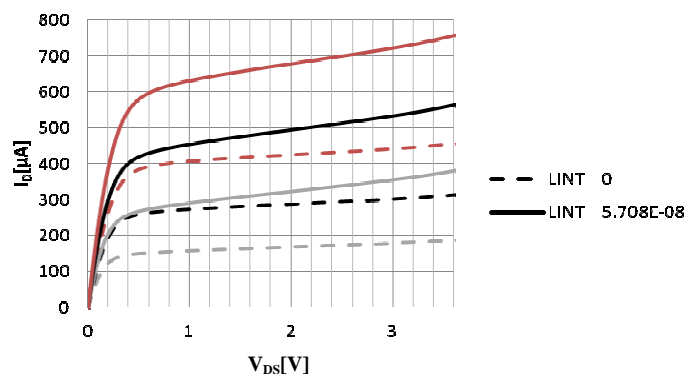
Tato podkapitola ukazuje vliv některých vybraných parametrů na DC charakteristiku MOSFET tranzistoru. Z uvedených příkladů je patrné, jakým způsobem je ovlivněn proud  $I_D$  při změně konkrétního parametru. Při převodu modelů je vhodné měnit co nejméně parametrů. Příklady převodu MOS tranzistorů mezi programy Spectre a PSpice jsou uvedeny dále v příloze. V tomto souhrnu převáděných parametrů jsou vyznačeny měněné parametry. Způsob ovlivnění, při změně některých parametrů, je uveden v následující části [17].

### Parametr modelu BSIM3 LINT

Defaultní hodnota parametru je 0 m. Nastavení parametru má významný vliv na I-V charakteristiku. Je z něj počítána hodnota efektivní délky kanálu podle vztahu (2.16).

$$L_{eff} = L - 2 \cdot LINT - 2 \cdot \Delta L_{geometry}, \quad (2.16)$$

kde  $L$  – délka kanálu,  $\Delta L_{geometry}$  - všechny geometrické závislosti upravující efektivní délku kanálu. LINT je obvykle dán kladným číslem. V případě, že je hodnota parametru LINT záporné číslo, vychází efektivní délka kanálu větší než  $L$ . Vliv parametru LINT na výstupní charakteristiku je uveden na obr. 2.5.



Obr. 2.5: Vliv parametru LINT pro  $V_{GS} = 0,9$  V,  $V_{GS} = 1$  V;  $V_{GS} = 1,1$  V

### Parametr modelu BSIM3 PSCBE1

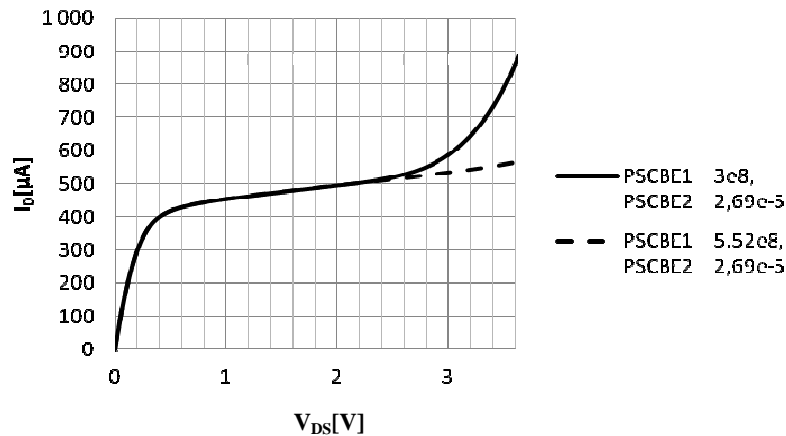
Výchozí hodnota parametru je  $4,24 \cdot 10^8$  V/m. Přispívá k nárůstu proudu tekoucím svorkou D (Drain). Proud  $I_D$  je dán následujícím vztahem:

$$I_D = I_{DS} \cdot \left\{ 1 + (V_{DS} - V_{DS,eff}) \cdot \frac{PSCBE2}{L_{eff}} \cdot e^{\frac{PSCBE1 \cdot L_{itl}}{V_{DS} - V_{DS,eff}}} \right\}, \quad (2.17)$$

kde v tomto vztahu  $V_{DS}$  – napětí D-S,  $V_{DS,eff}$  – efektivní napětí D-S,  $L_{eff}$  – efektivní délka kanálu, PSCBE2 – druhý parametr substrátového proudu,  $L_{itl}$  je dáno vztahem:

$$L_{itl} = \sqrt{\frac{\epsilon_S}{\epsilon_{OX}} \cdot TOX \cdot XJ}, \quad (2.18)$$

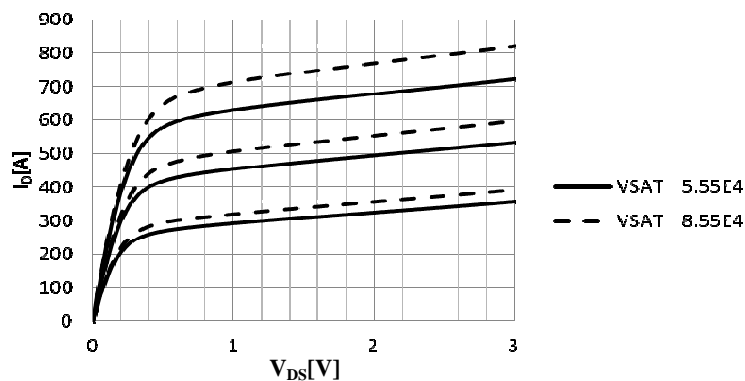
kde TOX – tloušťka vrstvy oxidu v gate, XJ – hloubka uzlu (junction depth).



Obr. 2.6: Vliv TOX

### Parametr modelu BSIM3 VSAT

Parametr VSAT je v defaultní hodnotě definován jako  $VSAT = 8 \cdot 10^4$  m·s<sup>-1</sup>. Udává rychlost nasycení nosičů při TNOM. V případě použití u NMOS tranzistoru značí rychlost nasycení elektronů. Pokud je použit u PMOS tranzistoru udává rychlost nasycení děr v polovodiči. Proto by jeho hodnota měla být větší pro NMOS tranzistory ( $VSAT_{NMOS} > VSAT_{PMOS}$ ). VSAT je rozhodující (kritický) parametr výpočtu proudu pro krátký kanál tranzistoru (short-channel device) a zanedbatelný v případě dlouhého kanálu (long-channel device). Rozsah jeho hodnot je dán v rozmezí  $8 \cdot 10^4$  až  $2 \cdot 10^5$  m·s<sup>-1</sup>. Hodnota nespádající do tohoto rozsahu značí, že parametry týkající se efektivní pohyblivosti náboje (U0, UA, UB a UC) nemají správnou hodnotu. Obr. 2.7 zachycuje vliv parametru VSAT na I-V (ampér-voltovou) charakteristiku pro tři různá napětí V<sub>GS</sub>.



Obr. 2.7: Vliv VSAT pro  $V_{GS} = 0,9V$ ,  $V_{GS} = 1V$ ;  $V_{GS} = 1,1V$

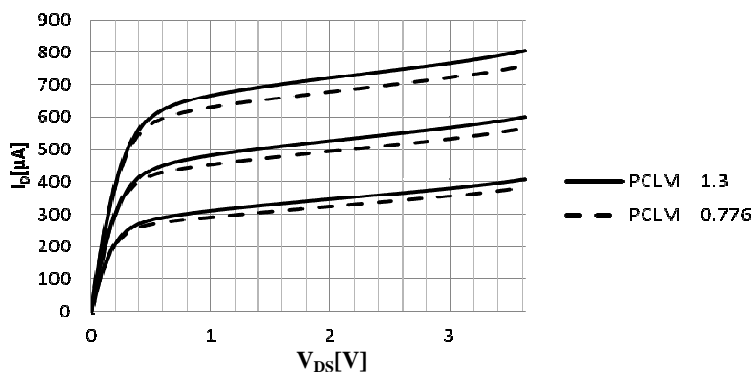
### Parametr modelu BSIM3 PCLM

PCLM parametr slouží pro modulaci délky kanálu MOS tranzistoru při výpočtu proudu  $I_{DS}$ . Hodnota proudu kanálem je dána:

$$I_{DS} = I_{DS,0} \cdot \left( 1 + \frac{V_{DS} - V_{DS,sat}}{V_A} \right), \quad (2.19)$$

kde  $V_A$  – Earlyho napětí,  $V_{DS,sat}$  – saturační napětí  $V_{DS}$ ,

Vliv změny parametru PCLM je zachycen na Obr. 2.8. Tento obrázek zachycuje změněnou výstupní charakteristika MOS tranzistoru pro dvě rozdílné hodnoty PCLM. Jsou uvedeny tři průběhy pro různá řídicí napětí  $V_{GS}$ .



Obr. 2.8: Vliv PCLM pro  $V_{GS} = 0,95V$ ,  $V_{GS} = 1V$ ;  $V_{GS} = 1,05V$

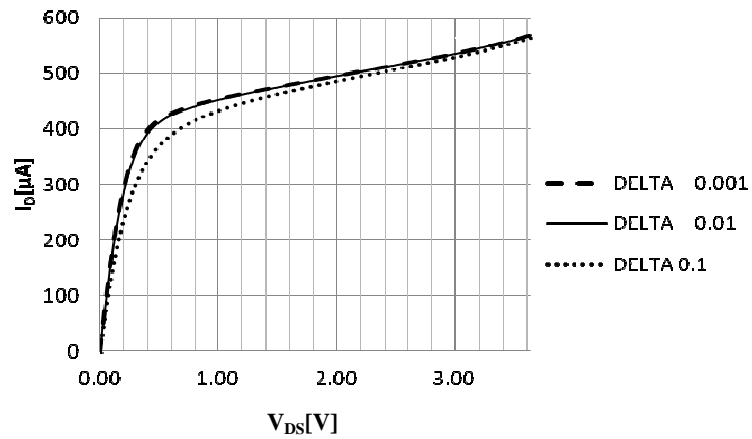
### Parametr modelu BSIM3 DELTA

DELTA je efektivní  $V_{DS}$  vyhlazovací parametr, jeho typická hodnota je 0,01 V. Základní modely MOSFET tranzistorů analyzují tranzistor odděleně, v několika oblastech, jako jsou podprahová, lineární a saturační oblast. BSIM3 však tento základní model opouští a řeší proud kolektorem (Drain) jako kontinuální průběh s vyrovnávacími funkcemi.  $V_{DS,eff}$  je vyrovnávací (vyhlazovací) funkce používaná pro plynulý přechod mezi lineární a saturační oblastí.

DELTA je parametr sloužící ke kontrole zakřivení přechodu mezi  $V_{DS} = 0$  a  $V_{DS} \gg V_{DS,sat}$ . Celá funkce je dána vztahem:

$$V_{DS,ef} = V_{DS,sat} - \frac{1}{2} \cdot (V_{DS,sat} - V_{DS} - DELTA) - \frac{1}{2} \cdot \left( \sqrt{(V_{DS,sat} - V_{DS} - DELTA)^2 + 4 \cdot DELTA \cdot V_{DS,sat}} \right) \quad (2.20)$$

kde DELTA může měnit svoji hodnotu v rozmezí  $1 \cdot 10^{-3}$  až  $1 \cdot 10^{-1}$ . Následující průběh zachycuje vliv parametru pro tři různé hodnoty.



Obr. 2.9: Vliv DELTA

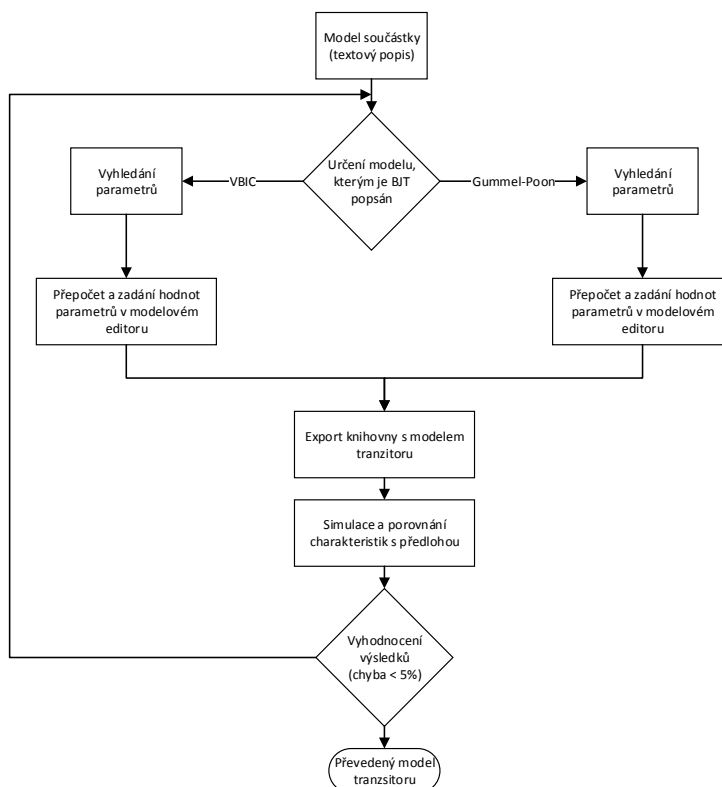
### 3 PŘEVOD MODELŮ

V této kapitole je popsáno, jak lze z modelů bipolárních, ale i MOSFET, tranzistorů určených pro platformu programu Spectre přejít na modely určené pro simulace v PSpice. Při přechodu mezi modely je počítáno s maximální přípustnou chybou 5% (maximálně však 10%). Modely je možné převést na základě měřených charakteristik nebo převodem textových modelů, kterými je popsáno jejich chování.

#### 3.1 Postup převodu BJT

Tato část textu je zaměřena na postup a doporučení k převodu modelů bipolárních tranzistorů mezi dvěma simulačními nástroji. Jak je uvedeno v úvodu práce, jedná o převod mezi obvodovými simulátory Cadence Spectre a OrCad PSpice. V případě prvního jmenovaného programu jsou v rámci technologie I3T 0,35 $\mu$ m využívány především dva modely (BJT, VBIC), které jsou popsány v rámci první kapitoly. Podle modelu, kterým je bipolární tranzistor popsán, je potom rozdílný přístup k jeho převodu. Druhý jmenovaný nástroj využívá k popisu bipolárního tranzistoru Gummel-Poon model.

V následující části je uvedena jedna z cest přechodu tranzistorů v technologii I3T 0,35 $\mu$ m do modelů pracujících v rámci nástroje OrCad PSpice na základě dat v knihovnách.

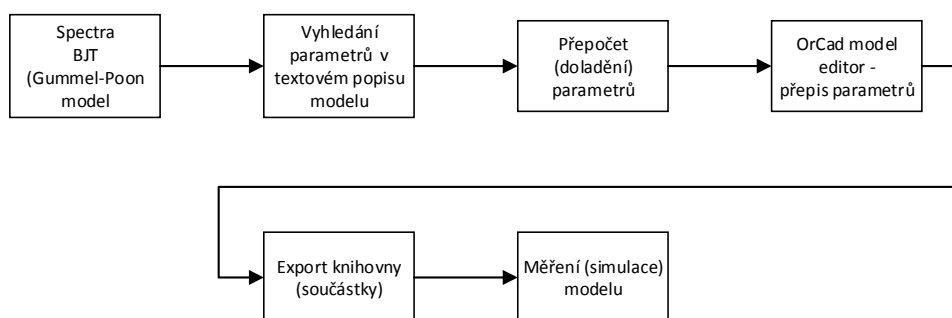


Obr. 3.1: Přechod mezi modely

Z Obr. 3.1 je zřejmé, že postup převodu BJT-GP a VBIC modelu bude nepatrně odlišný. VBIC model zahrnuje více vlivů, které ovlivňují chování bipolárního tranzistoru. Je tedy charakterizován více parametry, které jsou uvedeny v příloze D.2.

### 3.2 Převod BJT – GP

Postup převodu BJT modelů programu Spectre na modely určené pro obvodový simulátor PSpice je znázorněn blokovým diagramem (Obr. 3.2). V rámci kapitoly je uveden názorný příklad převodu modelu bipolárního tranzistoru „vnb7u0“. Kde lze najít uvedené hodnoty, je popsáno v příloze C.3.



Obr. 3.2: Převod BJT

Pro přehlednost je seznam ekvivalentních parametrů pro konkrétní příklad „vnb7u0“ shrnut v tab. 1.2.

Tab. 1.2: Přehled koeficientů pro tranzistor vnb7u0 a jejich přepočítání

PSPICE - model editor parametry	parametry Spectre	PŘEVOD	Význam parametrů F-normální, R - inverzní režim	CORNER TYPE	Hodnoty pro model editor
Model name Device type	Type		název modelu, typ modelu	-	NPN
<b>IS</b>	<b>IS</b>	*1)	saturační proud [A]		<b>2,8962 · 10<sup>-16</sup></b>
<b>BF</b>	<b>BF</b>		zesilovací činitel SE v F [-]		
<b>NF</b>	<b>NF</b>	*2)	emisní koeficient v F [-]		
VAF	VAF		Earlyho napětí v F [1/V]		
<b>IKF</b>	<b>IKF</b>		mezní proud změny BF [A]		
<b>ISE</b>	<b>ISE</b>		saturační proud přechodu S-E [A]		
<b>NE</b>	<b>NE</b>		emisní koeficient B-E přechodu [-]		

<b>BR</b>	<b>BR</b>		zesilovací činitel SE v R [-]		
<b>NR</b>	<b>NR</b>		emisní koeficient v R [-]		
<b>VAR</b>	<b>VAR</b>	*3)	Earlyho napětí v R [1/V]		<b>6,407</b>
<b>IKR</b>	<b>IKR</b>		mezí proud v závěrném směru [A]		
<b>ISC</b>	<b>ISC</b>		saturační proud přechodu B-C [A]		
<b>NC</b>	<b>NC</b>		emisní koeficient B-C přechodu [-]		
<b>RB</b>	<b>RB</b>		sériový odpor báze [Ω]		
<b>IRB</b>	<b>IRB</b>		bázový mezí proud [A]		
<b>RBM</b>	<b>RBM</b>		minimální odpor báze [Ω]		
<b>RE</b>	<b>RE</b>		sériový odpor emitoru [Ω]		
<b>RC</b>	<b>RC</b>		sériový odpor kolektoru [Ω]		
<b>CJE</b>	<b>CJE</b>		kapacita přechodu E-B pro $U_{EB}=0$ [F]		
<b>VJE</b>	<b>VJE</b>		difúzní napětí přechodu BE [V]		
<b>MJE</b>	<b>MJE</b>		exponent kapacity závislosti B-E [-]		
<b>TF</b>	<b>TF</b>		čas přenosu v F [s]		
<b>XTF</b>	<b>XTF</b>		TF koeficient [-]	-	default
<b>VTF</b>	<b>VTF</b>		VBC závislost na BF [V]	-	default
<b>ITF</b>	<b>ITF</b>		maximální proud TF [A]	-	default
<b>PTF</b>	<b>PTF</b>		rozdíl fáze [°]	-	default
<b>CJC</b>	<b>CJC</b>		kapacita přechodu C-B pro $U_{CB}=0$ [F]		
<b>VJC</b>	<b>VJC</b>		difúzní napětí přechodu B-C [V]		
<b>MJC</b>	<b>MJC</b>		exponent kapacity závislosti B-C [-]		
<b>XCJC</b>	<b>XCJC</b>		činitel podílu kapacity C-B [-]	-	default
<b>TR</b>	<b>TR</b>		čas přenosu v R [s]	-	default
<b>CJS</b>	<b>CJS</b>		kapacita přechodu C-S při $U_{CS}=0$ [F]	-	default
<b>VJS</b>	<b>VJS</b>		difúzní napětí přechodu C-S [V]	-	default
<b>MJS</b>	<b>MJS</b>		exponent kapacity závislosti C-S [-]	-	default

XTB	XTB		teplotní exponent beta [-]		
EG	EG		energie gap pro teplotní účinek IS [eV]	-	default
XTI	XTI		IS teplotní exponent [- ]		
KF	KF		šumový koeficient [-]		
AF	AF		šumový exponent [-]		
FC	FC		kapacitní koeficient v F [-]	-	default

Pro dosažení větší přesnosti simulovaných charakteristik tranzistoru vnb7u0 je potřeba provést několik následujících výpočtů:

- 1) Na základě údajů získaných z knihovny součástky provést výpočet IS. Pro konkrétní příklad vnb7u0 byl vytvořen skript v programu Matlab. Jeho kód je:
  1. `m=1;`
  2. `vnb7u0_is_mcnx=1.0;`
  3. `vnb7u0_is=1.959e-16;`
  4. `vnb7u0_is_std= sqrt((0.0015 * 0.0015 ) / 2) * 5;`
  5. `vnb7u0_is_mc= vnb7u0_is * (1 + vnb7u0_is_mcnx *  
vnb7u0_is_std / sqrt(m));`
  6. `ISvnb7=vnb7u0_is_mc/0.68` //IS přepočet

Výše uvedené výpočty (řádek 4. a 5.) a konstanty (řádky 1. až 3.) jsou uvedeny v textovém popisu modelu. Šestý řádek kódu je přepočet pro konstantu IS.

- 2) Hodnoty parametrů \*2) a \*3) bylo nutné upravit manuálně. Touto úpravou bylo dosaženo přesnějších výsledků.

Změna parametrů VAR a NF byla v tomto případě v rozmezí 2% jejich původní hodnoty.

Pokud je model definován jako BJT je jeho převod ze Spectre do PSpice mnohem jednodušší než při převodu VBIC modelu. Převod VBIC modelu je uveden v kapitole 3.3.

### 3.3 Postup převodu VBIC

Model bipolárního tranzistoru „vnb4u0“ je k dispozici jako VBIC model. Je tedy nezbytné pro jeho převod zvolit odlišný přístup, než tomu bylo u modelu BJT (GP).



Tab. 1.3: Přehled koeficientů pro tranzistor vnb4u0 a jejich přepočty

PSPICE - model editor parametry	parametry Spectre	PŘEVOD	Význam parametrů F-normální, R - inverzní režim	CORNE TYPE	Hodnoty pro model editor
Model name Device type	Type		název modelu, typ modelu	-	NPN
<b>IS</b>	<b>IS</b>	IS/0,9	saturační proud [A]		<b>1,3483 · 10<sup>-16</sup></b>
<b>BF</b>	<b>BF</b>	IS/IBEI	zesilovací činitel SE v F [-]	-	<b>275</b>
<b>NF</b>	<b>NEI</b>		emisní koeficient v F [-]		
VAF	VEF	VEF/0,5	Earlyho napětí v F [1/V]		<b>310</b>
<b>IKF</b>	<b>IKF</b>	IKF/0,9	mezní proud změny BF [A]		
<b>ISE</b>	<b>IBEN</b>		saturační proud přechodu S-E [A]		
<b>NE</b>	<b>NEN</b>		emisní koeficient B-E přechodu [-]		
<b>BR</b>	<b>BR</b>	IS/IBEI	zesilovací činitel SE v R [-]	-	<b>157</b>
<b>NR</b>	<b>NCI</b>		emisní koeficient v R [-]		
VAR	VER	VER/0,5	Earlyho napětí v R [1/V]		<b>1,92</b>
<b>IKR</b>	<b>IKR</b>	IKR/0,9	mezní proud v závěrném směru [A]		<b>3,2 · 10<sup>-4</sup></b>
<b>ISC</b>	<b>IBCN</b>		saturační proud přechodu B-C [A]		
<b>NC</b>	<b>NCN</b>		emisní koeficient B-C přechodu [-]		
<b>RB</b>	-	RBI+RBM	sériový odpor báze [Ω]	-	
<b>IRB</b>	<b>IRB</b>		bázový mezní proud [A]	-	Default
<b>RBM</b>	<b>RBX</b>		minimální odpor báze [Ω]		
<b>RE</b>	<b>RE</b>		sériový odpor emitoru [Ω]		
<b>RC</b>	<b>RCI</b>	(RCI*10)	sériový odpor kolektoru [Ω]		
<b>CJE</b>	<b>CJE</b>		kapacita přechodu E-B pro U <sub>EB</sub> =0 [F]		
<b>VJE</b>	<b>PE</b>		difúzní napětí přechodu BE [V]		
<b>MJE</b>	<b>ME</b>		exponent kapacity závislosti B-E [-]		

TF	TF	TF/0,25	čas přenosu v F [s]		
XTF	XTF		TF koeficient [-]	-	default
VTF	VTF		VBC závislost na BF [V]	-	default
ITF	ITF		maximální proud TF [A]		
PTF	PTF		rozdíl fáze [°]	-	default
CJC	CJC		kapacita přechodu C-B pro $U_{CB}=0$ [F]		
VJC	PC		difúzní napětí přechodu B-C [V]		
MJC	MC		exponent kapacity závislosti B-C [-]		
XCJC	CJEP		činitel podílu kapacity C-B [-]		
TR	TR		čas přenosu v R [s]	-	default
CJS	CJCP		kapacita přechodu C-S při $U_{CS}=0$ [F]		
VJS	PS		difúzní napětí přechodu C-S [V]		
MJS	MS		exponent kapacity závislosti C-S [-]		
XTB	XII (XIN)		teplotní exponent beta [-]		
EG	EA		energie gap pro teplotní účinek IS [eV]		
XTI	XIF		IS teplotní exponent [-]		
KF	KFN		šumový koeficient [-]		
AF	AFN		šumový exponent [-]		
FC	FC		kapacitní koeficient v F [-]		

Pro dosažení přesnějších výsledků je někdy nezbytné manuálně poupravit některé z parametrů (IS, BF, NR, IKF). Změna těchto parametrů se významným způsobem projeví na měřených (simulovaných) charakteristikách tranzistoru. Hodnota IKF a IKR musí být zvýšena, aby byl výsledný proud  $I_C$  stejný pro oba modely.

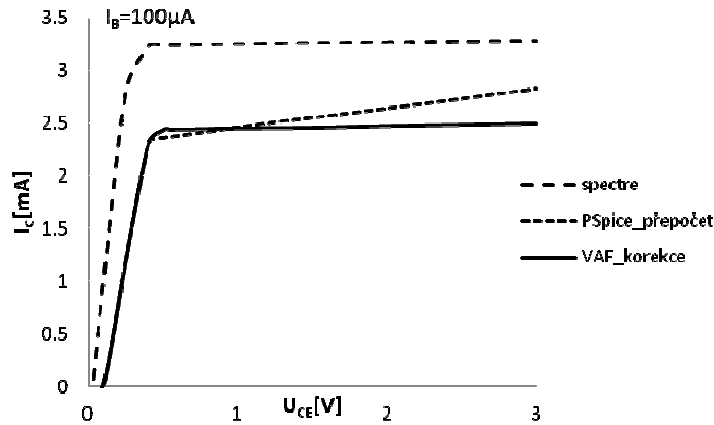
Pro zjištění přibližné hodnoty VAF (VEF/0,5) lze využít vztah (3.1) :

$$VAF_{\text{nový}} = VAF_{\text{původní}} \cdot \frac{I_{C2}^{\text{PSpice}} - I_1^{\text{PSpice}}}{I_{C2}^{\text{Spectre}} - I_1^{\text{Spectre}}}, \quad (3.1)$$

kde po dosazení hodnot proudů (pro dvě hodnoty  $U_{CE}$ ) odečtených z grafů výstupní charakteristiky tranzistoru dostáváme:

$$VAF_{nový} = VAF_{puodní} \cdot \frac{I_{C2}^{PSpice} - I_1^{PSpice}}{I_{C2}^{Spectre} - I_1^{Spectre}} = 24 \cdot \frac{2,66 - 2,387}{3,271 - 3,237} = 197,6 V^{-1}. \quad (3.2)$$

Pokud se tento postup opakuje, je dosaženo přesnější hodnoty VAF. Při samotném převodu se však osvědčilo tuto hodnotu dostavit manuálně podle výsledného průběhu.



Obr. 3.3: Výstupní charakteristika vnb4u0 ( $I_C=f(U_{CE})$ ) pro VAF korekci

Další částí je přepočet hodnoty  $I_S$ . Z textového popisu modelu je vyčtena hodnota  $I_S = 1.10 \cdot 10^{-17}$  A a proveden základní přepočet. Tím je získána hodnota  $I_S = 1,111 \cdot 10^{-16}$ . Ta je dále přepočtena na základě vztahu (3.3).

$$I_{S_{nový}} = I_{S_{puvodní}} \cdot \frac{I_C^{Spectre}}{I_C^{Spice}} \quad (3.3)$$

Hodnoty  $I_C$  jsou odečteny ze stejného grafu jako v předchozím případě. Po dosazení do vzorce (3.3) je  $I_S$ :

$$I_{S_{nový}} = I_{S_{původní}} \cdot \frac{I_C^{Spectre}}{I_C^{Spice}} = 1,111 \cdot 10^{-16} \cdot \frac{3,237}{2,44} = 1,4738 \cdot 10^{-16} A \quad (3.4)$$

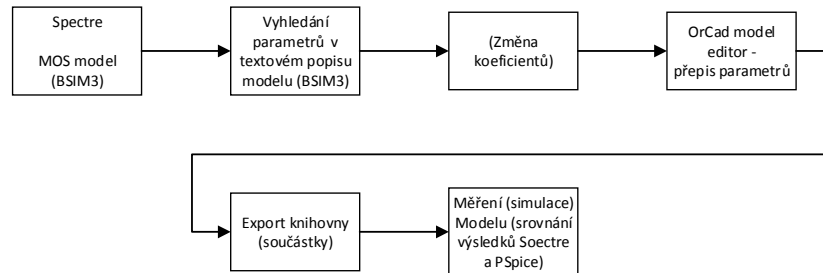
Tuto hodnotu je nutné opět nepatrně manuálně upravit. Po provedení úprav výše uvedených parametrů je vytvořen model, který má srovnatelné parametry se svojí předlohou. Výsledky měření převedeného modelu jsou uvedeny v podkapitole 4.1.2.

### 3.3.1 Převod MOSFET modelu

Při vytváření nových modelů MOSFET tranzistorů je postup obdobný jako v případě bipolárních tranzistorů. Vzhledem ke skutečnosti, že jsou modely popsány typem BSIM3, je nutné tuto skutečnost uvést do textového popisu modelu tranzistoru (LEVEL = 7). Při převodu mezi modely z Spectre do PSpice byla snaha o to, aby docházelo ke změně co nejméně parametrů a bylo dosaženo co největší přesnosti výsledných simulací. Chyba výsledných simulací nepřekračuje 5% odchylku. Parametry, které byly pro převod použity a změněny jsou uvedeny v příloze C.4 na konkrétním příkladu. Z tabulky v příloze C.2 je patrné, jak velký zásah byl proveden

v novém modelu pro PSpice oproti jeho předloze ve Spectre.

Ve zjednodušené podobě lze postup vytváření nového modelu pro PSpice shrnout do následujícího blokového schématu.



Obr. 3.4: Postup vytvoření MOS modelů pro PSpice

Výše uvedené blokové schéma popisuje směr postupu při přechodu mezi modely dvou simulačních programů. V prvním kroku je zapotřebí vyhledat knihovnu příslušného modelu, který má být převáděn. V rámci této práce jsou převáděné tranzistory popsány modelem BSIM3 (BSIM3v3.2 a BSIM3v3.3). Program PSpice má integrovanou podporu BSIM3 modelu a není tak nutné provádět „náročné“ přepočty vyšších verzí modelů MOSFET tranzistorů na nižší. Nicméně si program PSpice neporadí s některými parametry BSIM3v3.3. Aby tedy bylo dosaženo srovnatelných výsledků pro oba simulační programy, je zapotřebí vybrat správné parametry a u některých z nich provést drobné korekce jejich hodnot. Tyto korekce jsou zaznamenány v příloze C.4, kde je možno nalézt tabulky parametrů pro převáděné MOS tranzistory. Dalším krokem je přepis těchto parametrů v model editoru (LEVEL = 7), je použit model BSIM3) a vytvoření nové knihovny. Po-té již následuje ověření výsledků na totožných obvodových zapojeních. V případě, že jsou výsledky simulací v požadované přesnosti, je proces ukončen. Pokud chyba přesahuje požadovanou přesnost, je zapotřebí znovu zkontrolovat všechny parametry, případně provést jejich další korekce. Vliv některých parametrů je uveden výše v kapitole (2.2.1). Podrobný přehled vlivu všech parametrů modelu BSIM3 je k dispozici v odborné literatuře [17].

## 4 APLIKACE

V této části práce jsou uvedeny příklady dosažených výsledků simulovaných tranzistorů. Pro ověření přesnosti nově vytvořených modelů (pro PSpice) byla volena jednoduchá obvodová zapojení. Obsáhlejší přehled dosažených výsledků je uveden v přílohách E, kde jsou porovnány simulované charakteristiky pro několik vybraných tranzistorů.

### 4.1 Bipolární tranzistor vnb7u0

#### 4.1.1 Časová oblast (transient)

Pro ověření vytvořeného modelu bipolárního tranzistoru v časové oblasti bylo zvoleno zapojení astabilního klopného obvodu. Nejprve byl proveden výpočet předpokládaných časových průběhů pro doby sepnutí tranzistorů dle následujícího vztahu:

$$t_y = R_{By} \cdot C_y \cdot \ln 2, \quad (4.1)$$

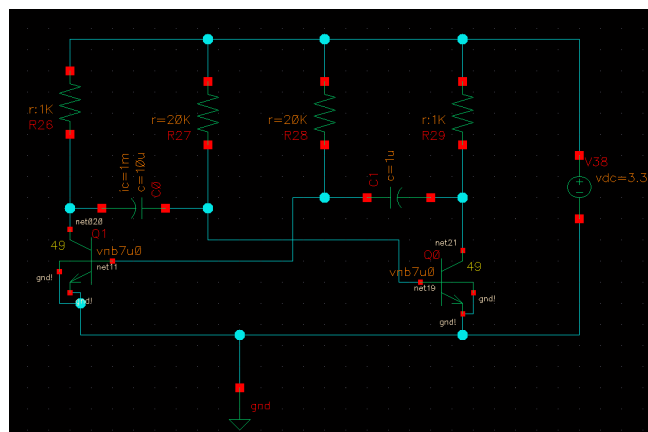
kde  $y$  odpovídá označení daného tranzistoru ( $Q_1, Q_2$ ).

Výpočet dob sepnutí tranzistorů:

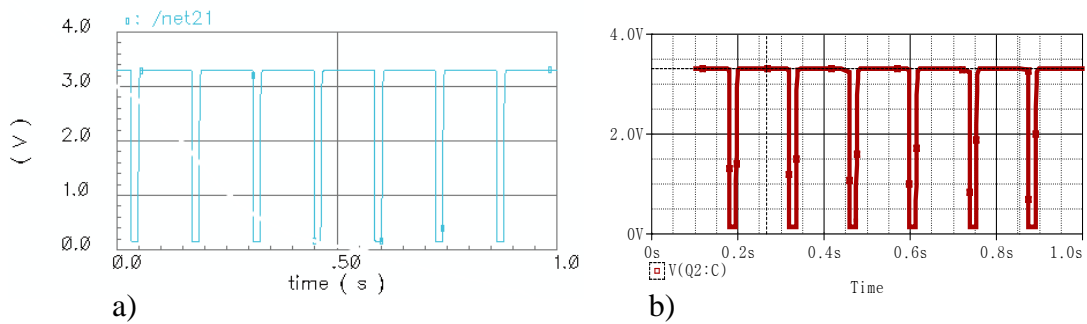
$$t_{Q1} = R_{BQ1} \cdot C_{Q1} \cdot \ln 2 = 20 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot \ln 2 = 0,0139 \text{ s}$$

$$t_{Q0} = R_{BQ0} \cdot C_{Q0} \cdot \ln 2 = 20 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot \ln 2 = 0,139 \text{ s}$$

Doba periody je potom dána součtem  $t_{Q1}$  a  $t_{Q0}$ .



Obr. 4.1: zapojení AKO s modelem vnb7u0 ve Spectre



Obr. 4.2: průběhy AKO a) Spectre, b) PSpice

Následující tabulka shrnuje simulované doby period AKO pro PSpice s Spectre modely. Součástí tab. 1.4 je i porovnání těchto hodnot s teoretickým předpokladem doby jedné periody.

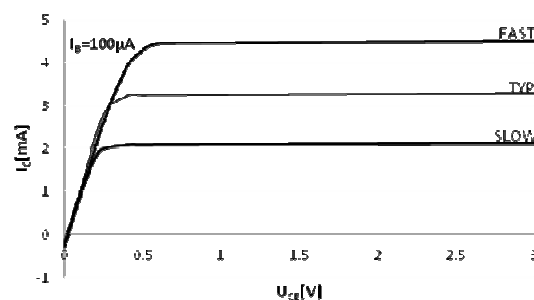
Tab. 1.4: AKO časy period

program/výpočet	perioda [ms]	chyba PSpice/Spectre [%]
PSpice	139	4,13
Spectre	145	
Výpočet	153	

Další výsledky simulací jsou uvedeny v příloze E.1. Jsou zde uvedena i příslušná zapojení s nimiž byly příslušné modely simulovány.

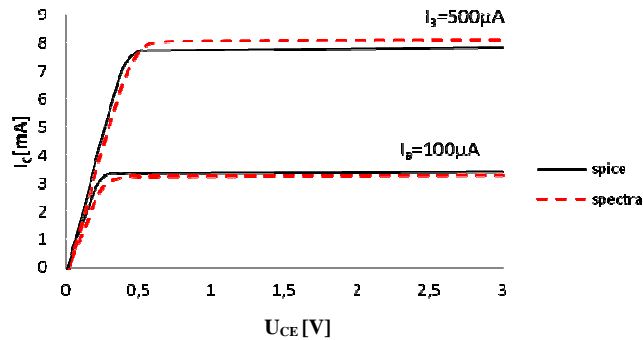
#### 4.1.2 VNB4u0 rozdíl simulace FAST/TYP/SLOW

Graf uvedený v této podkapitole (Obr. 4,3) uvádí, jak se změní výsledek simulace bipolárního tranzistoru vnb4u0 pro jeho typické a krajní hodnoty (nastavení FAST/SLOW/TYP). Součástí této práce je model bipolárního tranzistoru pro jeho typické hodnoty (nastavení TYP) před simulací v prostředí Spectre.

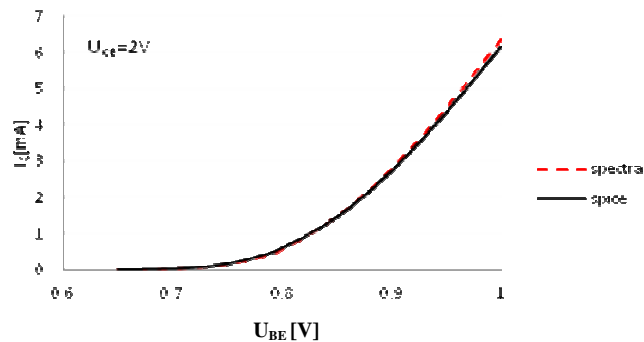


Obr. 4.3: Výstupní charakteristika pro mezní parametry vnb4u0

Následující dva grafy jsou uvedeny jako ukázka výsledků simulace pro bipolární tranzistor vnb4u0 (NPN). Celkový přehled je uveden v příloze E.1. Zde jsou také uvedena obvodová zapojení pro příslušné simulace.



Obr. 4.4: Výstupní charakteristika vnb4u0 ( $I_C=f(U_{CE})$ )



Obr. 4.5: Graf vnb4u0 ( $I_C=f(U_{BE})$ )

## 4.2 MOSFET

Součástí této kapitoly je ukázka dvou jednoduchých aplikací, na kterých byly ověřeny nově vytvořené modely unipolárních tranzistorů.

### 4.2.1 ENM – AC analýza

V této kapitole je uvedeno jednoduché obvodové zapojení pro AC analýzu tranzistoru s vodivostním kanálem typu N. Ověření výsledků je provedeno matematicky (výpočtem) a simulací. Výsledný graf potom srovnává výsledky dosažené pro obvodové simulátory Spectre a PSpice. Podrobný přehled dosažených výsledků testování vytvořených modelů je uveden v příloze E.2, jsou zde uvedeny DC, AC i transientní průběhy.

Výpočet transkonduktance obvodu na obr. 4.6 je dán vztahem:

$$g_m = KP \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{GS} - V_t) = \sqrt{2 \cdot KP \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot I_D} = \frac{2 \cdot I_D}{V_{GS} - V_t}, \quad (4.2)$$

kde  $g_m$  - transkonduktance tranzistoru,  $I_D$  - proud tekoucí D (Drain),  $V_{GS}$  - napětí mezi G(Gate) a S(Source),  $V_t$  - prahové napětí.

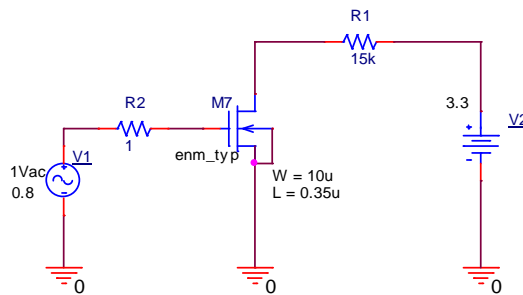
Při známých hodnotách  $I_D = 153,6 \mu\text{A}$ ,  $V_{DS} = 0,8 \text{ V}$ ,  $KP = 177 \mu\text{A}/\text{V}^2$  je velikost transkonduktance vypočtena podle vztahu (4.2). Těmto uvedeným hodnotám odpovídá testovací obvodové zapojení pro AC analýzu (obr. 4.6).

$$g_m = \sqrt{2 \cdot KP \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot I_D} = \sqrt{2 \cdot 177 \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^{-6}}{0,35 \cdot 10^{-6}}\right) \cdot 153,6 \cdot 10^{-6}} = 1,24 \text{ mS} \quad (4.3)$$

Výsledné napěťové zesílení tranzistoru je potom určeno vztahem:

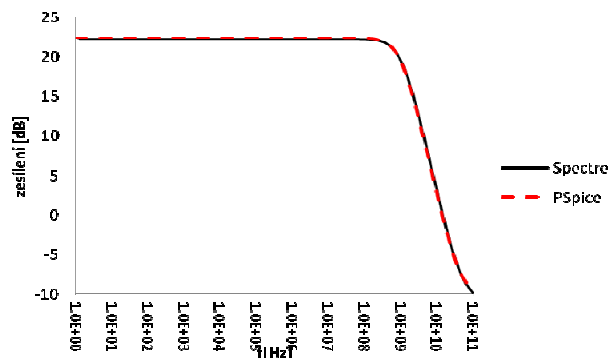
$$A_U = 20 \cdot \log(g_m \cdot R_1) = 20 \cdot \log(1,24 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3) = 25 \text{ dB} \quad (4.4)$$

Obvodové testovací zapojení pro AC analýzu je uvedeno na následujícím obrázku.



Obr. 4.6: MOSFET enm - zapojení pro AC analýzu

Srovnání výsledného napěťového zesílení provedené jak pro program Spectre, tak i pro PSpice je zobrazeno na obrázku (Obr. 4.7). Rozdíl těchto průběhů nepřesahuje chybu 1%.

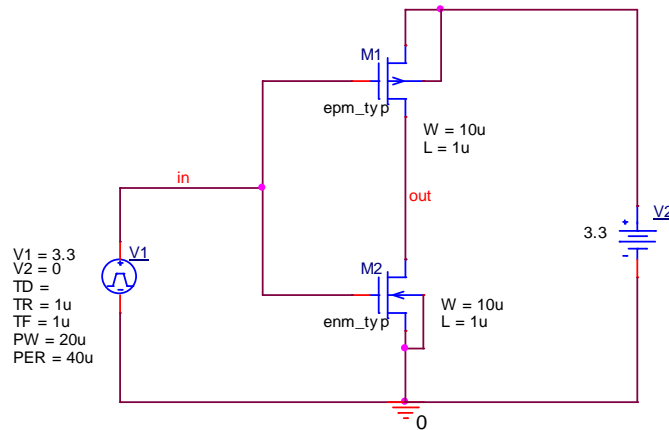


Obr. 4.7: Srovnání enm - zapojení pro AC analýzu

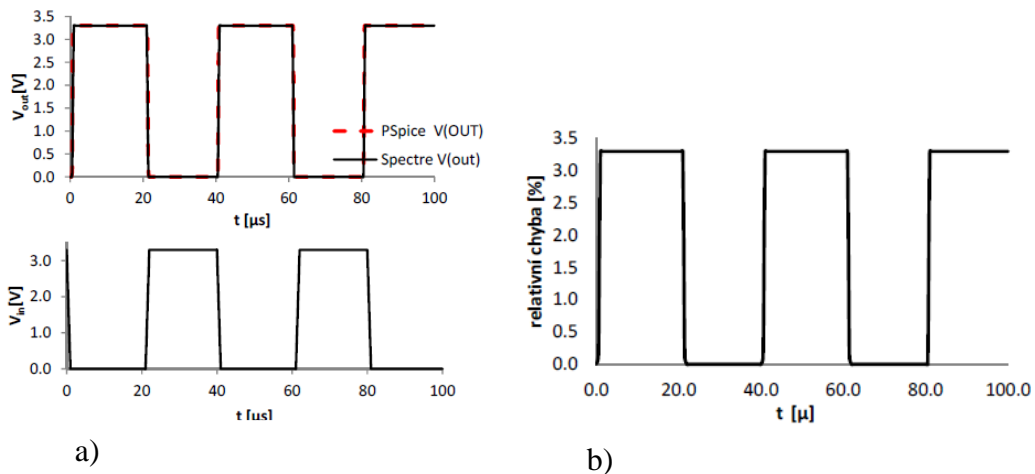


## 4.2.2 Invertor CMOS

Zapojení invertoru bylo zvoleno pro ověření chování modelů pro časovou (Time) analýzu. Invertor je tvořen dvojicí tranzistorů, kdy jeden tranzistor je vodivosti typu p a druhý vodivosti typu n. Výsledky simulace pro Pspice jsou porovnány s výsledky ze Spectre na obr. 4.9 pro stejné obvodové zapojení obr. 4.8. Zapojení komplementární dvojice MOS tranzistorů, přičemž logické úrovně výstupu (out) invertoru odpovídají logické 1 (3,3 V) a logické 0 (0 V).



Obr. 4.8: Zapojení invertoru s enm a epm tranzistorem



Obr. 4.9: a) Výsledky invertoru Spectre/Pspice, b) relativní chyba

## 5 ZÁVĚR

V rámci této práce je rozebírána problematika vytváření nových tranzistorových modelů pro prostředí PSpice. Tyto modely jsou vytvářeny na základě znalostí modelů programu Cadence Spectre pro technologii I3T 0,35  $\mu\text{m}$ . Naskytují se otázky, zda-li má smysl vytvářet tyto nové modely pro PSpice, zda-li není jednodušší provést návrh přímo v prostředí Cadence Spectre a zda je vůbec možné vytvořit nový model pro PSpice s požadovanou přesností při srovnání simulací obou programů.

Vytváření nových modelů pro hojně využívaný a poměrně „snadno“ dostupný software OrCad PSpice smysl jistě má. Pro mluví hned několik faktů. Je to například rozšířenost a dostupnost obou programů, uživatelské skutečnosti jak s programy samotnými, tak i s operačními systémy, na kterých pracují. Většina uživatelů má, při srovnání OS Linux a Windows, mnohem větší zkušenosti s OS Windows, na němž bez problému funguje OrCad PSpice, a již méně zkušeností s OS Linux, na němž běží Cadence Spectre. Otázkou tedy zůstává, je-li možné vzájemně převést modely s co největší shodou.

Charakteristiky tranzistorových modelů pro PSpice, získané pomocí simulací využívajících převedených modelů, nepřesahují 5% odchylku od své předlohy v Cadence Spectre. Z toho plyne, že s uvažováním jisté tolerance pro nově vytvořené modely tento převod možný je. Převod je relativně časově náročný. Vytváření nového modelu vyžaduje nejen vyhledání a přenos parametrů, ale také korekci některých z nich. Dále je třeba mnohonásobné ověření (srovnání) dosažených výsledků, jelikož jedna změna určitého parametru může způsobit nechtěné ovlivnění několika dalších, což je třeba neustále kontrolovat.

Krátké seznámení s prostředím Cadence Spectre nalezneme v příloze A. V první části práce je nastíněna problematika tvorby modelů součástek pro PSpice se zaměřením na modely unipolárních a bipolárních tranzistorů technologie I3T 0,35 $\mu\text{m}$ . Dále je popsán postup převodu nových modelů pro PSpice.

V rámci diplomové práce byla rozebírána problematika převodu modelů tranzistorů mezi programy Cadence Spectre a OrCad PSpice. Stěžejním cílem byl převod několika modelů BJT a CMOS tranzistorů pro použití v programu PSpice. Dále bylo provedeno porovnání dosažených výsledků ve Spectre a PSpice pro transientní, DC a AC analýzy. Tyto výsledky jsou uvedeny v přílohách E. Testování modelů bylo provedeno na jednoduchých obvodových zapojeních a bylo dosaženo požadované shody výsledků simulací mezi předlohou ve Spectre a novým modelem v PSpice.

# LITERATURA

- [1] CADENCE DESIGN SYSTEMS. *Spectre Circuit Simulator Device Model Equations*. USA, 2002. Dostupné z: <ftp://ftp.sitsemi.ru/pub/Cadence/spectremod.pdf>
- [2] Dynamics of multidisciplinary and controlled systems: Bipolar Transistors. CLAUSS, Christoph, Karl-Heinz DIENER a Peter TRAPPE. *The Spice Gummel-Poon Model* [online]. 21.1.2005. [cit. 2013-11-24]. Dostupné z: <http://virtual.cvut.cz/course/semicond/node48.html#F:5.5-1>
- [3] YANG, Bing a Li ZHENGX. Extraction of SPICE BJT Model Parameters. *Pacific Science Review*. 2011, č. 12, s. 170-174. Dostupné z: [http://psr.kangnam.ac.kr/psr\\_bk\\_iss/vol12/02\\_06.pdf](http://psr.kangnam.ac.kr/psr_bk_iss/vol12/02_06.pdf)
- [4] JOHNSON, Kerwin. *Microelectronics Devices and Circuits: Cadence Tutorial*. 10/24/05. 2005. Dostupné z: [http://mits.sbu.ac.ir/Dr.NamdarSaniee/Project/cadence\\_tutoria](http://mits.sbu.ac.ir/Dr.NamdarSaniee/Project/cadence_tutoria) [1]. pdf
- [5] LIN, F., ZHOU, T., CHEN, B., OOI, B., KOOI, P. Extraction of VBIC Model for SiGe HBTs made Easyby Going Through Gummel-Poon Model. In Proceedings of the International Symposium on Microelectronics and Assembly, 2000, pp. 1-10.
- [6] SENAPATI, B., MAITI, C. K. Advanced SPICE modelling of SiGe HBT using VBIC model. IEE Proceedings on Circuits Devices and Systems. 2002, vol. 149, no. 2, p. 129-135.
- [7] KOLKA, Zdeněk, Dalibor BIOLEK, Viera BIOLKOVÁ a Zdeněk BIOLEK. *Modelování a simulace pomocí PSpice*. Brno: Tribun EU, 2011. ISBN 978-80-7399-293-4.
- [8] BOYLESTAD, Robert L. *Electronic devices and circuit theory*. 8th ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002, 1020 s. ISBN 01-309-4444-0.
- [9] *Virtuoso Spectre Circuit Simulator RF Analysis User Guide*. United States of America., 2007, 1124 s. Dostupné z: [http://www.seas.gwu.edu/~vlsi/ece218/SPRING/reference/manual\\_cadence\\_spectreRF.pdf](http://www.seas.gwu.edu/~vlsi/ece218/SPRING/reference/manual_cadence_spectreRF.pdf)
- [10] CADENCE DESIGN SYSTEMS. *Spectre Circuit Simulator User Guide*. 5.0. United States of America, 2002, 313 s. Dostupné z: <http://ece.tamu.edu/~xutong85/spectreuser.pdf>
- [11] LIN, Fujiang, Tianshu ZHOU a Ban LEONG. AGILENT TECHNOLOGI. *Agilent EEsof EDA: Extraction of VBIC Model for SiGe HBTs using Gummel-Poon Model*. 2008, 12 s. ISBN 5989-9088EN. Dostupné z: [www.agilent.com/field/eesof](http://www.agilent.com/field/eesof)
- [12] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. Praha: BEN - technická literatura, 2005, 206 s. ISBN 80-730-0161-6.
- [13] MUSIL, Vladislav a Roman PROKOP. VUT. *Návrh analogových integrovaných obvodů*. 2011, 224 s. Dostupné z: [http://www.umel.feec.vutbr.cz/METMEL/studijni-pomucky/METMEL\\_19\\_S\\_BNAO\\_Navrh\\_analogovych\\_IO.pdf](http://www.umel.feec.vutbr.cz/METMEL/studijni-pomucky/METMEL_19_S_BNAO_Navrh_analogovych_IO.pdf)
- [14] BERKNER, Jörg. INFINEON TECHNOLOGIES MUNICH. *Compact Models for Bipolar Transistors*. 2002, 17 s. Dostupné z: [http://www.joerg-berkner.de/Fachartikel/pdf/2002\\_ICCAP\\_UM\\_Berkner\\_Compact\\_Models\\_4\\_BJT.pdf](http://www.joerg-berkner.de/Fachartikel/pdf/2002_ICCAP_UM_Berkner_Compact_Models_4_BJT.pdf)
- [15] SYNOPSIS. *HSPICE Elements and Device Models Manual*. X. U.S.A, 2005, 316 s. Dostupné z: [http://www.ece.rochester.edu/courses/ECE222/hspice/hspice\\_devmod.pdf](http://www.ece.rochester.edu/courses/ECE222/hspice/hspice_devmod.pdf)

- [16] CAO, Xiaochong, Juin LIOU a Adelmo ORTIZ-CONDE. *Comparison of the New VBIC and Conventional Gummel-Poon Bipolar Transistor Models*. 2000. Dostupné z: [http://www.researchgate.net/publication/3063893\\_Comparison\\_of\\_the\\_new\\_VBIC\\_and\\_conventional\\_Gummel-Poon\\_bipolartransistor\\_models](http://www.researchgate.net/publication/3063893_Comparison_of_the_new_VBIC_and_conventional_Gummel-Poon_bipolartransistor_models)
- [17] LIU, William. *Mosfet models for spice simulation, including BSIM3v3 and BSIM4*. New York: Wiley-Interscience, c2001, 588 s. ISBN 04-713-9697-4
- [18] HORSKÝ, Pavel. VUTBR. *DRE1 - Design of analog ICs*. 17.2.2008. 2008, 128 s. Dostupné z: [http://www.umel.feec.vutbr.cz/METMEL/studijni-pomucky/METMEL\\_25\\_EN\\_MAIO\\_Analogove\\_IO-obalka.pdf](http://www.umel.feec.vutbr.cz/METMEL/studijni-pomucky/METMEL_25_EN_MAIO_Analogove_IO-obalka.pdf)
- [19] CHENG, Yuhua, Mansun CHAN, Kelvin HUI., Min-chie JENG, Zhihong LIU, Jianhui HUANG, Kai CHEN, James CHEN, Robert TU, Ping K. KO a Chenming HU. *BSIM3v3 Manual*. UC Berkeley, 1996, 205 s. Dostupné z: <http://www.nikola.com/old/pdf/bsimset.pdf>

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

AC	Alternating current, střídavý proud
ADE	Analog Design Environment, Analogové návrhové prostředí
B	Bulk, substrát
BJT	Bipolar Junction Transistor, bipolární tranzistor
BSIM	Berkeley Short Channel IGFET
CIW	Command Interface Window, příkazové okno
C-V	Capacitance–voltage profiling
D	Drain, kolektor
DC	Direct current, stejnosměrný proud
EM	Ebers-Mool model BJT, Ebers - Molův model
G	Gate, hradlo
$g_m$	transkonduktance, vodivost
GP	Gummel-Poon model BJT, Gummel - Poonův model BJT
HBT	Hetero-junction Bipolar Transistor, Hetero-bipolární tranzistor
I-V	current–voltage characteristic
JFET	Junction Field-Effect Transistor, tranzistor řízený elektrickým polem
MESFET	Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
S	Source, emitor
SPICE	Simulation Program with Intergrated Circuit Emphasis
VBIC	Vertical Bipolar Inter-Company

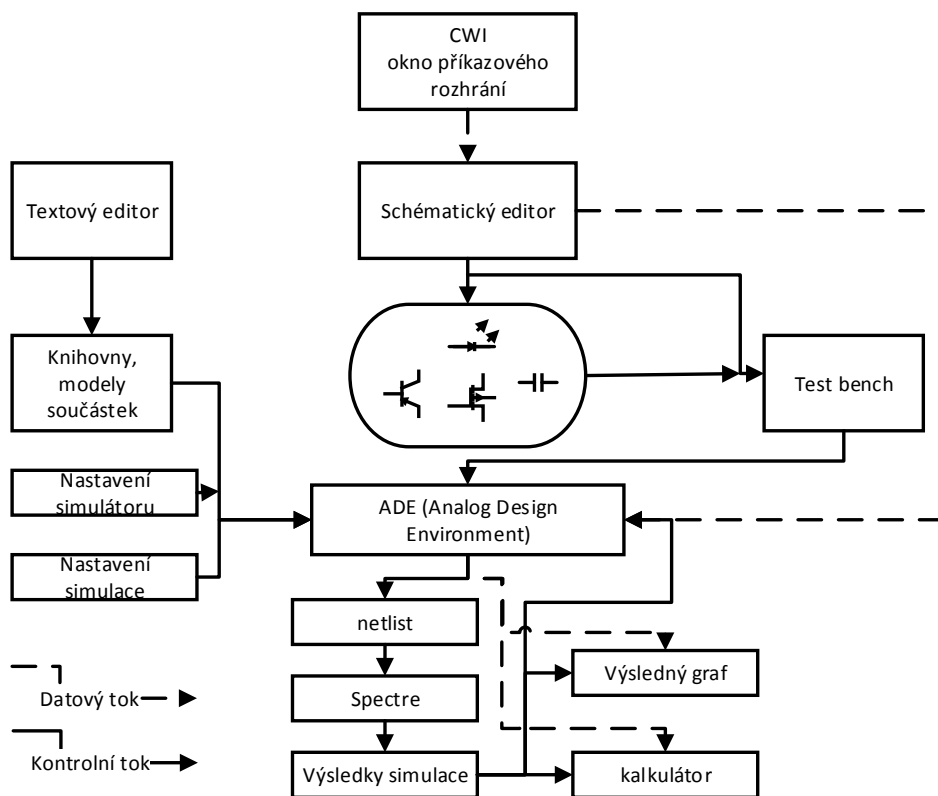
# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A</b>	<b>CADENCE</b>	<b>42</b>
<b>B</b>	<b>PSPICE MODEL EDITOR</b>	<b>55</b>
<b>C</b>	<b>PARAMETRY MODELŮ</b>	<b>57</b>
	C.1 Převod bipolárních tranzistorů.....	57
	C.2 Převod unipolárních tranzistorů.....	65
	C.3 Modely BJT vnb7u0 Spectre .....	70
	C.4 Model BSIM3v3 enm Spectre .....	72
<b>D</b>	<b>SPECTRE MODEL Y</b>	<b>75</b>
	D.1 Přehled parametrů BJT modelu .....	75
	D.2 Přehled parametrů VBIC modelu .....	80
	D.3 Parametry BSIM3 .....	84
<b>E</b>	<b>SIMULOVANÉ CHARAKTERISTIKY</b>	<b>89</b>
	E.1 Bipolární tranzistory .....	89
	E.1.1 Výstupní charakteristiky .....	89
	E.1.2 Vstupní charakteristiky .....	92
	E.1.3 Závislosti $I_C=f(U_{BE})$ .....	94
	E.1.4 Transienční průběhy .....	97
	E.1.5 Zesílení.....	98
	E.2 Unipolární tranzistory (PMOS, NMOS).....	99
	E.2.1 EMM.....	99
	E.2.1.1 Výstupní charakteristika .....	100
	E.2.1.2 Převodní charakteristika .....	100
	E.2.1.3 Transienční průběh .....	101
	E.2.1.1 Zesílení.....	102
	E.2.2 EPM .....	103
	E.2.2.1 Výstupní charakteristika .....	103
	E.2.2.2 Převodní charakteristika .....	104
	E.2.2.3 Transienční průběh .....	105
	E.2.2.4 Zesílení.....	105

# A CADENCE

Obvodové simulátory jsou obecně nástroje, které usnadňují a zefektivňují návrhy analogových a digitálních obvodů. Přehled principu činnosti (pracovního postupu programu) Cadence je uveden na obr. 5.1. Softwarový nástroj Cadence [4] slouží pro návrh a simulace elektronických obvodů. Umožňuje schématický návrh a ověření činnosti analogových a digitálních obvodů i pro nejhroší výrobní případy (tzv. corner analýzy), směřující k co nejdětalnějšmu modelování a simulaci obvodu i pro případ tzv. post layout analýzy (po fyzickém návrhu geometrie a vrstev integrovaného obvodu). Program je primárně určen pro mikroelektronický návrh s design kity (knihovnami modelů) výrobních procesů, a proto je vybaven řadou velmi nadstandardních analýz, které běžné CAD programy neumožňují. Návrhový nástroj pracuje pouze na operačním systému Linux (Centos).

V rámci této práce bylo využíváno schématického editoru pro kreslení obvodových zapojení, modulu Analog Design Environment (ADE) pro nastavení a zjištění výsledků simulací, a mnoho dalších nástrojů, počínaje oknem příkazového rozhraní CIW (Command Interface Window). V této kapitole je popsána základní orientace v programu Cadence. Je zde uveden návod jak spustit program, jak založit projekt a provést základní simulace.



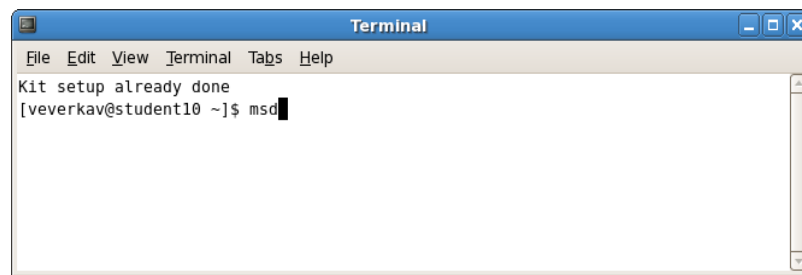
Obr. 5.1: Cadence pracovní postup

Obr. 5.1 popisuje přehled pracovního a datového toku v Cadence Spectre. Se spuštěním programu je otevřeno okno příkazového rozhraní (CWI), z něhož se spouští schématický editor (Schematic Composer), ten slouží pro zachycení (vstup) obvodu,

který je dále simulován (Test Bench). Nastavení simulace probíhá v okně ADE (Analog Design Environment). Odtud je možné získávat výsledky simulace, například ve formě grafů. Data pro simulaci získává ADE z nastavení simulátoru (simulator options), typu simulace (simulation type), z modelu součástky a obvodového zapojení (Schematic Composer).

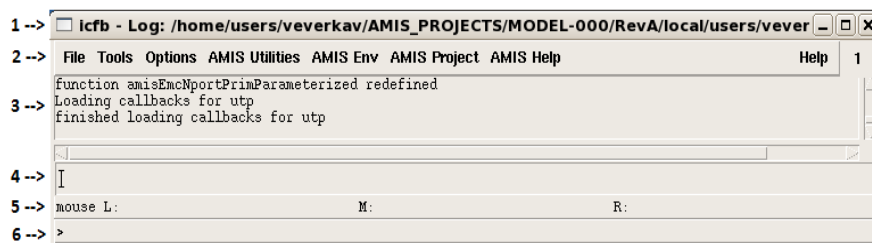
## 5.1 Spuštění programu a založení projektu

Spuštění programu probíhá z příkazové řádky v operačním systému Linux zadáním příkazu „msd“, jak je uvedeno na obrázku (Obr. 5.2).



Obr. 5.2: Spuštění Cadence Spectre z terminálu v operačním Linux

Jakmile je potvrzen příkaz „msd“ (program se dotáže na stávajícího výběr, či založení nového projektu), objeví se příkazové okno CIW (Command Information Window). Jedná se o hlavní řídicí okno (Obr. 5.3) softwaru Cadence Spectre.



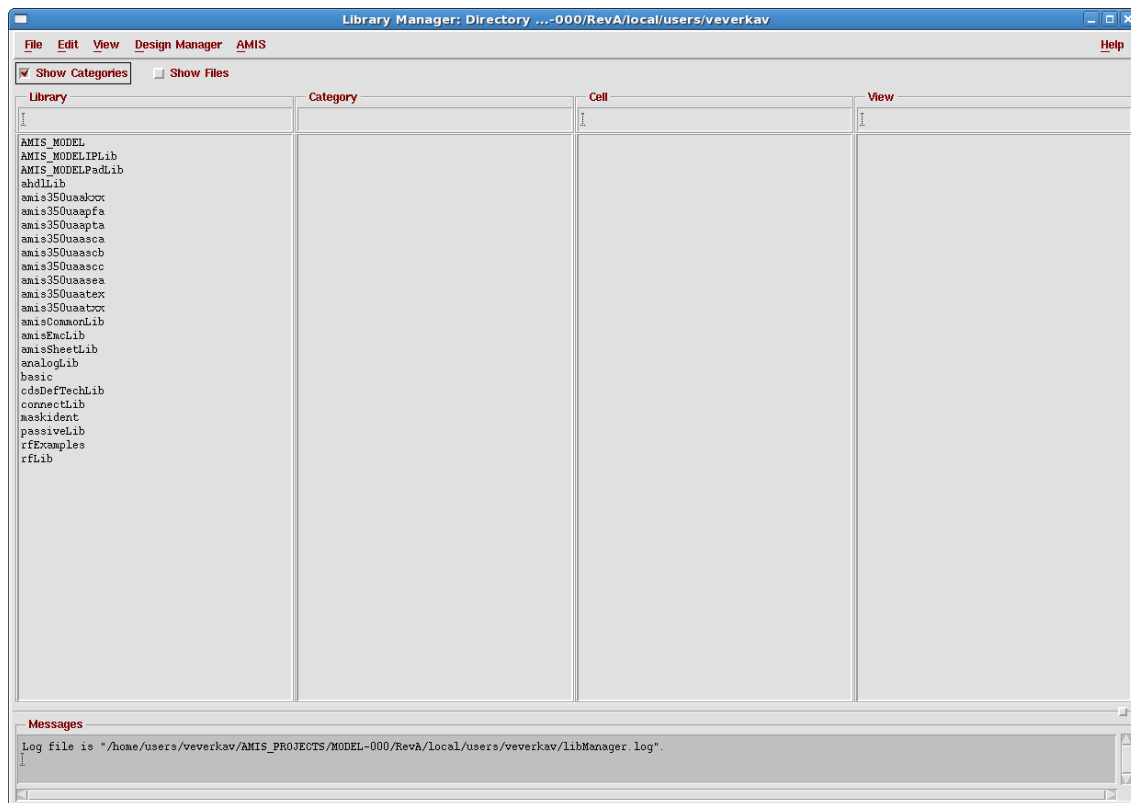
Obr. 5.3: CIW – příkazové okno programu Cadence Spectre

CIW okno má několik důležitých částí:

- 1 → **Název okna** – zobrazí název spuštěného souboru a cestu k adresáři, ve kterém bude probíhat návrh a editace schématu,
- 2 → **Lišta menu** – zobrazuje příkazové menu a slouží tedy pro přístup ke všem nástrojům,
- 3 → **Výstupní část** – zobrazuje historii a výsledky příkazů, které byly vykonány,
- 4 → **Vstupní příkazový řádek** – místo určené pro zadávání příkazů do programu Cadence Spectre,
- 5 → **Myš** – zobrazuje aktuální nastavení tlačítka myši.



Současně s oknem CIW Obr. 5.3 je automaticky otevřen správce knihoven (**Library Manager**). Pokud není tento správce spuštěn automaticky, je nutné jej spustit manuálně a to pomocí **Tools → Library Manager**.



Obr. 5.4: Library Manager - správce knihoven

Dříve, než je možné kreslit a simulovat nové obvodové zapojení, je nutné vytvořit vlastní knihovnu, ve které bude probíhat veškerá práce na navrhovaném schématu.

Pro vytvoření vlastní knihovny zvolíme **File→New→Library** a do nově otevřeného okna, do pole „name“, zadáme jméno knihovny. Dále je zde možnost výběru adresáře, kam bude knihovna uložena. Po potvrzení tohoto nastavení je zobrazeno další okno, v němž je na výběr ze tří možností nastavení technologie návrhu. Jakmile je zvolena technologie návrhu, je možné přejít k vytvoření nové buňky.

## 5.2 Vytvoření nové buňky

Vytvoření nové buňky představuje v podstatě vytvoření nové komponenty ve zvolené knihovně. Tato komponenta je definována schématicky. Vytvoření schématického popisu je shrnuto v několika následujících krocích.

### 5.2.1 Vytvoření schématu

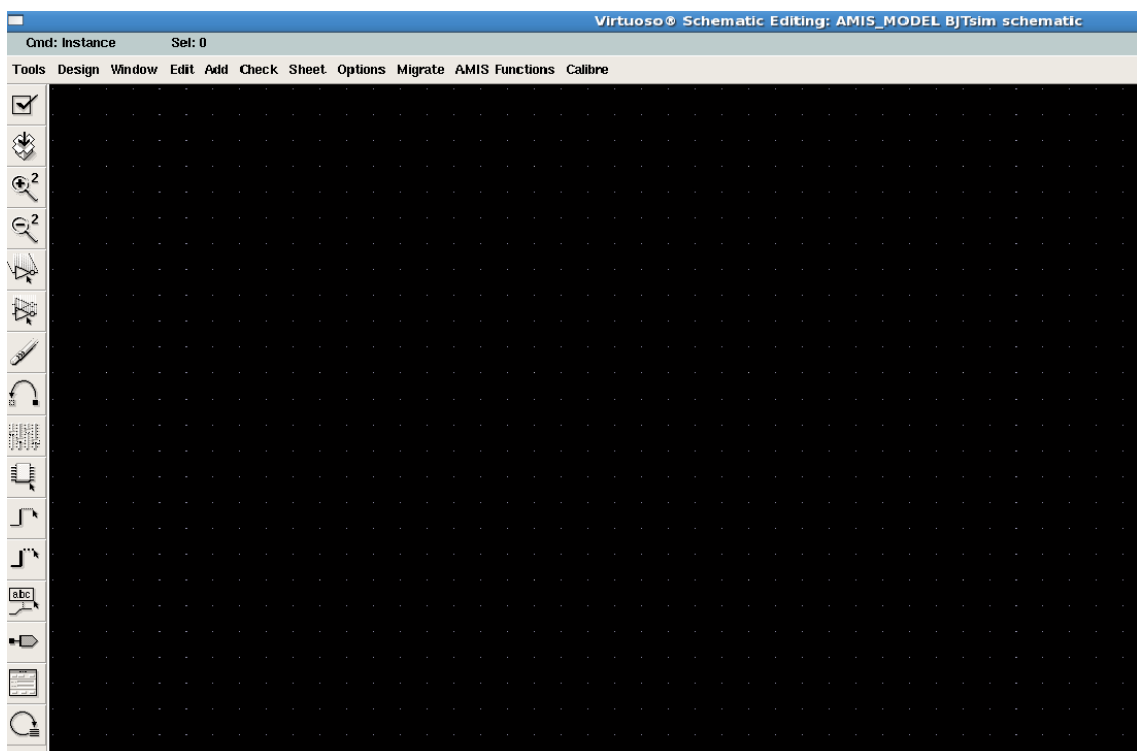
V záložce **File→New→Cell View...**, v okně správce knihoven (Obr. 5.4) nebo z menu CIW okna vybrat položku **Create New File**. V zobrazeném okně jsou vyplněny

tyto údaje:

- **Library Name** - vytvořená knihovna, jejíž vytvoření je popsáno v kapitole 1.1 (např. BJTsim),
- **Cell Name** – jméno buňky (např. BJTsim),
- **View Name** (např. schematic) – vyplněno automaticky,
- **Tool** – z menu vybrat možnost Composer-Schematic.

## 5.2.2 Schématický editor

Po potvrzení postupu popsaného v kapitole 5.2.1 je otevřeno návrhové prostředí schématického editoru **Virtuoso – Schematic Editing**.



Obr. 5.5: Virtuoso – schématický editor

Pro kreslení schématu a práci v editoru je možné využívat nástrojovou lištu, která je vidět v levé části (Obr. 5.5) nebo klávesové zkratky (Tab. A.1.1), jak je tomu ve většině podobných nástrojů. Pro samotné kreslení je však výhodnější a mnohdy i rychlejší používat právě tyto klávesové zkratky. Jednotlivé příkazy a funkce je možné najít v záložkách. Tyto záložky jsou pro jednotlivé příkazy uvedeny v následujícím textu.

### Popis nástrojové lišty:



**Check and Save** – kontrola a uložení změn



**Save** –uloží změny



**Zoom** - přiblížení



**Zoom** - oddálení



**Stretch** - posunutí



**Copy** – kopírování příkazu



**Delete** - vymazání



**Undo** – krok zpět

příkaz



**Property** – vlastnosti prvku



**Instance** – vložení prvku



**Wire** – tenký vodič



**Wire (wide)** – široký vodič



**Wire Name** – pojmenování vodiče



**Pin** – vložení pinu



**Cmd Option** - příkazové menu



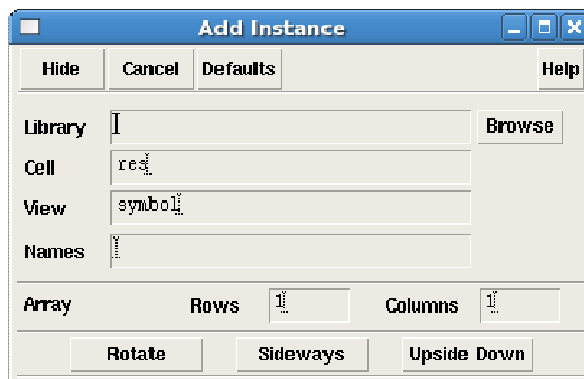
**Repeat** - zopakuje poslední

Tab. A.1.1: Klávesové zkratky Spectre

<b>Záložka</b>	<i>název funkce</i>	<i>klávesová zkratka</i>	<i>Poznámka</i>
<b>Design</b>	Check and Save	X	kontrola a uložení
	Save (needed )	S	Uložení
	Save As...	^s	uloží jako nový soubor
<b>Window</b>	Pan	tab	Posun
	Fit	f	zobrazí celé schéma
	Redraw	f6	překreslení
<b>Edit</b>	Undo	u	vrátí změny o krok zpět
	Redo	U	posune změny o krok vpřed
	Stretch	m	
	Copy	c	kopíruje označený blok
	Move	M	přesun označeného bloku
	Delete	del	smaže označenou část
	Rotate	r	otočí označenou součástku
<b>Add</b>	Route Flight	5	
	Instance...	i	vložení/výběr instance
	Wire ( narrow )	w	tenký drát
	Wire ( wide )	W	široký drát
	Wire Name...	l	pojmenování vodiče
	Pin...	p	vloží pin
<b>Check</b>	Block	b	Vloží blok
	Current Cellview	x	kontrola buňky
	Find Market...	g	najdi marker
<b>Options</b>	Delete Marker	^g	vymaž marker
	Editor...	O	nastavení editoru
	Display...	o	nastavení obrazovky
<b>AMIS Functions</b>	Select Filter	^f	nastavení filtru
	Add Inherited Connection Properties...	tab	Přidání vlastností spojení
	Edit Pin Information Properties...	y	upravení informací pinu
<b>Add → Note...</b>	Edit Top Cell Information Properties...	j	editace a úprava vlastností buňky
	Note Text...	L	přidá poznámku, popisek
	Shape...	n	tvar

K nejdůležitějším klávesovým zkratkám patří zejména **I** a **Q**. Ty slouží k vložení instance a její editaci (pojmenování, zadání hodnoty...).

Instanci (prvek) je možné vložit dvěma způsoby a to buď pomocí klávesové zkratky uvedené výše v tabulce, nebo pomocí nástrojové lišty, která je popsána v rámci této kapitoly. Po zadání „I“ je vyvoláno nové okno Obr. 5.6, kde pomocí tlačítka „Browse“ je vybrána součástka z knihovny Obr. 5.4.



Obr. 5.6: Vložení obvodového prvku

## 5.3 ANALÝZY CADENCE

Nástroj dokáže provádět řadu simulací a analýz, z nichž jsou některé definovány a vysvětleny níže [9]:

**Transfer function analysis (xf)** – Tato analýza linearizuje obvod v místě stejnosměrného pracovního bodu a vykonává „small-signal“ analýzu. Provádí výpočet přenosové funkce z každého zdroje v obvodu pro daný výstup. Výstupem může být buď napětí, nebo proud.

**S-parameter analysis (sp)** – Tato analýza linearizuje obvod v místě stejnosměrného pracovního bodu a vypočítává S-parametry obvodu uvažovaného jako N - port. Tyto porty lze definovat pomocí „port“. Je zapotřebí vložit alespoň jeden takto definovaný port v obvodu. Simulátor Spectre prochází každý takový port postupně a vykonává lineární malosignálovou analýzu. Spectre převede odezvu obvodu v každém definovaném portu na hledané S-parametry.

**Noise analysis (noise)** – Tato analýza linearizuje obvod ve stejnosměrném pracovním bodě a vypočítává celkovou spektrální hustotu šumu na výstupu. Výsledkem může být buďto napětí, nebo proud. Pokud je určena vstupní sonda, Spectre vypočítá přenosovou funkci a odpovídající vstupní úroveň šumu.

**Transient analysis (tran)** – Tato analýza je zaměřená na výpočet přechodové charakteristiky obvodu v určitém časovém intervalu. Pro tuto analýzu je možné zadat počáteční podmínku. Jestliže není zadána počáteční podmínka, je analýza spuštěna od DC řešení v ustáleném stavu. Existuje zde možnost ovlivnit rychlost simulace

nastavením parametrů, které udávají požadavky na přesnost a počtem referenčních bodů.

**Time-domain reflectometer analysis (tdr)** - Analýza linearizuje obvod kolem DC pracovního bodu a počítá koeficienty odrazu a přenosu vůči času. V časové oblasti se jedná o obdobu analýzy S-parametrů.

**Stability Analysis (stb)** - Tato analýza linearizuje obvod v místě pracovního bodu a vypočítává zesílení a fázové podmínky pro konkrétní zpětnovazební smyčky nebo aktivní zařízení. Stabilitu obvodu je možno určit z průběhu zesílení. Pro provedení analýzy stability musí být určen zkoumaný parametr.

**Periodic AC analysis (pac)** – Tato analýza se pravidelně opakuje a v ustáleném stavu počítá periodicky řešení. Analýza počítá odezvu obvodu v pravidelných ustálených stavech pro malé sinusové průběhy. Periodická AC analýza umožňuje rozmítat frekvence zadaného rozsahu hodnot. Je podobná AC analýze, s tím rozdílem, že se linearizuje obvod o periodicky se měnícím pracovním bodě.

**Periodic distortion analysis (pdisto)** – Tento typ analýzy obsahuje model periodického zkreslení, který zahrnuje i harmonické účinky. Analýza počítá velikost signálu, účinky rušení určitého počtu středních signálů a zkreslení vybraného počtu harmonických složek.

**Periodic steady-state analysis (pss)** – Vypočítává periodicky ustálenou odezvu obvodu při dané základní frekvenci nebo odpovídající ustálený stav analyzované periody. PSS také určuje pracovní bod obvodu. Tento pracovní bod je využíván pro periodicky se měnící časové proměnné malo-signalových (small signal) analýz jakou jsou například pac, pxf nebo pnoise.

**Periodic transfer function analysis (pxf)**- Tato analýza linearizuje obvod periodického ustáleného stavu a vykonává malo-signalovou (small signal) analýzu. Ta vypočítá přenosovou funkci od každého nezávislého zdroje v obvodu na určený výstup. Proměnná na výstupu může být napětí nebo proud. Analýza je podobná analýze přenosové funkce, kromě toho, že linearizuje obvod periodicky měnícího se pracovního bodu.

**DC Match Analysis (dcmatch)** - Tato analýza je zaměřena na výpočet statické odchylky v DC pracovním bodu obvodu, která je způsobena v důsledku odlišnosti prvku.

**Sweep analysis (sweep)** – Analýza využívá rozmítání parametru součástky. Toto rozmítání může být lineární nebo logaritmické. Rozmítaný parametr se vrací na původní hodnotu po provedení této analýzy. Pro analýzu je možné současně využít primární i sekundární rozmítání.

### 5.3.1 PŘEHLED ANALÝZ CADENCE SPECTRA A PSpICE

Podkapitola shrnuje možné typy analýz dvou programů, které se zabývají zkoumáním a simulací obvodových vlastností, jako jsou přenosové charakteristiky, V-A charakteristiky, S – parametry a další. Přehled dostupných analýz pro program Cadence Spectre a PSpice je uveden v tabulce (Tab. A.1.2).

Tab.A.1.2: Shrnutí dostupných analýz

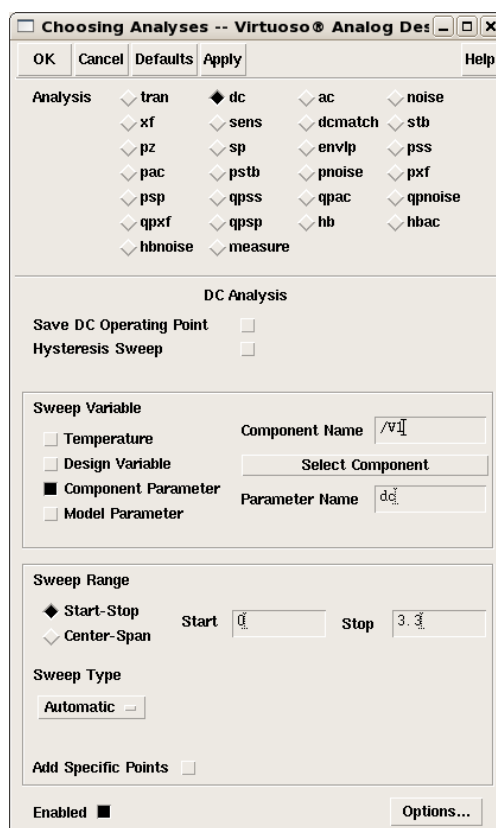
<b>PROGRAM: PSpice</b>		
<b>DC sweep</b>	Bias point	výpočet stejnosměrného pracovního bodu
	DC sweep	stejnosemřné rozmítání
	DC sensitivity	citlivostní analýza
	Small-signal DC transfer	výpočet stejnosměrného přenosu, vstupního a výstupního odporu v závislosti na pracovním bodu
<b>AC sweep/noise</b>	AC sweep	Střídavá analýza
	Noise	šumová analýza
<b>Time-based</b>	Transient	analýza v časové oblasti
	Fourier	spektrální analýza
<b>Parametric and temperature</b>	Parametric	krokování parametru
	Temperature	teplotní analýza
<b>Statistical</b>	Monte Carlo	statistická analýza
	Sensitivity/worst-case	citlivostní/toleranční analýza
<b>PROGRAM: Cadence – Spectre</b>		
<b>DC analysis (dc)</b>	DC Sweep	stejnosemřná analýza
<b>AC/small signal analyses</b>	AC analysis (ac)	Střídavá analýza
	Noise analysis (noise)	šumová analýza
	Transfer function analysis (xf)	analýza přenosové funkce
	S-parameter analysis (sp)	analýza S-parametrů
<b>Transient analyses (přechodové analýzy)</b>	Transient analysis (tran)	analýza v časové oblasti
	Time-domain reflectometer analysis (tdr)	
<b>RF analyses</b>	Envelope-Following Analysis (envlp)	Analýza průběhu obálky
	Periodic AC analysis (pac)	Periodická AC analýza
	Periodic distortion analysis (pdisto)	
	Periodic noise analysis (pnoise)	Periodická šumová analýza
	Periodic steady-state analysis (pss)	Periodická SS analýza
	Periodic transfer function analysis (pxf)	Přenosová funkce
<b>Other analyses</b>	Sensitivity analysis (sens)	citlivostní analýza
	Fourier analysis (fourier)	spektrální analýza
	DC Match Analysis (dcmatch)	Analýza stejnosměrného

		výpočtu
	Stability Analysis (stb)	Analýza stability
Advanced analyses	Sweep analysis (sweep)	Rozmítání
	Monte Carlo analysis (montecarlo)	statistická analýza

### 5.3.2 DC analýza Virtuoso Spectre

DC analýza pracovního bodu v závislosti na rozmítaném parametru. Rozmítána může být teplota, parametr modelu nebo například parametr instance (prvku). Nastavení DC analýzy lze popsat v několika následujících krocích:

1. Spuštění okna pro výběr simulace je provedeno z okna schématického editoru **Tools** → **Analog Environment**. Zobrazené okno je popsáno v samostatné kapitole 5.3.3 a je uvedeno na Obr. 5.9.
2. Vybrat požadovanou simulaci a nastavit parametr pro rozmítání **Analyses** → **Choose analysis**. Okno pro nastavení požadované analýzy je uvedeno na obrázku oObr. 5.7.



Obr. 5.7: Výběr a nastavení analýzy Spectre - Virtuoso

**Analysis** - Vzhledem k tomu, že se jedná o DC analýzu, je v horní části okna zvolena možnost **dc**.

**DC Analysis** – Je zde možné uložit DC pracovní bod (Save DC OP)

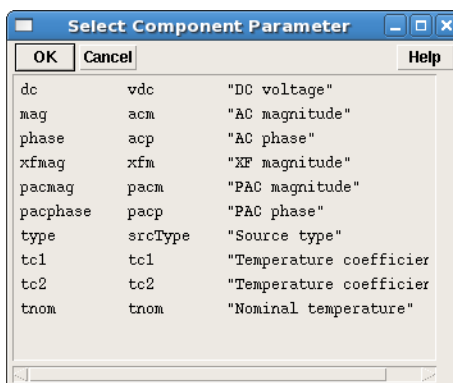


**Sweep Variable** – V této části je zvolen parametr rozmítání. Pro rozmítání pomocí komponenty je označeno **Component Parametr**.

**Select Component** vybere komponentu přímo ze schématu.

**Sweep range** – V této části je zadáván rozsah rozmítání parametru, kde pole **Start** a **Stop** udávají požadované rozmezí.

3. Pro výběr komponenty, která bude krokována, zvolíme **Select Component** Obr. 5.7 a z okna obr. 5.8 zvolíme parametr komponenty. V tomto případě to bude DC zdroj („DC voltage“).

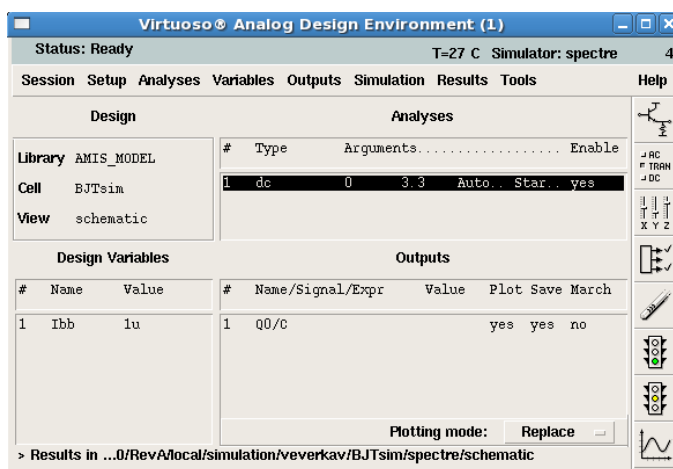


Obr. 5.8: Výběr parametru komponenty (zde DC zdroj napětí)

4. Podle postupu, popsaném v kapitole 5.3.3 je proveden výběr výstupních veličin a spuštění simulace s vykreslením grafu.

### 5.3.3 Nastavení simulací









Nastavení simulací se provádí v okně "Analog Design Environment" (ADE), které je v případě bezchybného uložení a kontroly netlistu voláno z **Tools** → **Analog Design Environment**.



Obr. 5.9: Virtuoso – nastavení analýz

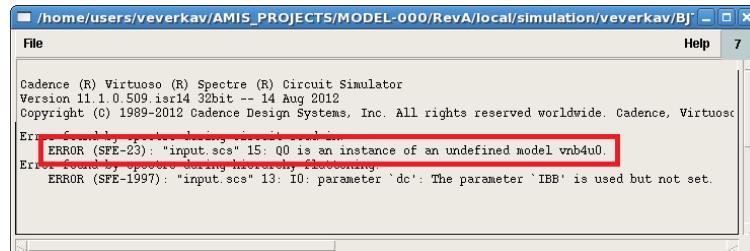
V následující tabulce je uveden souhrn funkcí nástrojové lišty ADE.

Tab.A. 2.3: Přehled nástrojové lišty ADE

Lišta	Název	Poznámka
	<b>Choose Design...</b>	Volba návrhu, který bude simulován
	<b>Choose Analyses...</b>	Výběr analýzy
	<b>Edit Variables...</b>	Nastavení proměnných
	<b>Setup Outputs...</b>	Nastavení výstupních veličin
	<b>Delete</b>	Slouží pro vymazání nepotřebných nastavených analýz, výstupů, rozmítaných parametrů atd.
	<b>Netlist and Run</b>	Spuštění simulace. Simulaci je také možné spustit <b>Simulation</b> → <b>Netlist and Run</b>
	<b>Run</b>	Znovu spuštění nastavené analýzy
	<b>Plot Outputs</b>	Výstupní graf (vykreslení grafu)

V analogovém okně návrhového prostředí (1.9) je možné vybrat veličiny pro vykreslení v grafu přímo ze schématu a to pomocí **Outputs** → **To Be Plotted** → **Select On Schematic**. Pro vykreslení napětí je potřebné vybrat vodič, pro zobrazení proudu uzel nebo součástku ve schématu. Zrušení příkazu výběru se provede tlačítkem ESC. Vybrané výstupní veličiny jsou poté zobrazeny v analogovém okně v části **Outputs**.

Před spuštěním simulace je někdy nutné potvrdit **Setup** → **Set\_mode\_path** tlačítkem OK, jinak se může objevit chybová zpráva, jejíž příklad je uveden na obr. 5.10. V záložce **Set\_mode\_path** obr. 5.9 je také možné nastavit, které parametry součástek mají být pro simulaci využity (TYP, FAST, SLOW). Defaultně jsou nastaveny typické parametry. To, které hodnoty jsou při simulaci brány v úvahu, hraje značnou roli pro výsledné charakteristiky. Vliv změny nastavení (FAST, SLOW) na charakteristiku tranzistoru je uveden na modelu tranzistoru vnb4u0 (4). Jsou to odchylky výrobního procesu.



Obr. 5.10: Chybové hlášení, pokud není potvrzen Set\_mode\_path

## 5.4 Srovnání s programem PSpice

Obvodový simulátor Spectre má ve srovnání s programem PSpice jistá vylepšení [10]. Ta se týkají zejména větší přesnosti a rychlosti simulací. Dále se potom jedná o vylepšení modelů a spolehlivosti.

Výhody programu Spectre lze shrnout v několika následujících bodech:

- **Kapacita** - Program Spectre umožňuje simulovat obvody větší než jiné simulátory. Jeho algoritmy jsou účinné zejména u velkých obvodů, jsou rychlé a nejsou tolik náročné na paměť, používají dynamicky přidělovanou paměť. Spectre ve srovnání s programem PSpice využívá asi o polovinu méně paměti.
- **Rychlost** – Obvodový simulátor Spectre byl navržen s cílem zlepšit a zefektivnit rychlost simulace. Program zlepšuje rychlost zvyšováním účinnosti simulátoru a nikoliv snižováním jeho přesnosti.
- **Přesnost** - V programu je vylepšena část modelů a jádra simulačního algoritmu tak, aby obvodový simulátor Spectre byl přesnější a rychlejší než jiné obvodové simulátory. Ke zlepšení přesnosti simulátoru přispívají zejména tyto vlastnosti:
  - Dokonalejší kontrola numerických chyb
  - Nadřazený časový krok řídicího algoritmu
  - Přesnější simulační techniky
  - Rozšíření MOS a bipolárních modelů
  - Uživatelská kontrola přesnosti tolerance
- **Spolehlivost** – Větší spolehlivost je možná díky těmto vylepšením:
  - Lepší konvergence
  - Důkladné testování
  - Užitečná chybová hlášení
  - Referenční soubory

**Modely** - V programu jsou zahrnuty modely aktivních součástek pro MOSFET úrovně 0-3, BSIM1, BSIM2, BSIM3, BSIM3v3, EKV, MOS9, JFET, GaAs MESFET, BJT, VBIC, HBT, diody a další modely. Modely zahrnují také vlivy teplotních účinků a šumu. Spectre umožňuje sestavit vlastní modelové rozhraní CMI (Compiled Model Interface), což umožňuje integrovat vlastní zařízení do simulátoru. Simulátor Spectre využívá velmi výkonné, efektivní a pružné rozhraní jazyka C. Součástí programu jsou také VBIC modely pro bipolární tranzistory.


## B PSPICE MODEL EDITOR

Model editor slouží k vytváření a editaci modelů součástek. K vytvoření nového modelu součástky vede několik cest:

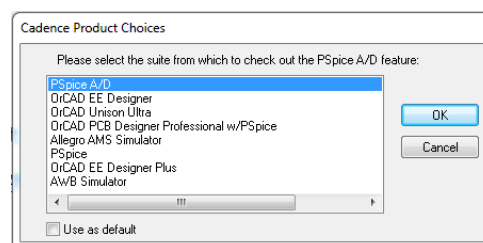
- Jednou z možností je definování modelu a automatickým vytvořením jeho částí. Všechny vytvořené modely a jeho části jsou automaticky dostupné pro jakýkoli návrh.
- Další možností je úprava definice modelu součástky vložené do schématu. Tento způsob vytváření je možný díky funkci editace modelů. To znamená, že je spuštěn model editor. Nejprve se ve schématu označí součástka, která bude editována. Pravým tlačítkem myši → Edit PSpice Model je spuštěn model editor.
- Nebo měřením průběhů elektrických charakteristik součástek bez spuštění programu PSpice stačí mít spuštěný pouze Model Editor. Zde se nabízí možnost porovnávat aproximační křivky s naměřenými údaji (body) a modely podle zjištěných výsledků upravovat.

Po instalaci programu Cadence je možné modelový editor spustit přes:

Nabídka start → Všechny programy → Cadence → Release 16.6 →

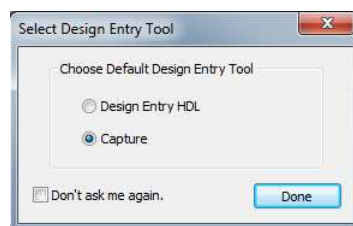
PSpice Accessories → Model Editor (  ).

Před spuštěním samotného modelového editoru se zobrazí dialogové okno (Obr. 5.11 5.11), ve kterém volíme sadu produktu Cadence, v níž bude probíhat návrh. Z nabízených možností je v tomto případě zvolena první položka **PSpice A/D**.



Obr. 5.11: Výběr sady pro návrh v Model Editoru

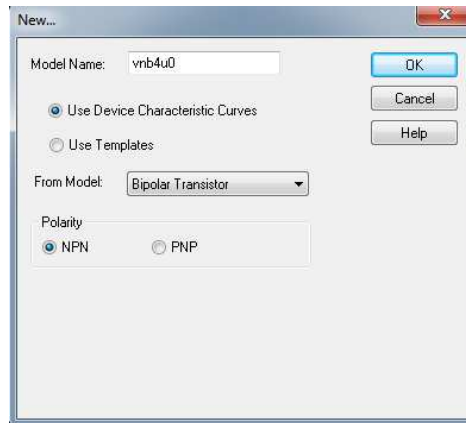
Po potvrzení výběru tlačítkem **OK** je nezbytné zvolit design návrhu. Tato volba je prováděna v dialogovém okně zobrazeném na obr. 5.12. Je na výběr ze dvou možností. Z této nabídky je zvolena druhá možnost **Capture**.



Obr. 5.12: Výběr designu pro model součástky

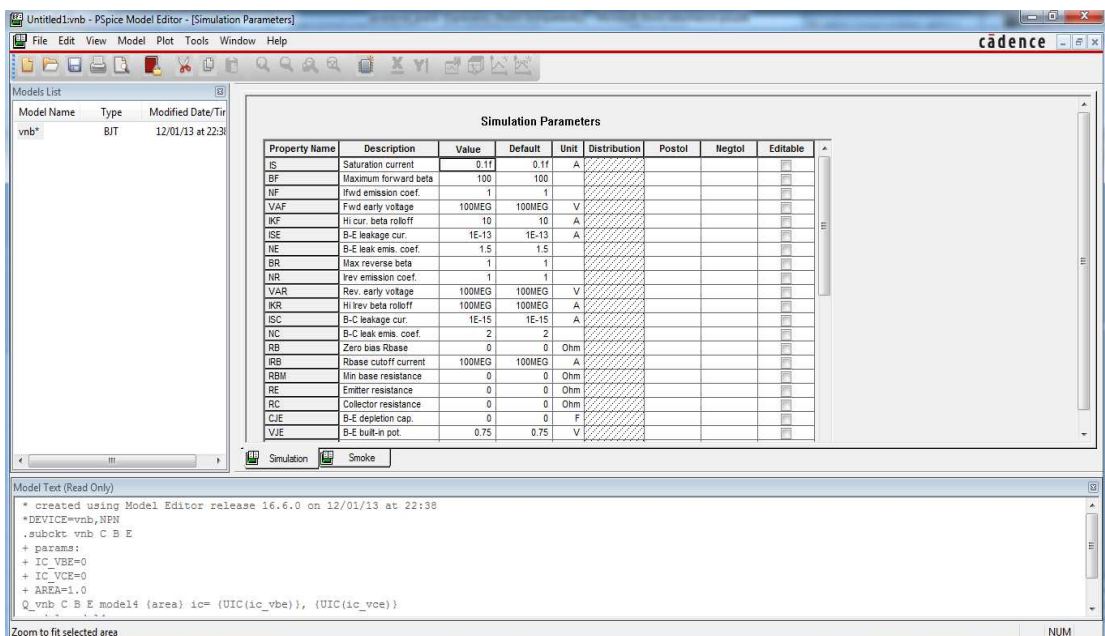
Jakmile je proveden tento výběr, zobrazí se „prázdné“ okno Pspice Model Editor. Před samotným vytvářením modelu nové součástky je nezbytné provést několik následujících kroků:

1. Přes **File** → **New** nebo klávesovou zkratku **Ctrl + N** vytvořit Model list,
2. Přes **Model** → **New** vybrat typ součástky, která bude navrhována.



Obr. 5.13: Výběr modelu součástky

Po provedení výše uvedených dvou kroků je spuštěn modelový editor (obr. 5.14) v režimu návrhu bipolárního NPN tranzistoru.



Obr. 5.14: Model editor – návrh NPN tranzistoru

# C PARAMETRY MODELŮ

## C.1 Převod bipolárních tranzistorů

Tab. C1.1: Přehled koeficientů pro tranzistor vpb5u0 a jeho parametry pro PSpice

PSPICE - model editor parametry	parametry Spectre	Význam parametrů F-normální, R - inverzní režim	CORNE TYPE	Hodnoty pro model editor
Model name Device type	Type	název modelu typ modelu	-	PNP
<b>IS</b>	<b>IS</b>	saturační proud [A]		<b>1,0415·10<sup>-17</sup></b>
<b>BF</b>	<b>BF</b>	zesilovací činitel SE v F [-]		
<b>NF</b>	<b>NF</b>	emisní koeficient v F [-]		
VAF	VAF	Earlyho napětí v F [1/V]		
<b>IKF</b>	<b>IKF</b>	mezní proud změny BF [A]		
<b>ISE</b>	<b>ISE</b>	saturační proud přechodu S- E [A]		
<b>NE</b>	<b>NE</b>	emisní koeficient B-E přechodu [-]		
<b>BR</b>	<b>BR</b>	zesilovací činitel SE v R [-]		
<b>NR</b>	<b>NR</b>	emisní koeficient v R [-]		
VAR	VAR	Earlyho napětí v R [1/V]		
<b>IKR</b>	<b>IKR</b>	mezní proud v závěrném směru [A]		
<b>ISC</b>	<b>ISC</b>	saturační proud přechodu B- C [A]		
<b>NC</b>	<b>NC</b>	emisní koeficient B-C přechodu [-]		
RB	RB	sériový odpor báze [Ω]		
<b>IRB</b>	<b>IRB</b>	bázový mezní proud [A]		
RBM	RBM	minimální odpor báze [Ω]		
RE	RE	sériový odpor emitoru [Ω]		
RC	RC	sériový odpor kolektoru [Ω]		

CJE	CJE	kapacita přechodu E-B pro $U_{EB}=0$ [F]		
VJE	VJE	difúzní napětí přechodu BE [V]	-	Default
MJE	MJE	exponent kapacity závislosti B-E [-]	-	Default
TF	TF	čas přenosu v F [s]	-	Default
XTF	XTF	TF koeficient [-]		default
VTF	VTF	VBC závislost na BF [V]	-	default
ITF	ITF	maximální proud TF [A]	-	default
PTF	PTF	rozdíl fáze [°]	-	Default
CJC	CJC	kapacita přechodu C-B pro $U_{CB}=0$ [F]		
VJC	VJC	difúzní napětí přechodu B-C [V]	-	Default
MJC	MJC	exponent kapacity závislosti B-C [-]	-	Default
XCJC	XCJC	činitel podílu kapacity C-B [-]	-	Default
TR	TR	čas přenosu v R [s]	-	Default
CJS	CJS	kapacita přechodu C-S při $U_{CS}=0$ [F]		
VJS	VJS	difúzní napětí přechodu C-S [V]	-	Default
MJS	MJS	exponent kapacity závislosti C-S [-]	-	Default
XTB	XTB	teplotní exponent beta [-]		
EG	EG	energie gap pro teplotní účinek IS [eV]	-	Default
XTI	XTI	IS teplotní exponent [-]		
KF	KF	šumový koeficient [-]		
AF	AF	šumový exponent [-]		
FC	FC	kapacitní koeficient v F [-]	-	Default

Hodnota „default“ představuje hodnotu, která není v popisu modelu součástí definována. Takový parametr potom odpovídá defaultní hodnotě definované model editorem PSpice.

Kód v programu Matlab pro výpočet hodnoty IS:

```

1. m=1;
2. vpb5u0_is_mcnx=1.0;
3. vpb5u0_is_std= sqrt((0.00331 * 0.00331 ) / 2)*5;
4. vpb5u0_is_mc=vpb5u0_is*(1+vpb5u0_is_mcnx*vpb5u0_is_std/sqrt
(m))
5. vpb5u0_is_mcnx*vpb5u0_is_std/sqrt(m))
6. is=vpb5u0_is_mc
7. isvysledek=is/0.68

```

Tab. C1.2: Přehled koeficientů pro tranzistor vpbh0u8 a jeho parametry pro PSpice

PSPICE - model editor parametry	parametry Spectre	Význam parametrů F-normální, R - inverzní režim	CORNE TYPE	Hodnoty pro model editor
Model name Device type	Type	název modelu typ modelu	-	PNP
<b>IS</b>	<b>IS</b>	saturační proud [A]		
<b>BF</b>	<b>BF</b>	zesilovací činitel SE v F [-]		<b>154</b>
<b>NF</b>	<b>NF</b>	emisní koeficient v F [-]		
VAE	VAE	Earlyho napětí v F [1/V]		
<b>IKF</b>	<b>IKF</b>	mezní proud změny BF [A]		<b>19,5 · 10<sup>-6</sup></b>
<b>ISE</b>	<b>ISE</b>	saturační proud přechodu S-E [A]		
<b>NE</b>	<b>NE</b>	emisní koeficient B-E přechodu [-]		
<b>BR</b>	<b>BR</b>	zesilovací činitel SE v R [-]		
<b>NR</b>	<b>NR</b>	emisní koeficient v R [-]		
VAR	VAR	Earlyho napětí v R [1/V]		
<b>IKR</b>	<b>IKR</b>	mezní proud v závěrném směru [A]		
<b>ISC</b>	<b>ISC</b>	saturační proud přechodu B-C [A]		
<b>NC</b>	<b>NC</b>	emisní koeficient B-C přechodu [-]		
<b>RB</b>	<b>RB</b>	sériový odpor báze [Ω]		
<b>IRB</b>	<b>IRB</b>	bázový mezní proud [A]		
<b>RBM</b>	<b>RBM</b>	minimální odpor báze [Ω]		
<b>RE</b>	<b>RE</b>	sériový odpor emitoru [Ω]		
<b>RC</b>	<b>RC</b>	sériový odpor kolektoru [Ω]		
<b>CJE</b>	<b>CJE</b>	kapacita přechodu E-B pro $U_{EB}=0$ [F]		
<b>VJE</b>	<b>VJE</b>	difúzní napětí přechodu BE [V]		
<b>MJE</b>	<b>MJE</b>	exponent kapacity závislosti B-E [-]		
<b>TF</b>	<b>TF</b>	čas přenosu v F [s]	-	Default
<b>XTF</b>	<b>XTF</b>	TF koeficient [-]	-	default
<b>VTF</b>	<b>VTF</b>	VBC závislost na BF [V]	-	default



ITF	ITF	maximální proud TF [A]	-	default
PTF	PTF	rozdíl fáze [°]	-	Default
CJC	CJC	kapacita přechodu C-B pro $U_{CB}=0$ [F]		
VJC	VJC	difúzní napětí přechodu B-C [V]		
MJC	MJC	exponent kapacity závislosti B-C [-]		
XCJC	XCJC	činitel podílu kapacity C-B [-]	-	Default
TR	TR	čas přenosu v R [s]	-	Default
CJS	CJS	kapacita přechodu C-S při $U_{CS}=0$ [F]	-	Default
VJS	VJS	difúzní napětí přechodu C-S [V]	-	Default
MJS	MJS	exponent kapacity závislosti C-S [-]	-	Default
XTB	XTB	teplotní exponent beta [-]		
EG	EG	teplotní účinek IS [eV]	-	Default
XTI	XTI	IS teplotní exponent [-]		
KF	KF	šumový koeficient [-]		
AF	AF	šumový exponent [-]		
FC	FC	kapacitní koeficient v F [-]	-	Default

Tab. C1.3:Přehled koeficientů pro tranzistor vpbh10u0 a jeho parametry pro PSpice

PSPICE - model editor parametry	parametry Spectre	Význam parametrů F-normální, R - inverzní režim	CORNE TYPE	Hodnoty pro model editor
Model name Device type	Type	název modelu typ modelu	-	PNP
<b>IS</b>	<b>IS</b>	saturační proud [A]		4.7541e-16
<b>BF</b>	<b>BF</b>	zesilovací činitel SE v F [-]		
<b>NF</b>	<b>NF</b>	emisní koeficient v F [-]		
VAF	VAF	Earlyho napětí v F [1/V]		
<b>IKF</b>	<b>IKF</b>	mezní proud změny BF [A]		<b>82 · 10<sup>-6</sup></b>
<b>ISE</b>	<b>ISE</b>	saturační proud přechodu S-E [A]		
<b>NE</b>	<b>NE</b>	emisní koeficient B-E přechodu [-]		
<b>BR</b>	<b>BR</b>	zesilovací činitel SE v R [-]		
<b>NR</b>	<b>NR</b>	emisní koeficient v R [-]		
VAR	VAR	Earlyho napětí v R [1/V]		
<b>IKR</b>	<b>IKR</b>	mezní proud v závěrném směru [A]		
<b>ISC</b>	<b>ISC</b>	saturační proud přechodu B-C [A]		

NC	NC	emisní koeficient B-C přechodu [-]		
RB	RB	sériový odpor báze [ $\Omega$ ]		
<b>IRB</b>	<b>IRB</b>	bázový mezní proud [A]		
RBM	RBM	minimální odpor báze [ $\Omega$ ]		
RE	RE	sériový odpor emitoru [ $\Omega$ ]		
RC	RC	sériový odpor kolektoru [ $\Omega$ ]		
CJE	CJE	kapacita přechodu E-B pro $U_{EB}=0$ [F]		
VJE	VJE	difúzní napětí přechodu BE [V]		
MJE	MJE	exponent kapacity závislosti B- E [-]		
TF	TF	čas přenosu v F [s]	-	Default
XTF	XTF	TF koeficient [-]		default
VTF	VTF	VBC závislost na BF [V]	-	default
ITF	ITF	maximální proud TF [A]	-	default
PTF	PTF	rozdíl fáze [ $^\circ$ ]	-	Default
CJC	CJC	kapacita přechodu C-B pro $U_{CB}=0$ [F]		
VJC	VJC	difúzní napětí přechodu B-C [V]		
MJC	MJC	exponent kapacity závislosti B- C [-]		
XCJC	XCJC	činitel podílu kapacity C-B [-]	-	Default
TR	TR	čas přenosu v R [s]	-	Default
CJS	CJS	kapacita přechodu C-S při $U_{CS}=0$ [F]	-	Default
VJS	VJS	difúzní napětí přechodu C-S [V]	-	Default
MJS	MJS	exponent kapacity závislosti C- S [-]	-	Default
XTB	XTB	teplotní exponent beta [-]		
EG	EG	teplotní účinek IS [eV]	-	Default
XTI	XTI	IS teplotní exponent [-]		
KF	KF	šumový koeficient [-]		
AF	AF	šumový exponent [-]		
FC	FC	kapacitní koeficient v F [-]	-	Default

Tab. C1.4: Přehled koeficientů pro tranzistor vpbh20u0 a jeho parametry pro PSpice

PSPICE - model editor parametry	parametry Spectre	Význam parametrů F-normální, R - inverzní režim	CORNE TYPE	Hodnoty pro model editor
Model name Device type	Type	název modelu typ modelu	-	PNP
<b>IS</b>	<b>IS</b>	saturační proud [A]		<b><math>6,1 \cdot 10^{-16}</math></b>
<b>BF</b>	<b>BF</b>	zesilovací činitel SE v F [-]		<b>40,98</b>
<b>NF</b>	<b>NF</b>	emisní koeficient v F [-]		
VAF	VAF	Earlyho napětí v F [1/V]		
<b>IKF</b>	<b>IKF</b>	mezní proud změny BF [A]		
<b>ISE</b>	<b>ISE</b>	saturační proud přechodu S-E [A]		
<b>NE</b>	<b>NE</b>	emisní koeficient B-E přechodu [-]		
<b>BR</b>	<b>BR</b>	zesilovací činitel SE v R [-]		
<b>NR</b>	<b>NR</b>	emisní koeficient v R [-]		
VAR	VAR	Earlyho napětí v R [1/V]		
<b>IKR</b>	<b>IKR</b>	mezní proud v závěrném směru [A]		
<b>ISC</b>	<b>ISC</b>	saturační proud přechodu B-C [A]		
<b>NC</b>	<b>NC</b>	emisní koeficient B-C přechodu [-]		
<b>RB</b>	<b>RB</b>	sériový odpor báze [ $\Omega$ ]		
<b>IRB</b>	<b>IRB</b>	bázový mezní proud [A]		
<b>RBM</b>	<b>RBM</b>	minimální odpor báze [ $\Omega$ ]		
<b>RE</b>	<b>RE</b>	sériový odpor emitoru [ $\Omega$ ]		
<b>RC</b>	<b>RC</b>	sériový odpor kolektoru [ $\Omega$ ]		
<b>CJE</b>	<b>CJE</b>	kapacita přechodu E-B pro $U_{EB}=0$ [F]		
<b>VJE</b>	<b>VJE</b>	difúzní napětí přechodu BE [V]		
<b>MJE</b>	<b>MJE</b>	exponent kapacity závislosti B-E [-]		
<b>TF</b>	<b>TF</b>	čas přenosu v F [s]	-	Default
<b>XTF</b>	<b>XTF</b>	TF koeficient [-]	-	default
<b>VTF</b>	<b>VTF</b>	VBC závislost na BF [V]	-	default
<b>ITF</b>	<b>ITF</b>	maximální proud TF [A]	-	default
<b>PTF</b>	<b>PTF</b>	rozdíl fáze [ $^\circ$ ]	-	Default
<b>CJC</b>	<b>CJC</b>	kapacita přechodu C-B pro $U_{CB}=0$ [F]		
<b>VJC</b>	<b>VJC</b>	difúzní napětí přechodu B-C [V]		
<b>MJC</b>	<b>MJC</b>	exponent kapacity závislosti B-C [-]		
<b>XCJC</b>	<b>XCJC</b>	činitel podílu kapacity C-B [-]	-	Default
<b>TR</b>	<b>TR</b>	čas přenosu v R [s]	-	Default

CJS	CJS	kapacita přechodu C-S při $U_{CS}=0$ [F]	-	Default
VJS	VJS	difúzní napětí přechodu C-S [V]	-	Default
MJS	MJS	exponent kapacity závislosti C-S [-]	-	Default
XTB	XTB	teplotní exponent beta [-]		
EG	EG	teplotní účinek IS [eV]	-	Default
XTI	XTI	IS teplotní exponent [-]		
KF	KF	šumový koeficient [-]		
AF	AF	šumový exponent [-]		
FC	FC	kapacitní koeficient v F [-]	-	Default

Tab. C1.5: Přehled koeficientů pro tranzistor vpbh5u0 a jeho parametry pro PSpice

PSPICE - model editor parametry	parametry Spectre	Význam parametrů F-normální, R - inverzní režim	CORNE TYPE	Hodnoty pro model editor
Model name Device type	Type	název modelu typ modelu	-	PNP
<b>IS</b>	<b>IS</b>	saturační proud [A]		
<b>BF</b>	<b>BF</b>	zesilovací činitel SE v F [-]		<b>58</b>
<b>NF</b>	<b>NF</b>	emisní koeficient v F [-]		
VAF	VAF	Earlyho napětí v F [1/V]		
<b>IKF</b>	<b>IKF</b>	mezní proud změny BF [A]		<b><math>39,4 \cdot 10^{-6}</math></b>
<b>ISE</b>	<b>ISE</b>	saturační proud přechodu S-E [A]		
<b>NE</b>	<b>NE</b>	emisní koeficient B-E přechodu [-]		
<b>BR</b>	<b>BR</b>	zesilovací činitel SE v R [-]		
<b>NR</b>	<b>NR</b>	emisní koeficient v R [-]		
VAR	VAR	Earlyho napětí v R [1/V]		
<b>IKR</b>	<b>IKR</b>	mezní proud v závěrném směru [A]		
<b>ISC</b>	<b>ISC</b>	saturační proud přechodu B-C [A]		
<b>NC</b>	<b>NC</b>	emisní koeficient B-C přechodu [-]		
RB	RB	sériový odpor báze [ $\Omega$ ]		
<b>IRB</b>	<b>IRB</b>	bázový mezní proud [A]		
RBM	RBM	minimální odpor báze [ $\Omega$ ]		
RE	RE	sériový odpor emitoru [ $\Omega$ ]		
RC	RC	sériový odpor kolektoru [ $\Omega$ ]		
CJE	CJE	kapacita přechodu E-B pro $U_{EB}=0$ [F]		
VJE	VJE	difúzní napětí přechodu BE [V]		
MJE	MJE	exponent kapacity závislosti B-		

		E [-]		
TF	TF	čas přenosu v F [s]	-	Default
XTF	XTF	TF koeficient [-]	-	default
VTF	VTF	VBC závislost na BF [V]	-	default
ITF	ITF	maximální proud TF [A]	-	default
PTF	PTF	rozdíl fáze [°]	-	Default
CJC	CJC	kapacita přechodu C-B pro $U_{CB}=0$ [F]		
VJC	VJC	difúzní napětí přechodu B-C [V]		
MJC	MJC	exponent kapacity závislosti B-C [-]		
XCJC	XCJC	činitel podílu kapacity C-B [-]	-	Default
TR	TR	čas přenosu v R [s]	-	Default
CJS	CJS	kapacita přechodu C-S při $U_{CS}=0$ [F]	-	Default
VJS	VJS	difúzní napětí přechodu C-S [V]	-	Default
MJS	MJS	exponent kapacity závislosti C-S [-]	-	Default
XTB	XTB	teplotní exponent beta [-]		
EG	EG	teplotní účinek IS [eV]		
XTI	XTI	IS teplotní exponent [-]		
KF	KF	šumový koeficient [-]		
AF	AF	šumový exponent [-]		
FC	FC	kapacitní koeficient v F [-]	-	Default

## C.2 Převod unipolárních tranzistorů

Tab.C2.1: Přehled parametrů pro tranzistor enm v PSpice

Parametr	Spectre	PSpice
enm_typ		
vth0		
<b>u0</b>		<b>295</b>
rds		
tox		
dvt0		
DVT1		
vsat		
wint		
<b>lint</b>		<b><math>5.71 \cdot 10^{-08}</math></b>
K1		
dvt0w		
+ w0		
+ ags		
+ cj		
+ cjsw		
+cjswg		
+js		
+jsw		
+cgdo		
+cgso		
+a0		
+a1		
+a2		
+acde		
+af		
+alpha0		
+alpha1		
+at		
+b0		
+b1		
+beta0		
+binunit		
+capmod		
+cdsc		
+cdscb		
+cdscd		
+cf		

+cit		
+ckappa		
+clc		
+cle		
+delta		
+drout		
+dsub		
+dvt1w		
+dvt2		
+dvt2w		
+dwb		
+dwg		
+ef		
+elm		
+eta0		
+etab		
+k2		
+k3		
+k3b		
+keta		
+kf		
+kt1		
+kt11		
+kt2		
+la0		
+lags		
+ldelta		
ldrout		
+lketa		
+ll		
+lln		
+lpclm		
+lpdiblc1		
+lpdiblc2		
+lprwg		
+lpvag		
+lrds		
+lu0		
+lua		

+lub		
+luc		
+lvoff		
+lvsat		
+lw		
+lwl		
+lwn		
*+minr		
+mj		
+mjsw		
+mobmod		
+moin		
+n		
+nch		
+nfactor		
+nlx		
+noff		
+noimod		
+nqsmod		
+pb		
+pbsw		
+pclm		
+pdible1		
+pdible2		
+pdiblecb		
+pk2		
+pketa		
+prdsw		
+prt		
+prwb		
+prwg		
+pscbe1		
+pscbe2		
+pua		
+pub		
+pvag		
+pvsat		
+pvth0		

+rd		
+rdc		
+rs		
+rsc		
+rsh		
+tcj		
+tcjsw		
+tcjswg		
+tlev		
+tlevc		
+tnom		
+tpb		
+tpbsw		
+tpbswg		
+ua		
+ua1		
+ub		
+ub1		
+uc		
+uc1		
+ute		
+vbm		
+version		
+voff		
+wk3		
+wk3b		
+wketa		
+wl		
+wln		
+wr		
+wvoff		
+ww		
+ww1		
+wwn		
+xj		
+xl		
+xpart		
+xti		
+xw		

Tab C2.2: Přehled parametrů pro tranzistor epm v PSpice

Parametr	Spectre	PSpice
+vth0		
+u0		
+rdsw		
+tox		
+dvt0		
+vsat		
+wint		
w0		
+lint		
+k1		
+dvt0w		
+dvt1w		
+dvt1		
+js		
+jsw		
+cgdo		
+cgso		
+cj		
+cjsw		
+cjswg		
ags		
+a0		
+a1		
+a2		
+acde		
+af		
+alpha0		
+alpha1		
+at		
+b0		
+b1		
+beta0		
+binunit		
+capmod		
+cdsc		
+cdscb		
+cdscd		
+cf		

+cit		
+ckappa		
+clc		
+cle		
+delta		
+drout		
+dsub		
+dvt2		
+dvt2w		
+dwb		
+dwg		
+ef		
+elm		
+eta0		
+etab		
*+hdif		
+k2		
k3		
+k3b		
+keta		
+kf		
+kt1		
+kt11		
+kt2		
+la0		
+lags		
+ldelta		
+ldrout		
+lketa		
+ll		
+lln		
+lmax		
+lmin		
+lpclm		
lpdiblc1		
lpdiblc2		
lpdiblc3		
+lprwg		
+lpvag		



+lrds		
+lu0		
+lua		
+lub		
+luc		
+lvoff		
+lvsat		
+lw		
+lwl		
+lwn		
*+minr		
+mj		
+mjsw		
+mobmod		
+moin		
+n		
+nch		
nfactor		
+nlx		
+noff		
+noimod		
+nqsmod		
+pb		
+pbsw		
+pclm		
pdible1		
pdible2		
pdibleb		
+ppvag		
+prds		
+prt		
+prwb		
+prwg		
+pscbe1		
+pscbe2		
+pvag		
+pvsat		
+pvth0		
+rd		
+rdc		
+rs		
+rsc		
+rsh		

+tcj		
+tcjsw		
+tcjswg		
+tle		
+tlevc		
+tnom		
+tpb		
+tpbsw		
+tpbswg		
+ua		
+ua1		
+ub		
+ub1		
+uc		
+uc1		
+ute		
+vbm		
version		
+voff		
+wk3		
+wk3b		
+wl		
+wln		
+wmax		
+wmin		
wpdible2		
+wpvag		
+wr		
+wvoff		
+ww		
+wwl		
+wwn		
+xj		
+xl		
+xpart		
+xti		
+xw		

Tab C2.3: Přehled parametrů pro tranzistor ifdm5 v PSpice

Parametr	Spectre	PSpice
vth0		
u0		<b>230</b>
rdsw		
tox		
dvt0		
dvt1		
vsat		
wint		
lint		<b>-3.85E-07</b>
K1		
dvt0w		
+ w0		<b>1·10<sup>-06</sup></b>
+ ags		
+ cj		
+ cjsw		
+cjswg		
+js		
+jsw		
+cgdo		
+cgso		
+a0		
+a1		
+a2		
+acde		
+af		
+alpha0		
+alpha1		
+at		
+b0		
+b1		
+beta0		
+capmod		<b>2.00</b>
+cdsc		
+cdscb		
+cdscd		
+cit		
+ckappa		
+clc		
+cle		
+delta		

+drout		
+dsub		
+dvt1w		
+dvt2		
+dvt2w		
+dwb		
+dwg		
+ef		
+elm		
+eta0		
+etab		
*+hdif		
+k2		
+k3		
+k3b		
+keta		
+kf		
+kt1		
+kt1l		
+kt2		
+ll		
+lln		
+lw		
+lwl		
+lwn		
*+minr		
+mj		
+mjsw		
+mobmod		
+moin		
+n		
+nch		
+nfactor		
+nlx		
+noff		
+noimod		
+nqsmod		
+pb		
+pbsw		
+pclm		
+pdiblc1		

+pdiblc2		
+pdiblcb		
+prt		
+prwb		
+prwg		
+pscbe1		$9.00 \cdot 10^{08}$
+pscbe2		
+pvth0		
+rsh		
+tlev		
+tlevc		
+tnom		

+tpb		
+ua		
+ua1		
+ub		
+ub1		
+uc		
+uc1		
+ute		
+vbm		
+version		
+voff		

### C.3 Modely BJT vnb7u0 Spectre

```
//-----
//      CORNER TYP
//-----

section typ
parameters  vnb7u0_is=1.959e-16
    //+ vnb7u0_bf=
    + vnb7u0_bf=
    + vnb7u0_vaf=
    + vnb7u0_ikf
    + vnb7u0_rc=
    + vnb7u0_ise
endsection typ

//-----
//  MODE DEFAULT
//-----

section mode_default
include ".vnb7u0.scs" section = basic_matching
statistics {
    mismatch {
        vary vnb7u0_is_mcnx dist=gauss std= 1
    }
}
}
```

```

//*****DECLARATION OF THE SUBCIRCUIT*****

```

```

subckt vnb7u0 (c b e s)

```

```

parameters

```

```

+ matchingGroup="NONE"

```

```

+ matchingLevel="LOW"

```

```

+ ShowESDFlags = 1

```

```

+ trise = 0

```

```

+ vnb7u0_is_mc= vnb7u0_is * (1 + vnb7u0_is_mcnx* vnb7u0_is_std / sqrt(m))

```

```

+ mult = 1

```

```

//***** Circuit Description*****

```

```

vnb7u0 (c b e) vnb7u0_main trise=trise

```

```

d3 (s c) nhvd area=2280 trise=trise

```

```

d4 (b c) bcdiod trise=trise

```

```

model      vnb7u0_main      bjt

```

```

+ type= npn

```

```

+ struct = vertical

```

```

+ tnom = 25

```

```

+ is = vnb7u0_is_mc

```

```

+ nf

```

```

+ ise = vnb7u0_ise

```

```

+ ne =

```

```

+ bf = vnb7u0_bf

```

```

+ ikf =

```

```

+ vaf =

```

```

+ nr =

```

```

+ isc =

```

```

+ nc

```

```

+ br =

```

```

+ ikr =

```

```

+ var =

```

```

+ rb =

```

```

+ irb =

```

```

+ rbm =

```

- Definováno v parametru
- Jméno a typ modelu
- Hledané parametry
- Typ (NPN, PNP), struktura (vertikální, laterární)

```

+ re = 3

```

```

+ rc = vnb7u0_rc

```

```

+ cje =

```

```

+ vje =

```

```

+ mje

```

```

+ cjc =

```

```

+ vjc =

```

```

+ mjc

```

```

+ xtb =

```

```

+ xti =

```

```

+ bvbc=

```

```

+ imelt =

```

```

+ imax =

```

```

+ kf

```

```

+ af=

```

```

+ tf=

```

```

model bcdiod diode level=1 area=1e-10 is=1e-10 bv=24.8 ibv=1e3

```

```

ends vnb7u0

```

```

endsection mode_default

```

## C.4 Model BSIM3v3 enm Spectre

Tato část práce obsahuje náhled modelu MOSFET tranzistoru. Tento výpis je uveden pro jednodušší orientaci v textovém popisu modelu tranzistoru určeného pro Cadence Spectre.

```

_____MOS_ENM_____
Oblast hledaných parametrů

section typ
//
parameters
+ enm_vth0      = 0.582
+ enm_u0       = 290
+ enm_rdsr     = 749.6872945
+ enm_tox      = 7.10E-09
+ enm_dvt0     = 10.7
+ enm_dvt0w    = -0.152596
+ enm_vsath    = 5.55E04
+ enm_wint     = 1.39E-07
+ enm_lint     = 5.9E-08
+ enm_w0      = 4.51e-7
+ enm_k1      = 0.55

+ enm_dvt1     = 0.9782232
+ enm_js      = 7E-7
+ enm_jsw     = 1E-12
+ enm_agst    = 0.1
+ enm_nfactor = 1.2
+ enm_voff    = -0.132
+ enm_cgdo   = 1.68e-10
+ enm_cgso   = 1.68e-10
+ enm_cj     = 1.02e-3
+ enm_cjsw   = 3.11E-10
+ enm_cjswg  = 2.84E-10
//
endsection typ

// ***** 4 sigma variation for digital *****
section wcp
//
parameters
:
endsection wcp
//
// ***** 4 sigma variation for digital *****
// ***** wcs corner *****
section wcs
:
endsection wcs
//-----
//  DEFAULT MODE
//-----
:
inline subckt enm (d g s b)
:
:
ends enm

endsection mode_default
//-----
//  SOA MODE
//-----
:
:
endsection mode_soa
```

Oblast hledaných parametrů  
pro modely v PSpice

```
//-----
// MATCHING MODE
//-----
:
endsection basic_matching
```

+hodnoty v části „section type“  
+vliv na I-V charakteristiku  
+vliv na I-V, C-V charakteristiku

```
// *****
// ***** basic parameters *****
// *****
```

section basic		enm_model	
//			+cdsc =
model			+cdscb =
bsim3v3			+cdscd =
+type=n			+cf =
+ vth0 =			+cit =
+ u0 =			+kappa =
+ rdsw =			+clc =
+ tox =			+cle =
+ dvt0 =			+delta =
+ dvt1 =			+drout =
+ vsat =			+dsub =
+ wint =			+dvt1w =
+ lint =			+dvt2 =
+ k1 =			+dvt2w =
+ dvt0w =			+dwb =
+ w0 =			+dwg =
+ ags =			+ef =
+ cj =			+elm =
+ cjsw =			+eta0 =
+cjswg =			+etab =
+js =			+hdif =
+jsw =			+k2 =
+cgdo =			+k3 =
+cgso =			+k3b =
+a0 =			+keta =
			+kf =
+a1 =			+kt1 =
+a2 =			+kt1l =
+acde =			+kt2 =
+af =			+la0 =
+alpha0 =			+lags =
+alpha1 =			+ldelta =
+at =			+ldrout =
+b0 =			+lketa =
+b1 =			+ll =
+beta0 =			+lln =
+binunit =			+lpc1m =
+capmod =			+lpdiblc1 =
			+lpdiblc2 =

**+lprwg** =  
**+lpvag** =  
**+lrds** =  
**+lu0** =  
**+lua** =  
**+lub** =  
**+luc** =  
**+lvoff** =  
**+lvsat** =  
**|+lw** =  
**|+lwl** =  
**|+lwn** =  
**+ minr** =  
**+ mj**  
**+ mjsw** =  
**|+ mobmod** =  
**+ moin** =  
**+n** =  
**|+nch** =  
**|+nfactor** =  
**|+nlx** =  
**+noff** =  
**+noimod** =  
**+nqsmod** =  
**+pb** =  
**+pbsw** =  
**|+pclm** =  
**|+pdible1** =  
**|+pdible2** =  
**|+pdibleb** =  
**+pk2** =  
**+pketa** =  
**+prds** =  
**+prt** =  
**+prwb** =  
**+prwg** =  
**+pscbe1** =  
**+pscbe2** =  
**+pua** =  
**+pub** =  
**|+pvag** =  
**+pvsat** =  
**+pvth0** =

**+rd** =  
**+rdc** =  
**+rs** =  
**+rsc** =  
**+rsh** =  
**+tcj** =  
**+tcjsw** =  
**+tcjswg** =  
**+tle** =  
**+tle** =  
**+tlevc** =  
**+tnom** =  
**+tpb** =  
**+tpbsw** =  
**+tpbswg** =  
**|+ua** =  
**+ua1** =  
**|+ub** =  
**+ub1** =  
**|+uc** =  
**+uc1** =  
**+ute** =  
**+vbm** =  
**+version** =  
**||+Volf** =  
**+wk3** =  
**+wk3b** =  
**+wketa** =  
**|+wl** =  
**||+wln** =  
**+wr** =  
**+wvoff** =  
**|+ww** =  
**+wwl** =  
**|+wwn** =  
**|+xj** =  
**+xl** =  
**+xpart** =  
**+ mbewl** =  
**+ mbe0** =  
**+ mvtwl** =  
**+ mvt0** =  
**+xti** =  
**+xw** =

**endsection basic**

⋮  
⋮  
⋮

endlibrary enm

# D SPECTRE MODELÝ

## D.1 Přehled parametrů BJT modelu

### Definice instance

Name c b e [s] ModelName parameter=value ...

### Parametry instance

- |   |            |  |
|---|------------|--|
| 1 | area=1     | - koeficient plochy tranzistoru  |
| 2 | m=1        | - násobnostní koeficient   |
| 3 | trise      | - nárůst teploty od okolní teploty   |
| 4 | region=fwd | - předpokládaná pracovní oblast (možné parametry jsou (off, fwd, rev, sat nebo breakdown)) |

### Definice modelu

model modelName bjt parameter=value ...

### Struktura parametrů modelu

- |   |              |  |
|---|--------------|--|
| 1 | type=value   | - typ tranzistoru ( možné hodnoty jsou npn nebo pnp )  |
| 2 | struct=value | - struktura tranzistoru ( pro pnp je výchozí hodnota lateral, možné hodnoty jsou vertical nebo lateral ) |

### Parametry saturačního proudu modelu

- |   |                |  |
|---|----------------|--|
| 3 | is= value [A]  | - saturační proud (*area)  |
| 4 | ise= value [A] | - B-E svodový proud nasycení. Je nastaven $c2*is$ , pokud nejsou dány tak (*area). |
| 5 | isc= value [A] | - B-C svodový proud nasycení. Je nastaven $c4*is$ , pokud nejsou dány tak (*area). |
| 6 | iss= value [A] | - svodový proud substrátu (*area)  |
| 7 | c2= value      | - koeficient dopředného svodového proudu nasycení                                  |
| 8 | c4=value       | - koeficient zpětného svodového proudu   |

### B-C svodové parametry modelu

- |    |              |  |
|----|--------------|--|
| 9  | cbo=0 [A]    | - extrapolovaný B-C svodový proud (*are)       |
| 10 | gbo=0 [S]    | - sklon $I_{cbo}$ proti $V_{bc}$ nad $V_{bo3}$ |
| 11 | vbo=0 [V]    | - sklon $I_{cbo}$ proti $V_{bc}$ nad $V_{bo}$  |
| 12 | tcbo=0 [1/C] | - teplotní koeficient pro cbo                  |



13  $t_{gbo}=0$  [1/C] - teplotní koeficient pro  $g_{bo}$

### Vyzařovací parametry modelu

14  $n_f=1$  - vyzařovací koeficient v propustném směru  
15  $n_r=1$  - reverzní vyzařovací koeficient  
16  $n_e=1.5$  - B-E svodový koeficient  
17  $n_c=2$  - B-C svodový koeficient  
18  $n_s=1$  - uzlový koeficient substrátu

### Parametry zisku

19  $b_f=100$  [A/A] - zesilovací činitel v propustním směru ( $\beta$ )  
20  $b_r=1$  [A/A] - zesilovací činitel v závěrném směru ( $\beta$ )  
21  $i_{kf}=\infty$  [A] - maximální proud v propustném směru  $\beta$  (\*are)  
22  $i_{kr}=\infty$  [A] - maximální proud v závěrném směru  $\beta$  (\*are)

### Parametry Earlyho napětí

23  $v_{af}=\infty$  [V] - Earlyho napětí (propustný směr)  
24  $v_{ar}=\infty$  [V] - Earlyho napětí (závěrný směr)  
25  $k_e=0$  [1/V] - B-E prostorový náboj  
26  $k_c=0$  [1/V] - B-C prostorový náboj

### Parametry parazitní rezistence

27  $r_b=0$  [ $\Omega$ ] - nulové zkrácení odporu báze (/area)  
28  $r_{bm}=r_b$  [ $\Omega$ ] - minimální bázeová odolnost pro vysoké proudy (/area)  
29  $i_{rb}=\infty$  [A] - střední proud bázeového odporu (\*are)  
30  $r_{bmod}=spice$  - nelineární  $R_b$  model, možné hodnoty jsou spetre nebo spice  
31  $r_c=0$  [ $\Omega$ ] - odpor kolektoru (/area)  
32  $r_{cv}=0$  [ $\Omega$ ] - proměnlivý kolektorový odpor (/area)  
33  $r_{cm}=0$  [ $\Omega$ ] - minimální kolektorový odpor (/area)  
34  $dope=1e15$  ( $cm^{-3}$ )  
35  $cex=1$  - proudový exponent  
36  $cco=1$  [A] - proudová konstanta (\*are)  
37  $r_e=0$  [ $\Omega$ ] - odpor emitoru (/area)  
38  $minr=0.1$  [ $\Omega$ ] - minimální parazitní odpor

### Parametry uzlové kapacity

39  $c_{je}=0$  [F] - B-E nulové zkrácení uzlové kapacity (\*are)  
40  $v_{je}=0.75$  [V] - B-E uzlový potenciál  
41  $m_{je}=1/3$  - B-E uzlový exponent  
42  $c_{jc}=0$  [F] - B-C nulové zkrácení uzlové kapacity (\*are)

43	$v_{jc}=0.75$ [V]	- B-C uzlový potenciál
44	$m_{jc}=1/3$	- B-C uzlový exponent
45	$x_{cjc}=1$	- část B-C kapacity vázané na vnitřní uzel báze
46	$x_{cjc2}=1$	- část B-C kapacity vázané na kolektor a část B-C kapacity vázané na vnitřní uzel
47	$c_{js}=0$ [F]	- B-S nulové zkreslení uzlové kapacity (*are)
48	$v_{js}=0.75$ [V]	- B-S uzlový potenciál
49	$m_{js}=0$	- B-S uzlový exponent
50	$f_c=0.5$	- kondenzátor prahového zkreslení
51	$c_{bcP}=0$ [F]	- B-C parazitní kapacita
52	$c_{beP}=0$ [F]	- B-E parazitní kapacita
53	$c_{cSP}=0$ [F]	- B-S parazitní kapacita

### Tranzitní a fázové parametry

54	$t_f=0$ [s]	- ideální čas v propustném směru
55	$t_d=0$ [s]	- vnitřní bázové spoždění
56	$x_{tF}=0$	- koeficient zkreslení závislý na $t_f$
57	$v_{tF}=\infty$ [V]	- popis napětí $V_{bc}$ závislý na $t_f$
58	$i_{tF}=0$ [A]	- proudový parametr účinnosti $t_f$ (*are)
59	$t_r=0$ [s]	- ideální doba zavření
60	$p_{tF}=0$ [°]	- rozdíl fáze frekvence= $1.0/(t_f*2\pi)$ Hz

### Parametry teplotních účinků

61	$t_{nom}$ (C)	- parametr měření teploty, výchozí hodnota options
62	$t_{rise}=0$ [C]	- Nárůst teploty od okolní teploty
63	$e_g=1.11$ [V]	- Band-gap
64	$x_{tb}=0$	- Beta teplotní exponent
65	$x_{ti}=3$	- vliv teplotního účinku na $i_s$
66	$t_{rb1}=0$ 1/C	- lineární teplotní koeficient pro odpor báze
67	$t_{rb2}=0$ C <sup>-2</sup>	- kvadratický teplotní koeficient pro odpor báze
68	$t_{rm1}=0$ 1/C	- lineární teplotní koeficient pro minimální bázový odpor
69	$t_{rm2}=0$ C <sup>-2</sup>	- kvadratický teplotní koeficient pro minimální bázový odpor
70	$t_{rc1}=0$ 1/C	- lineární teplotní koeficient pro odpor kolektoru
71	$t_{rc2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro minimální bázový odpor
72	$t_{re1}=0$ 1/C	- lineární teplotní koeficient pro odpor emitoru
73	$t_{re2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro minimální emitorový odpor
74	$t_{lev}=0$	- střídavé nastavení teploty
75	$t_{levc}=0$	- stejnosměrné nastavení teploty
76	$gap1=7.02e-4$ [V/C]	- Band-gap teplotní koeficient
77	$gap2=1108$ [C]	- Band-gap teplotní offset
78	$t_{ikf1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro $i_{kf}$

79	$t_{ikf2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro ikf
80	$t_{ikr1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro ikr
81	$t_{ikr2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro ikr
82	$t_{irb1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro irb
83	$t_{irb2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro irb
84	$t_{is1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro is
85	$t_{is2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro is
86	$t_{ise1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro ise
87	$t_{ise2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro ise
88	$t_{isc1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro isc
89	$t_{isc2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro isc
90	$t_{iss1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro iss
91	$t_{iss2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro iss
92	$t_{bf1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro bf
93	$t_{bf2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro bf
94	$t_{br1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro br
95	$t_{br2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro br
96	$t_{vaf1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro vaf
97	$t_{vaf2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro vaf
98	$t_{var1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro var
99	$t_{var2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro var
100	$t_{itf1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro itf
101	$t_{itf2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro itf
102	$t_{tf1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro tf
103	$t_{tf2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro tf
104	$t_{tr1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro tr
105	$t_{tr2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro tr
106	$t_{nf1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro nf
107	$t_{nf2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro nf
108	$t_{nr1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro nr
109	$t_{nr2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro nr
110	$t_{ne1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro ne
111	$t_{ne2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro ne
112	$t_{nc1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro nc
113	$t_{nc2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro nc
114	$t_{ns1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro ns
115	$t_{ns2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro ns
116	$t_{mje1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro mje
117	$t_{mje2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro mje
118	$t_{mjc1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro mjc
119	$t_{mjc2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro mjc
120	$t_{mjs1}=0$ [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro mjs
121	$t_{mjs2}=0$ [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro mjs
122	$cte=0$ [1/C]	- teplotní koeficient cje
123	$ctc=0$ [1/C]	- teplotní koeficient cjc
124	$cts=0$ [1/C]	- teplotní koeficient cjs
125	$tvje=0$ [V/C]	- teplotní koeficient vje
126	$tvjc=0$ [V/C]	- teplotní koeficient vjc
127	$tvjs=0$ [V/C]	- teplotní koeficient vjs

128	tvtf1=0 [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro vt f
129	tvtf2=0 [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro vt f
130	txtf1=0 [1/C]	- lineární teplotní koeficient pro xt f
131	txtf2=0 [C <sup>-2</sup> ]	- kvadratický teplotní koeficient pro xt f

#### **Plošné parametry modelu diody**

132	dskip=yes	- přeskočí uzlové výpočty, pokud dojde ke zpětnému nasycení, možné hodnoty jsou no nebo yes
133	imelt=imax [A]	- maximální proud (*area)

#### **Provozní parametry**

134	bvbe=∞ [V]	- B-E průrazné napětí
135	bvbc=∞ [V]	- B-C průrazné napětí
136	bvce=∞ [V]	- C-E průrazné napětí
137	bvsub=∞ [V]	- průrazné napětí substrátu
138	vbefwd=0.2 [V]	- B-E závěrné napětí
139	vbcfwd=0.2 [V]	- B-C závěrné napětí
140	vsubfwd=0.2 [V]	- závěrné napětí substrátu
141	imax=1e3 [A]	- maximální přípustný bázevý proud (*area)
142	imax1=imax [A]	- maximální přípustný kolektorový proud (*area)
143	alarm=none fwd, rev nebo sat	- zakázaná provozní oblast, možné hodnoty jsou none ,

#### **Šumové parametry tranzistoru**

144	kf=0	- 1/f šumový koeficient
145	af=1	- 1/f šumový exponent
146	kb=0	- Burst koeficient šumu
147	bnoiseFc=1	- mezní kmitočet
148	rbnoi=rb[Ω]	- efektivní bázevý šumový odpor

## D.2 Přehled parametrů VBIC modelu

### Definice instance

```
Name c b e [s] [dt] [tl] ModelName parameter=value ...
```

### Definice modelu

```
model modelName vbic parameter=value ...
```

### Parametry instance

- 1 area=1 - plocha tranzistoru
- 2 m=1 - násobnostní koeficient
- 3 region=fwd - předpokládaná pracovní oblast (možné parametry jsou (off, fwd, rev, sat nebo preakdown)
- 4 trise - nárůst teploty nad okolní
- 5 dtemp, dtmp - jiný název pro trise

### Parametry modelu

#### Parametr struktury

- 1 type=value - typ tranzistoru ( možné hodnoty jsou npn nebo pnp )

#### Parametry saturačního proudu

- 2 is=1e-16 A - saturační proud (\*area)
- 3 ibei=1e-18 A - ideální saturační proud B-E (\*area)
- 4 iben=0 A - neideální saturační proud B-E (\*area)
- 5 ibci=1e-16 A - ideální saturační proud B-C (\*area)
- 6 ibcn=0 A - neideální saturační proud B-C (\*area)
- 7 isp=0 A - parazitní saturační proud (\*area)
- 8 ibeip=0 A - ideální parazitní saturační proud B-E (\*area)
- 9 ibenp=0 A - neideální parazitní saturační proud B-E (\*area)
- 10 ibcip=0 A - ideální parazitní saturační proud B-C (\*area)
- 11 ibcnp=0 A - neideální parazitní saturační proud B-C (\*area)
- 12 vo=0 V - driftové napětí
- 13 gamm=0 V - Epi parametr

- 14 hrcf=1 - RC-factor nejvyšší proud
- 15 wbe=1 - podíl  $I_{bei}$  z  $V_{bei}$
- 16 wsp=1 - podíl  $I_{ccp}$  z  $V_{bep}$

### Vyzařovací parametry

- 17 nf=1 - propustný
- 18 nr=1 - závěrný
- 19 nei=1 - ideální B-E koeficient
- 20 nen=2 - neideální B-E koeficient
- 21 nci=1 - ideální B-C koeficient
- 22 ncn=2 - neideální B-C koeficient
- 23 nfp=1 - parazitní koeficient
- 24 ncip=1 - ideální parazitní koeficient B-C
- 25 ncnp=2 - neideální parazitní koeficient B-C

### Proudové zesilovací parametry

- 26 ikf= $\infty$  A - propustný proud (\*area)
- 27 ikr= $\infty$  A - závěrný proud (\*area)
- 28 ikp= $\infty$  A - parazitní proud (\*area)

### Parametry Earlyho napětí

- 29 vef= $\infty$  V - propustné Earlyho napětí
- 30 ver= $\infty$  V - závěrné Earlyho napětí

### Parametry průrazného napětí

- 31 avc1=0 - B-C lavinový parametr
- 32 avc2=0 - B-C lavinový parametr

### Parazitní parametry odporu

- 33 rbi=0  $\Omega$  - vnitřní bázevý odpor (/area)
- 34 rbx=0  $\Omega$  - vnější bázevý odpor (/area)
- 35 re=0  $\Omega$  - emitorový odpor (/area)
- 36 rs=0  $\Omega$  - substrátový odpor (/area)
- 37 rbp=0  $\Omega$  - parazitní bázevý odpor (/area)
- 38 rcx=0  $\Omega$  - vnější kolektorový odpor (/area)
- 39 rci=0  $\Omega$  - vnitřní kolektorový odpor (/area)

### Uzlové kapacitní parametry

- 40 cje=0 F - kapacita nulového zkrvení B-E (\*area)
- 41 pe=0.75 V - B-E vnitřní potenciál
- 42 me=0.33 - B-E grading koeficient

43	aje=-0.5	- B-E kapacita vyhlazovacího faktoru
44	fc=0.9	- omezení kapacity
45	cbeo=0 F	- vnější B-E kapacita (*area)
46	cjc=0 F	- kapacita nulového zkreslení B-C (*area)
47	cjep=0 F	- B-C vnější zero-bias kapacita (*area)
48	pc=0.75 V	- B-C potenciál
49	mc=0.33	- B-C koeficient
50	ajc=-0.5	- B-C kapacita vyhlazovacího faktoru
51	cbco=0 F	- vnější B-C kapacita (*area)
52	qco=0 Coul	- parametr náboje
53	cjcp=0 F	- S-C zero-bias kapacita (*area)
54	ps=0.75 V	- S-C vnitřní potenciál
55	ms=0.33	- S-C klasifikační koeficient
56	ajs=-0.5	- S-C kapacita vyhlazovacího faktoru

#### Tranzitní a fázové parametry

57	tf=0 s	- doba otevření
58	tr=0 s	- doba uzavření
59	td=0 s	- fázové zpoždění
60	qtf=0	- obdoba tf se se základní šířkou modulace
61	xtf=0	- koeficient tf se základním zkreslením
62	vtf=0	- koeficient tf závislý na Vbc
63	itf=0	- koeficient tf závislý na Ic

#### Parametry teplotního vlivu

64	selft=0	- příznak vlastního oteplení (hodnoty no nebo yes)
65	tnom (C)	- parametry měření teploty
66	trise=0 C	- nárůst teploty
67	rth=0 Ω	- teplotní odpor
68	rth=0 Ω	- tepelná kapacita
69	xis=3 V	- teplotní exponent Is
70	xii=3 V	- teplotní exponent Ibei, Ibci, Ibeip a Ibcip
71	xin=3 V	- teplotní exponent Iben, Ibcn, Ibenp a Ibcnp
72	tnf=0 V	- teplotní koeficient nf
73	tavc=0 V	- teplotní koeficient Avc2
74	ea=1.12 V	- aktivační energie pro Is
75	eaie=1.12 V	- aktivační energie pro Ibei
76	eaic=1.12 V	- aktivační energie pro Ibci/Ibeip
77	eais=1.12 V	- aktivační energie pro Ibcip
78	eane=1.12 V	- aktivační energie pro Iben
79	eanc=1.12 V	- aktivační energie pro Ibcn/Ibenp
80	eans=1.12 V	- aktivační energie pro Ibcnp
81	xre=0	- teplotní exponent re
82	xrb=0	- teplotní exponent rb
83	xrc=0	- teplotní exponent rc

- 84 xrs=0 - teplotní exponent rs
- 85 xvo=0 - teplotní exponent vo
- 86 dtmax=226.85 C- maximální přepokládaná teplota zařízení (500k)

### Šumové parametry

- 87 kfn=0 - koeficient kmitů (1/f)
- 88 afn=1 - exponent kmitů (1/f)
- 89 bfn=1 - závislost kmitů (1/f)

### Parametry řízení plošné diody

- 90 dskip=yes - přeskočení výpočtu pokud dojde k nasycení (možné hodnoty jsou yes nebo no)
- 91 imelt=10 A - průrazný proud (\*area)

### Provozní parametry řídicí oblasti

- 92 bvbe= $\infty$  V - průrazné napětí B-E
- 93 bvbc= $\infty$  V - průrazné napětí B-C
- 94 bvce= $\infty$  V - průrazné napětí C-E
- 95 bvsub= $\infty$  V - průrazné napětí substrátu
- 96 vbefwd=0.2 V - napětí v propustném směru B-E
- 97 vbcfwd=0.2 V - napětí v propustném směru B-C
- 98 vsubfwd=0.2 V - napětí v propustném směru substrátu
- 99 imax=1 A - maximální přípustný proud báze (\*area)
- 100 imax1=imax A - maximální přípustný proud báze (\*area)
- 101 alarm=none - zakázaná provozní oblast (možné hodnoty jsou none, off, fwd, rev nebo sat)

### DC- parametry

- 102 mvt0=0.0 V - prahová hodnota

### Nové parametry Vbic pro verzi 1.2

- 103 vrt=0 V - B-C mezní napětí
- 104 art=0.1 V - B-C vyhlazovací faktor
- 105 ccso=0 F - kapacit substrát-kolektor
- 106 qbm=0 - volba SGP qb formulace
- 107 nkf=0.5 - rollof parametr proudu
- 108 xikf=0 - teplotní závislost na ikf
- 109 xrcx=0 - teplotní závislost na rcx
- 110 xrbx=0 - teplotní závislost na rbx
- 111 xrbp=0 - teplotní závislost na rbp
- 112 isrr=1 - parametr is pro oddělení proudu směru a závěšného směru
- 113 xisr=0 - teplotní exponent koeficientu isp
- 114 dearr=0 V - aktivační úroveň isrr
- 115 eap=1.12 V - aktivační úroveň isp
- 116 vbbe=0 V - průrazné napětí B-E



117	nbbe=1.0	- koeficient průrazu
118	ibbe=1.0e-6	A- průrazný proud B-E
119	tvbbe1=0	- první teplotní koeficient vbbe
120	tvbbe2=0	- druhý teplotní koeficient vbbe
121	tnbbe=0	- teplotní koeficient nbbe
122	vers=1.15	- kontrolní parametr
123	vrev=0	- revize kontrolního parametru
124	dtemp (C)	- jinak trise
125	dtmp (C)	- jinak trise
126	vision	- jinak vers
127	rev	- jinak vrev
128	Srbi	- jinak xrb
129	xrci	- jinak xrc

### D.3 Parametry BSIM3

#### Hlavní parametry modelu [19]

Parametr BSIM3	Význam	Defaultní hodnota	Jednotka
<b>Threshold Voltage</b>			
VFB	Band voltage	-	V
VTH0	Threshold voltage	0,7/-0,7	V
K1	First-order body effect coefficient	0,5	$V^{1/2}$
K2	Second-order body effect coefficient	0,5	-
K3	Narrow width coefficient	80	-
K3B	Body effect coefficient of K3	0	$V^{-1}$
W0	Narrow width parameter	$2,5 \cdot 10^{-6}$	m
NLX	Lateral non-uniform doping coefficient	$1,74 \cdot 10^{-7}$	m
VBM	Maximum applied body bias in VTH calculation.	-5,0	V
DVT0	First coefficient of short-channel effect on VTH	2,2	-
DVT1	Second coefficient of shortchannel effect on VTH	0,53	-
DVT2	Body-bias coefficient of shortchannel effect on VTH	-0,032	$V^{-1}$
DVT0W	First coefficient of narrow-channel effect on VTH	2,2	-
DVT1W	Second coefficient of narrowchannel effect on VTH	$5,3 \cdot 10^6$	-
DVT2W	Body-bias coefficient of narrowchannel effect on VTH	-0,032	$V^{-1}$
ETA0	DIBL coefficient in the subthreshold region	0,08	-
ETAB	Body-bias for the subthreshold DIBL effect	-0,07	$V^{-1}$
DSUB	DIBL coefficient in subthreshold region	DROUT	-
<b>Mobility</b>			
U0	Mobility	670 / 250	$cm^2/(Vs)$

UA	First-order mobility degradation coefficient	$2,25 \cdot 10^{-9}$	m/V
UB	Second-order mobility degradation coefficient	$5,87 \cdot 10^{-19}$	$(\text{m/V})^2$
UC	Body-effect of mobility degradation	$-4,65 \cdot 10^{-11}$	$(\text{m/V})^2$
<b>Drain current</b>			
VSAT	Saturation velocity	$8,0 \cdot 10^6$	cm/s
A0	Bulk charge effect coefficient	1,0	-
A1	First non saturation factor	0/0,23	$\text{V}^{-1}$
A2	Second non saturation factor	1,0/0,08	-
AGS	Gate-bias coefficient of Abulk	0	$\text{V}^{-1}$
B0	Bulk charge effect coeff. for channel width	0	m
B1	Bulk charge effect width offset	0	m
KETA	Body-bias coefficient of the bulk charge effect	-0,047	$\text{V}^{-1}$
<b>Subthreshold region</b>			
VOFF	Offset voltage in the subthreshold region	-0,11	V
NFACTOR	Subthreshold swing factor	1	-
CIT	Interface trap density	0	$\text{F/m}^2$
CDSC	Drain-Source to channel coupling capacitance	$2.4 \cdot 10^{-4}$	$\text{F/m}^2$
CDSCB	Body-bias coefficient of CDSC	0	$\text{F/m}^2$
CDSCD	Drain-bias coefficient of CDSC	0	$\text{F/m}^2$
<b>Drain-source resistance</b>			
RDSW	Parasitic resistance per unit width	0	$\Omega\mu\text{m}$
WR	Width offset from Weff for RDS calculation	1	-
PRWB	Body effect coefficient of RDSW	0	$\text{V}^{-1/2}$
PRWG	Gate bias effect coefficient of RDSW	0	$\text{V}^{-1}$
<b>Channel geometry</b>			
WINT	Channel width eduction on one side	0	m
WL	Coeff. of length dependence for width offset	0	m
WLN	Power of length dependence for width offset	1	-
WW	Coeff. of width dependence for width offset	0	m
WWN	Power of width dependence for width offset	1	-
WWL	Coeff. of length and width cross term for width offset	0	m
LINT	Channel length reduction on one side	0	m
LL	Coeff. of length dependence for length offset	0	m
LLN	Power of length ependence for length offset	1	-
LW	Coeff. of width ependence for length offset	0	m
LWN	Power of width ependence for length offset	1	-
LWL	Coeff. of length and width cross term for length offset	0	m
DWG	Coefficient of Weff's gate dependence	0	m/V
DWB	Coefficient of Weff's substrate dependence	0	$\text{m/V}^{-1/2}$
<b>Output resistance</b>			
PCLM	Channel length modulation coefficient	1,3	-
PDIBLC1	First output resistance DIBL effect	0,39	-
PDIBLC2	Second output resistance DIBL effect	$8,6 \cdot 10^{-3}$	-
PDIBLCB	Body effect coefficient of output resistance	0	$\text{V}^{-1}$

	DIBL effect		
DROUT	L dependent coefficient of the DIBL effect in output resistance	0,56	-
PSCBE1	First substrate current body-effect coefficient	$4,24 \cdot 10^8$	V/m
PSCBE2	Second substrate current bodyeffect coefficient	$1,0 \cdot 10^{-5}$	m/V
PVAG	Gate dependence of Early voltage	0	-
ALPHA0	The first parameter of impact ionization	0	m/V
ALPHA1	Length dependent substrate current parameter	0	$V^{-1}$
BETA0	The second parameter of impact ionization	30	-
<b>Diode characteristic</b>			
JS	Source drain junction saturation density	$1 \cdot 10^{-4}$	$A/m^2$
JSSW	Side wall saturation current density	0	A/m
NJ	Emission coefficient of junction	1	-
IJTH	Diode limiting current	0,1	A
<b>Capacitance</b>			
CJ	Source/drain bottom junction capacitance per unit area	$5,0 \cdot 10^{-4}$	$F/m^2$
CJSW	Source/drain side junction capacitance per unit length	$5,0 \cdot 10^{-10}$	F/m
CJSWG	Source/drain gate side junction capacitance per unit length	CJSW	F/m
MJ	Bottom junction capacitance grading coefficient	0,5	-
MJSW	Source/drain side junction capacitance grading coefficient	0,33	-
MJSWG	Source/drain gate side junction cap. grading coefficient	MJSW	-
PB	Bottom junction built-in potential	1	V
PBSW	Source/drain side junction built-in potential	1	V
CGSO	Gate-source overlap capacitance per unit W	$XJ \cdot COX/2$	F/m
CGDO	Gate-drain overlap capacitance per unit W	$XJ \cdot COX/2$	F/m
GGBO	Gate-bulk overlap capacitance perunit W	0	F/m
CGSL	Light doped source-gate region overlap capacitance	0	F/m
CGDL	Light doped drain-gate region overlap capacitance	0	F/m
CKAPPA	Coefficient for lightly doped region overlap	0,6	F/m
CF	Fringing field capacitance	-	F/m
CLC	Constant term for the short channel mode	$0,1 \cdot 10^{-6}$	m
CLE	Exponential term for the short channel model	0,6	-
DLC	Length offset fitting parameter from C-V	LINT	m
DWC	Width offset fitting parameter from C-V	WINT	m
NOFF	Subthreshold swing factor for CV model	1	-
VOFFCV	Offset voltage for CV model	0	V

## Provozní parametry

Parametr BSIM3	Význam	Defaultní hodnota	Jednotka
TOXM	Gate oxide thickness at which parameters are extracted	$15 \cdot 10^{-9}$	m
TOX	Gate oxide thickness	$15 \cdot 10^{-9}$	m
XJ	Junction depth	$150 \cdot 10^{-9}$	m
NCH	Doping concentration near interface	$1,7 \cdot 10^{17}$	$1/\text{cm}^3$
NSUB	Doping concentration away from interface	$2,1 \cdot 10^{16}$	$1/\text{cm}^3$
NGATE	Poly gate doping concentration	0	$\text{cm}^3$
VFB	Flat-band voltage	-1,0	V
PHI	Surface potential	-	-
gamma1	Body-effect near interface	-	-
gamma2	Body-effect far from interface	-	-
XT	Doping depth	$1,55 \cdot 10^{-7}$	V
RSH	Sheet resistance	0	N

## Parametry teplotních účinků

Parametr BSIM3	Význam	Defaultní hodnota	Jednotka
UTE	Mobility temperature coefficient	-1,5	-
KT1	Threshold voltage temperature coefficient	-0,11	V
KT1L	Channel length dependence of KT1	0	Vm
KT2	Threshold voltage temperature coefficient	0,022	-
UA1	Temperature coefficient for UA	$4,31 \cdot 10^{-19}$	m/V
UB1	Temperature coefficient for UB	$-7,61 \cdot 10^{-18}$	$(\text{m/V})^2$
UC1	Temperature coefficient for UC	-0,056	$\text{m/V}^2$
PRT	Temperature coefficient for RDSW	0	$\Omega\mu\text{m}$
AT	Saturation velocity temperature coefficient	$3,3 \cdot 10^4$	m/s
XTI	Junction current temperature exponent coefficient	3,0	-
TPB	Temperature coefficient for PB	0	V/K
TPBSW	Temperature coefficient for PBSW	0	V/K
TPBSWG	Temperature coefficient for PBSWG	0	V/K
TCJ	Temperature coefficient for CJ	0	1/K
TCJSW	Temperature coefficient for CJSW	0	1/K
TCJSWG	Temperature coefficient for CJSWG	0	1/K

## Parametry blikavého šumu modelu

Parametr BSIM3	Význam	Defaultní hodnota	Jednotka
NOIA	Noise parameter A	$1,10^{20}/9,9 \cdot 10^{18}$	-
NOIB	Noise parameter B	$5 \cdot 10^4/2,4 \cdot 10^3$	-
NOIC	Noise parameter C	$-1,4 \cdot 10^7$ $^{12}/1,4 \cdot 10^{12}$	-

EM	Saturation field	$4,1 \cdot 10^7$	V/m
AF	Frequency exponent	1	-
EF	Flicker exponent	1	-
KF	Flicker noise parameter	0	-

### Parametry non-kvazi statického modelu

Parametr BSIM3	Význam	Defaultní hodnota	Jednotka
ELM	Elmore constant of the channel	5	-

### Vybrané modelové příznaky

Parametr	hodnota	Typ modelu
LEVEL	7, 8	BSIM3v3 model selector
MOBMOD	1, 2, 3	Mobility model
CAPMOD	0, 1, 2, 3	Capacitance model
NQSMOD	0, 1	Non quasi static model
NOIMOD	1, 2, 3, 4	Noise model

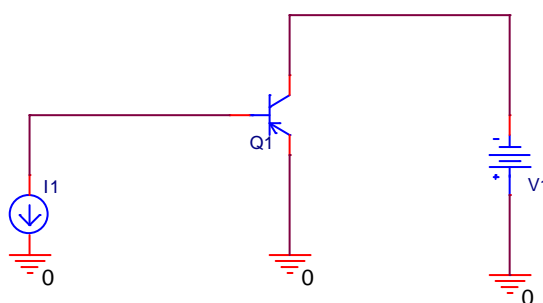
### Parametry definované uživatelem

Parametr BSIM3	Význam	;Defaultní hodnota	Jednotka
XPART	Charge partitioning coefficient	0	-
DELTA	Parameter for smoothness of effective Vds calculation	$5 \cdot 10^4 / 2, 4 \cdot 10^3$	-

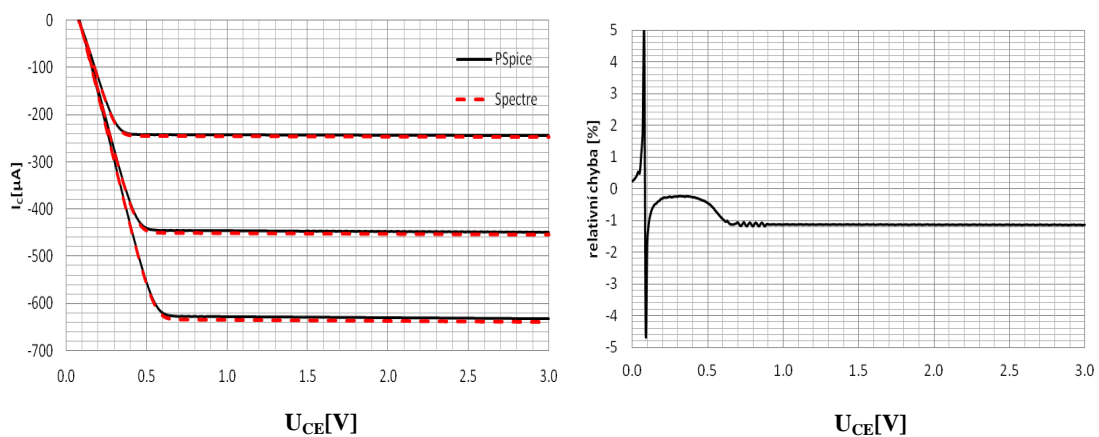
# E SIMULOVANÉ CHARAKTERISTIKY

## E.1 Bipolární tranzistory

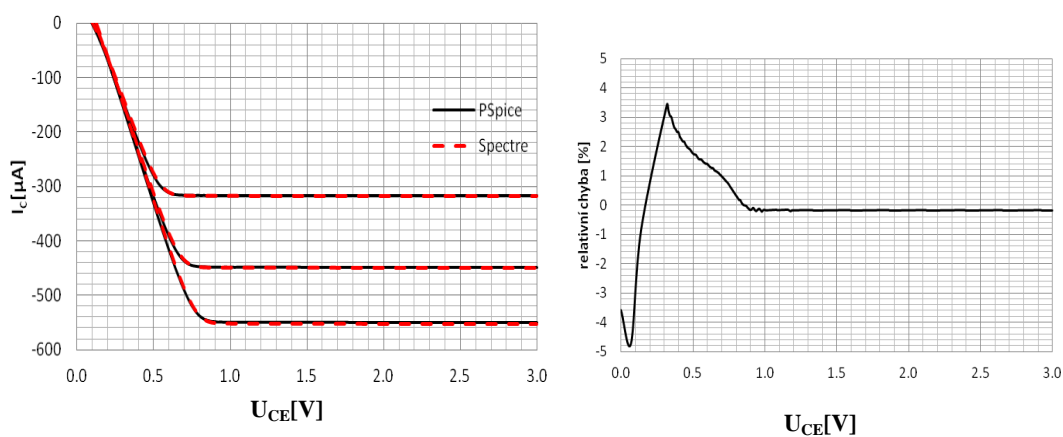
### E.1.1 Výstupní charakteristiky



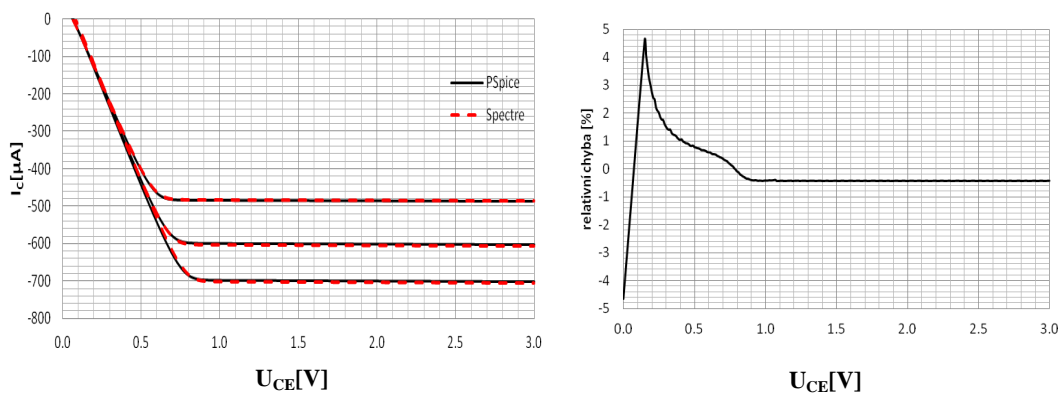
Obr. 5.15: Zapojení pro měření výstupní charakteristiky PNP (DC sweep)



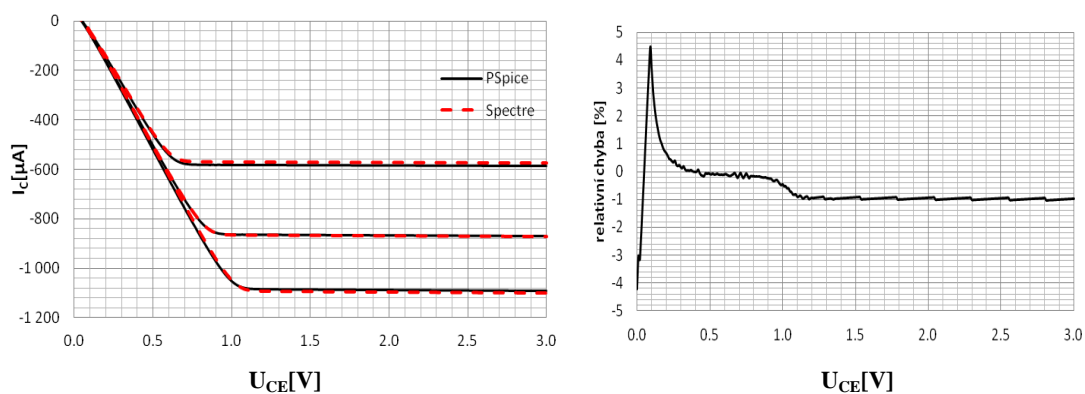
Obr. 5.16: PNP vpb5u0 – a) Kde hodnoty pro simulaci:  $I_1 = 50 \mu\text{A}$ ,  $100 \mu\text{A}$ ,  $150 \mu\text{A}$ ;  $V_1 = (0;3)\text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vpb5u0 při  $I_1 = 150 \mu\text{A}$



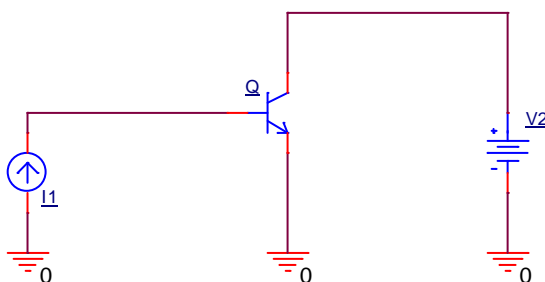
Obr. 5.17: a) PNP vphb0u8, kde hodnoty pro simulaci:  $I_1 = 50 \mu\text{A}$ ,  $100 \mu\text{A}$ ,  $150 \mu\text{A}$ ;  $V_1 = (0;3)\text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vphb0u8 při  $I_1 = 150 \mu\text{A}$



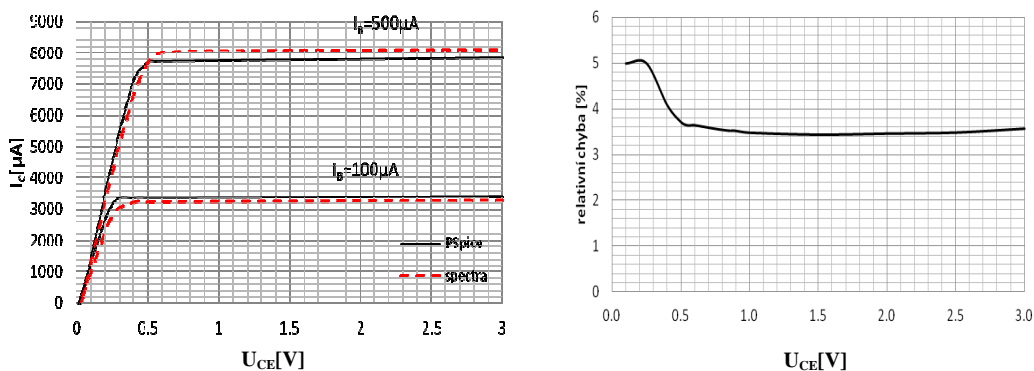
Obr. 5.18: a) PNP vphb10u0, kde hodnoty pro simulaci:  $I_1 = 100 \mu\text{A}$ ,  $150 \mu\text{A}$ ,  $200 \mu\text{A}$ ;  $V_1 = (0;3)\text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vphb10u0 při  $I_1 = 200 \mu\text{A}$



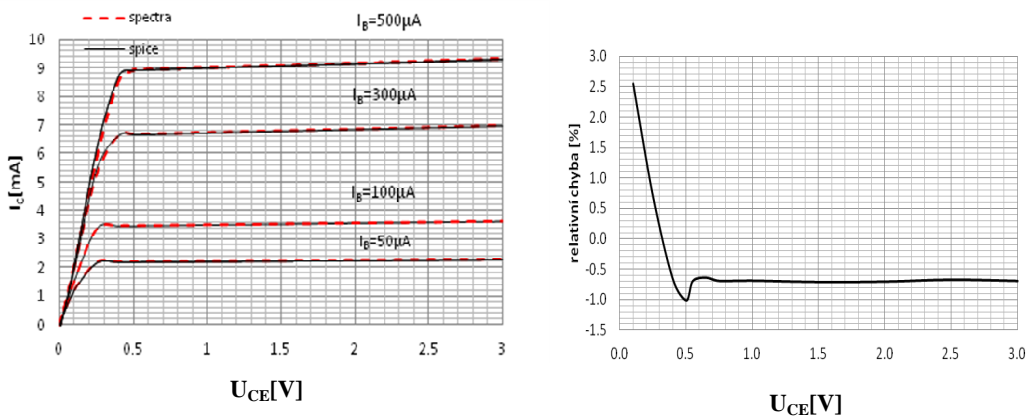
Obr. 5.19: a) PNP vphb20u0, kde hodnoty pro simulaci:  $I_1 = 50 \mu\text{A}$ ,  $100 \mu\text{A}$ ,  $150 \mu\text{A}$ ;  $V_1 = (0;3)\text{V}$ ; b) relativní chyba simulace vphb20u0 při  $I_1 = 150 \mu\text{A}$



Obr. 5.20: Zapojení pro měření výstupní charakteristiky NPN (DC sweep)



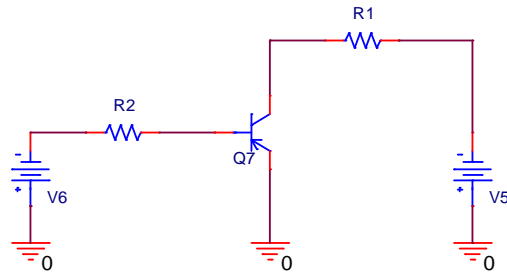
Obr. 5.21: a) NPN vnb4u0, kde hodnoty pro simulaci:  $I_1 = 100 \mu\text{A}$ ,  $500 \mu\text{A}$ ;  $V_2 = (0;3) \text{ V}$ ; b) relativní chyba simulace vnb4u0 při  $I_1 = 100 \mu\text{A}$



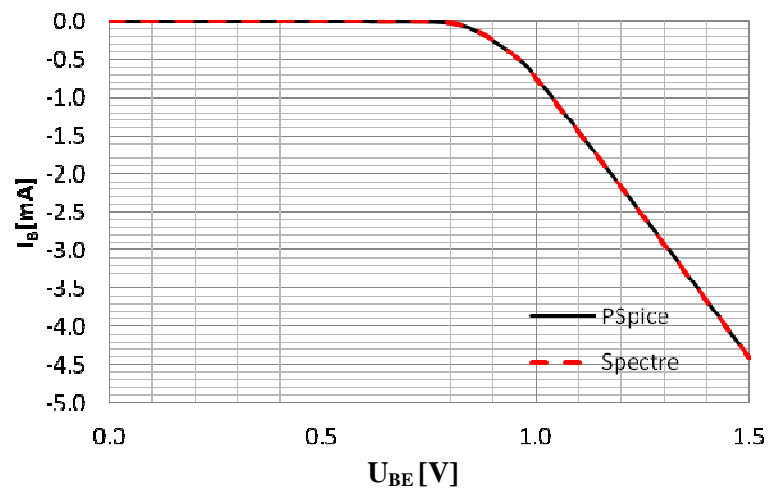
Obr. 5.22: a) NPN vnb7u0, kde hodnoty pro simulaci:  $I_1 = 50 \mu\text{A}$ ,  $100 \mu\text{A}$ ,  $300 \mu\text{A}$ ,  $500 \mu\text{A}$ ;  $V_2 = (0;3) \text{ V}$ ; b) relativní chyba simulace vnb7u0 při  $I_1 = 100 \mu\text{A}$



## E.1.2 Vstupní charakteristiky

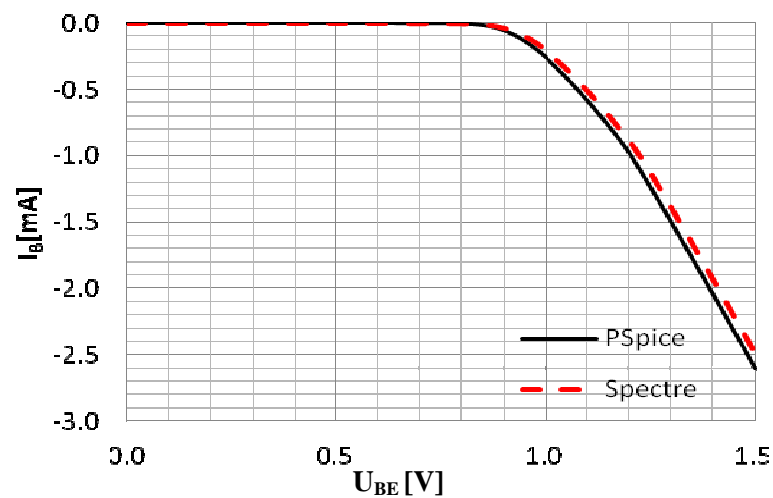


Obr. 5.23: Zapojení pro měření převodní/vstupní charakteristiky (DC sweep)



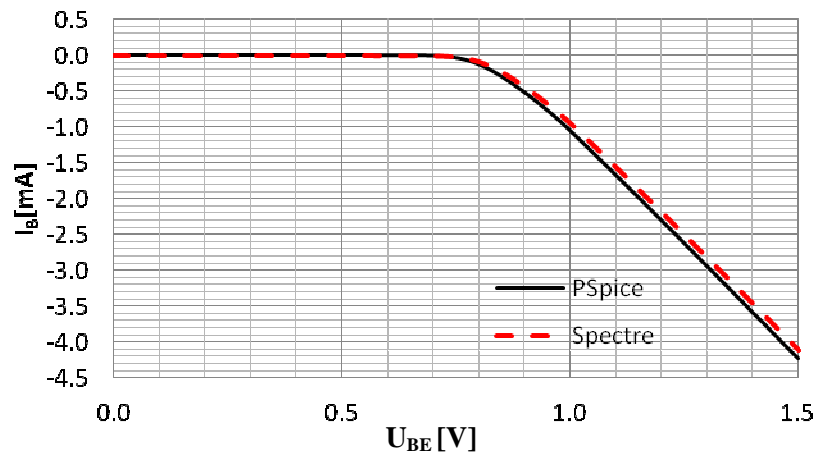
Obr. 5.24: PNP vpb5u0

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_5=3,3$  V;  $V_6=(0;1,5)$  V;  $R_2=100$   $\Omega$ ;  $R_1=1$  k $\Omega$



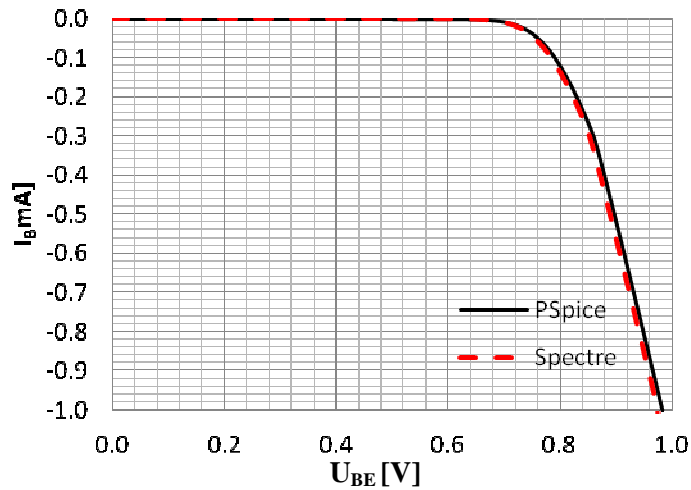
Obr. 5.25: PNP vpbh0u8

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_5=3,3$  V;  $V_6=(0;1,5)$  V;  $R_2=100$   $\Omega$ ;  $R_1=1$  k $\Omega$



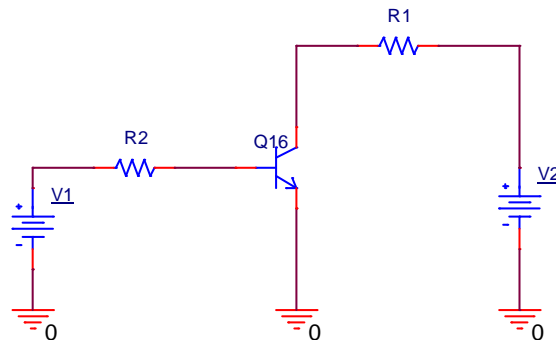
Obr. 5.26: PNP vpbh10u0

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_5 = 3,3 \text{ V}$ ;  $V_6 = (0; 1,5) \text{ V}$ ;  $R_2 = 100 \Omega$ ;  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$

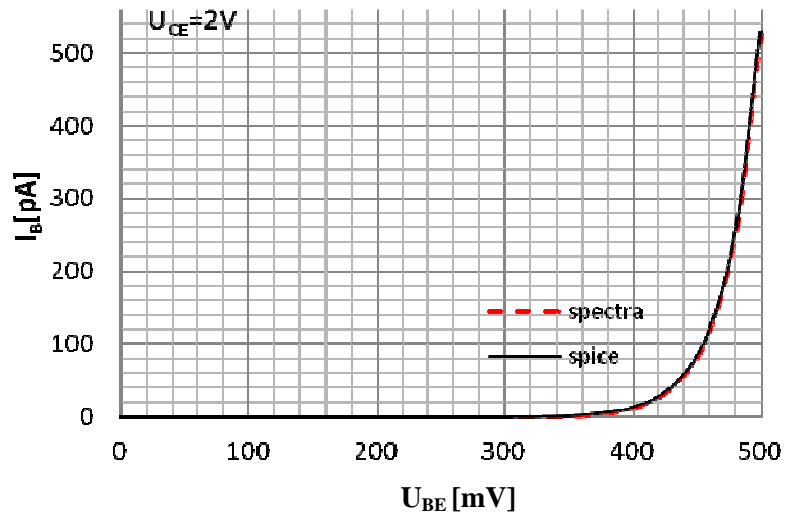


Obr. 5.27: PNP vpbh20u0

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_5 = 3,3 \text{ V}$ ;  $V_6 = (0; 1,5) \text{ V}$ ;  $R_2 = 100 \Omega$ ;  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$



Obr. 5.28: Zapojení pro měření převodní/vstupní charakteristiky NPN (DC sweep)

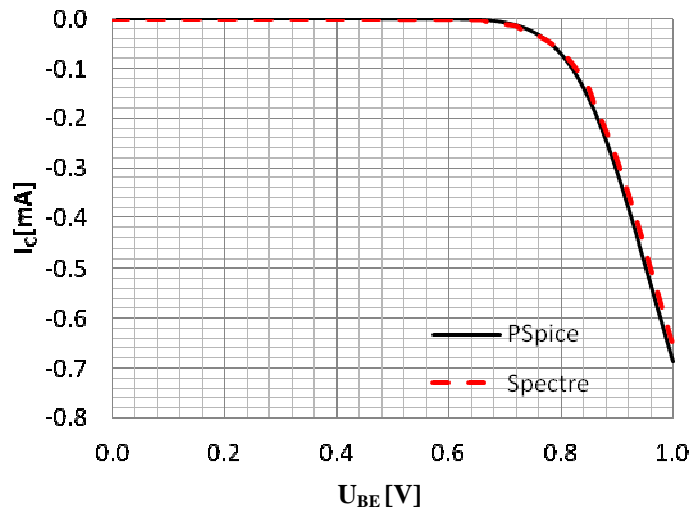


Obr. 5.29: NPN vnb7u0

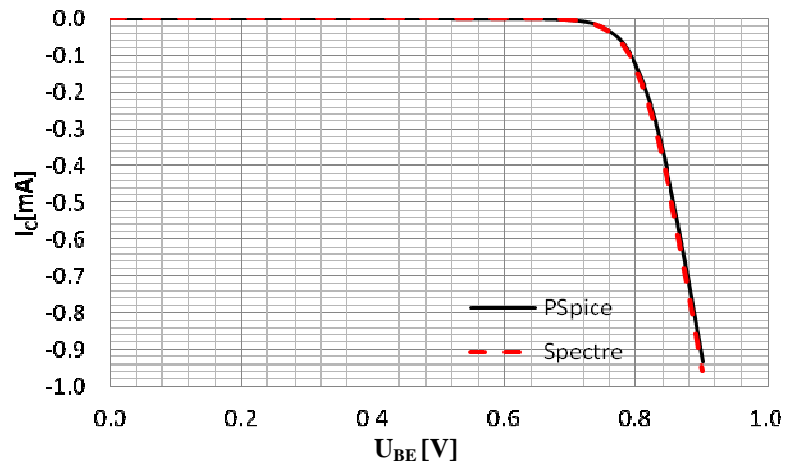
Kde hodnoty pro simulaci:  $V_2=2\text{ V}$ ;  $V_6=(0;0,5)\text{ V}$ ;  $R_2=100\ \Omega$ ;  $R_1=1\text{ k}\Omega$   
 Relativní chyby [%]:

vbp5u0	vpbh0u8	vpbh10u0	vpbh20u0	vnb7u0	vnb4u0
-0,27	4,93	3,53	4,91	1,61	3,56

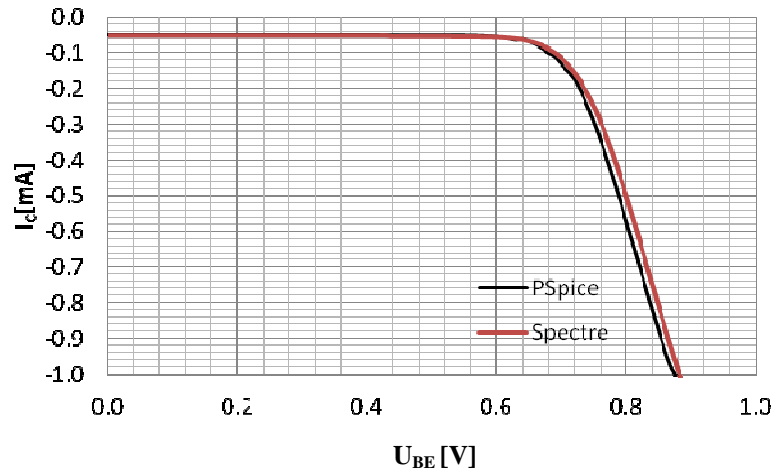
### E.1.3 Závislosti $I_C=f(U_{BE})$



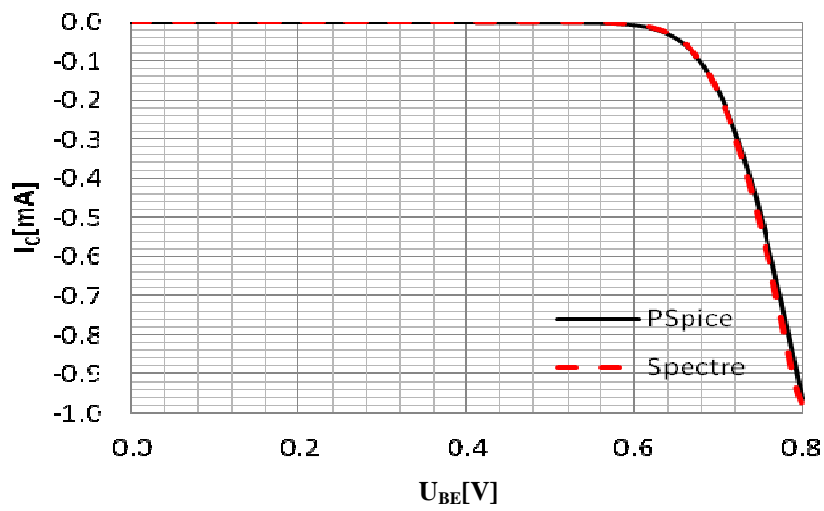
Obr. 5.30: PNP vpbh0u8



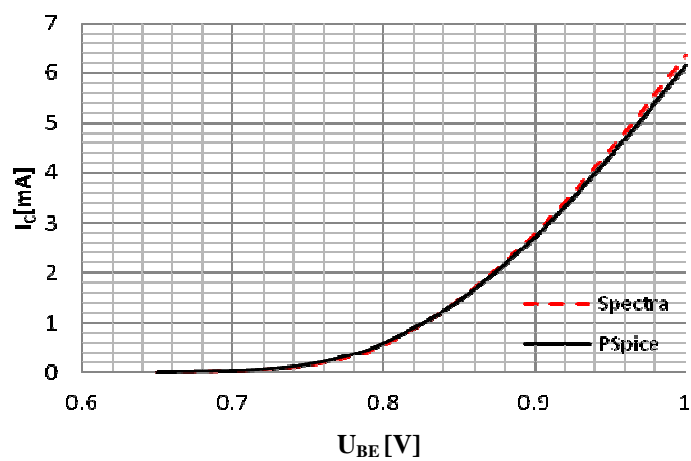
Obr. 5.31: PNP vpb5u0



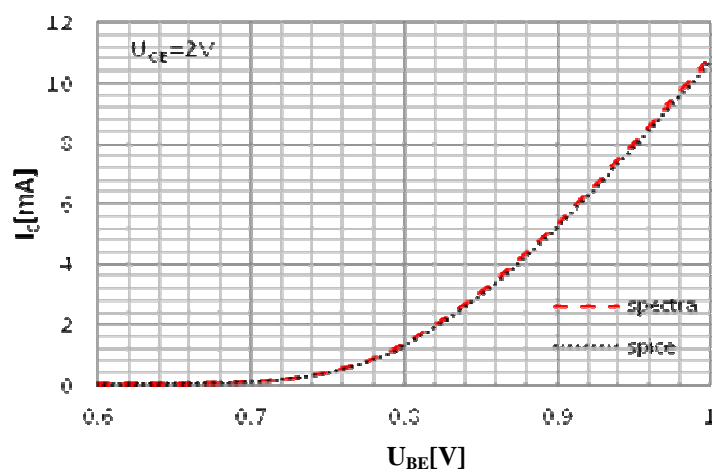
Obr. 5.32: PNP vpbh10u0



Obr. 5.33: PNP vpbh20u0



Obr. 5.34: NPN vnb4u0

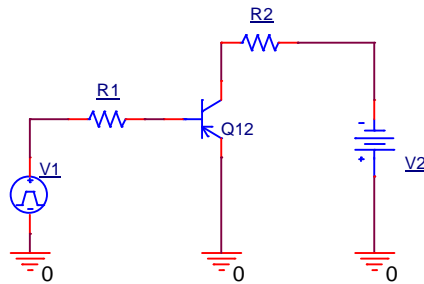


Obr. 5.35: NPN vnb7u0

Relativní chyby [%]:

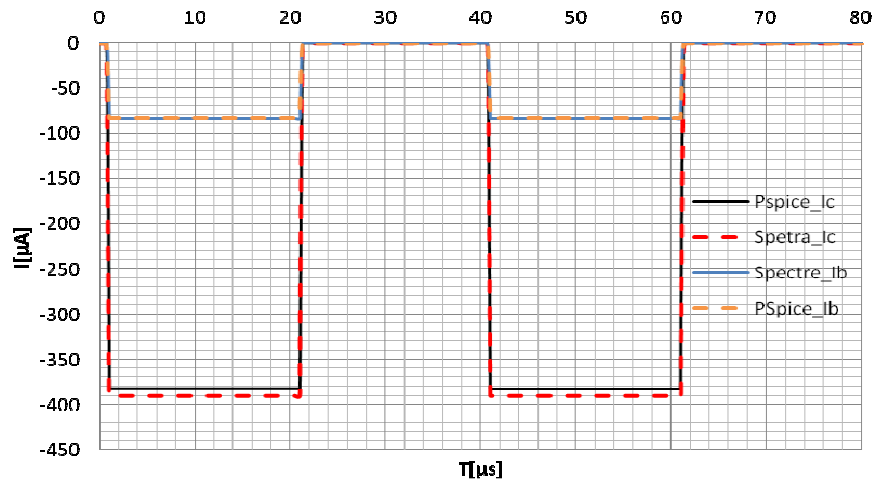
vbp5u0	vpbh0u8	vpbh20u0	vnb7u0	vnb4u0
-3.19	4.85	-4.9	-1.75	-2.91

## E.1.4 Transienční průběhy



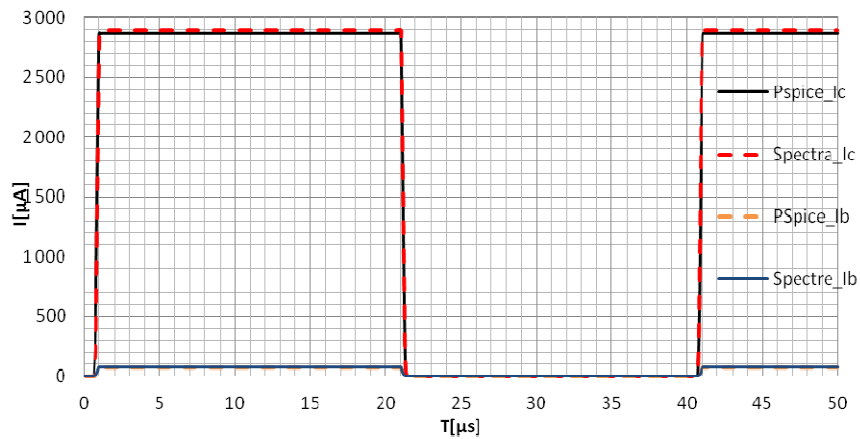
Obr. 5.36: Zapojení pro měření časového průběhu (Transient)

Pro měření, pro ověření výsledků NPN tranzistorů, byla zvolena obdobná zapojení. Lišila se v nastavení jednotlivých obvodových prvků.



Obr. 5.37: PNP vpb5u0

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_2=3,3$  V;  $R_1=2$  k $\Omega$ ;  $R_2=1$  k $\Omega$

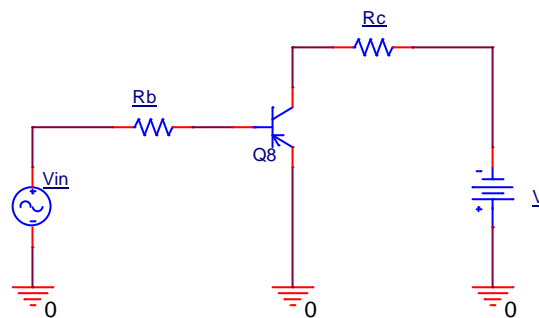


Obr. 5.38: NPN vnb7u0

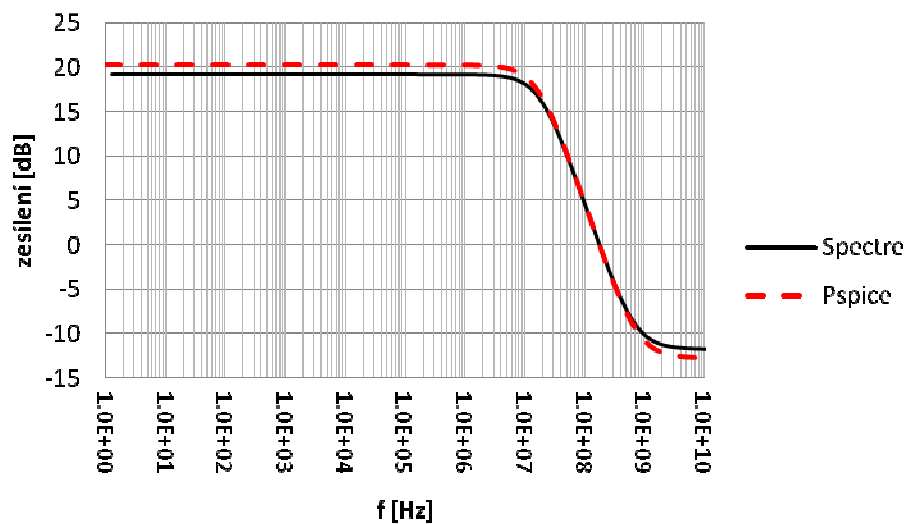
Kde hodnoty pro simulaci:  $V_2 = -3,3 \text{ V}$ ;  $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$   
 Relativní chyby [%]:

vpb5u0	vnb7u0
-1,79	-2,05

## E.1.5 Zesílení

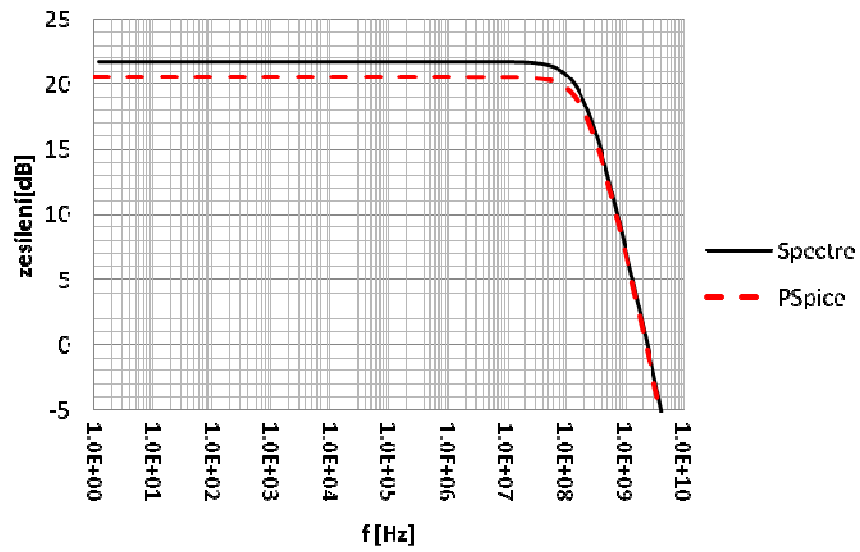


Obr. 5.39: Zapojení pro měření přenosu (AC sweep)



Obr. 5.40: vphb0u8

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_{in} = 0,8 \text{ V}$ ;  $V = 3,3 \text{ V}$ ;  $R_b = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $R_c = 10 \text{ k}\Omega$



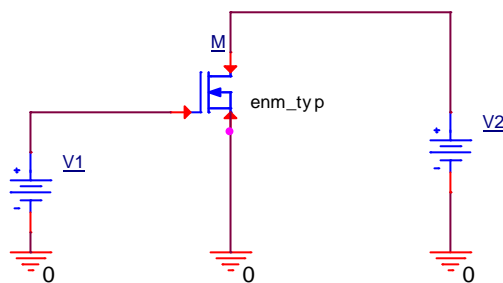
Obr. 5.41: PNP vpb5u0

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_{in}=0,8$  V;  $V=3.3$  V;  $R_b=2k\Omega$ ;  $R_c=15k\Omega$   
 Relativní chyby [%]:

vpb5u0	vphb0u8
-4,63	-4,95

## E.2 Unipolární tranzistory (PMOS, NMOS)

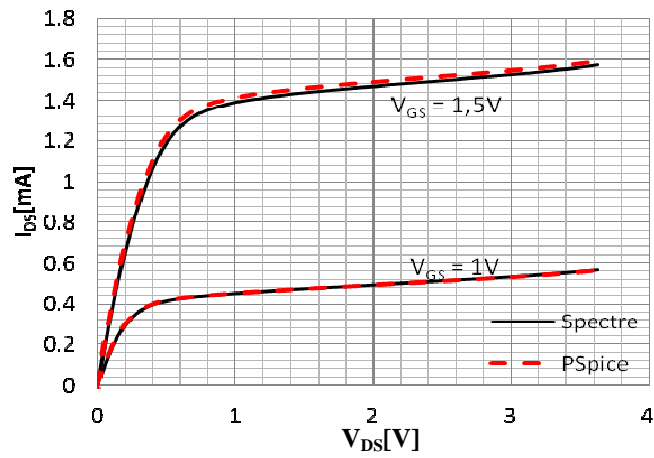
### E.2.1 EMM



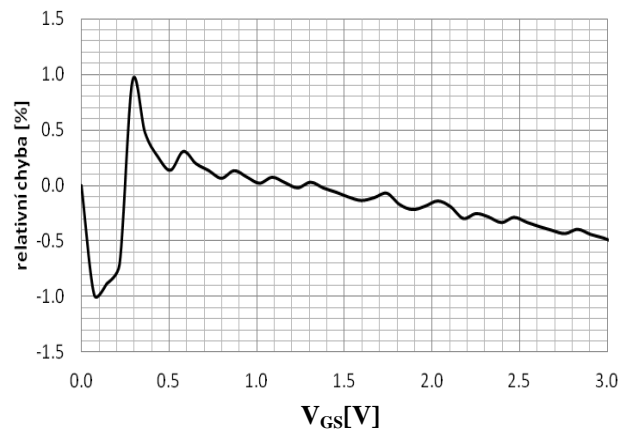
Obr. 5.42: měření DC charakteristik enm



### E.2.1.1 Výstupní charakteristika

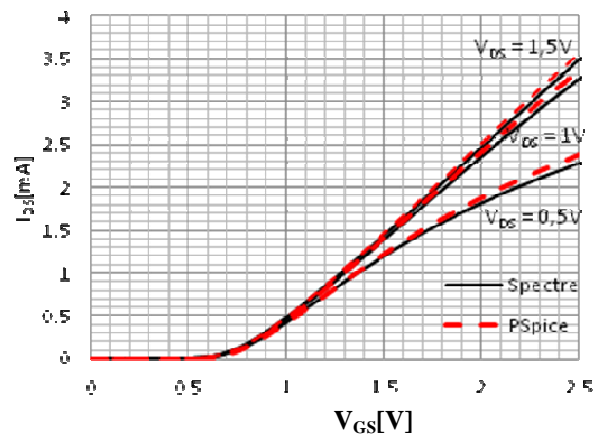


Obrázek 5.43: Výstupní charakteristika tranzistoru enm



Obr. 5.44: relativní chyba simulace enm při  $V_{GD} = 1V$

### E.2.1.2 Převodní charakteristika

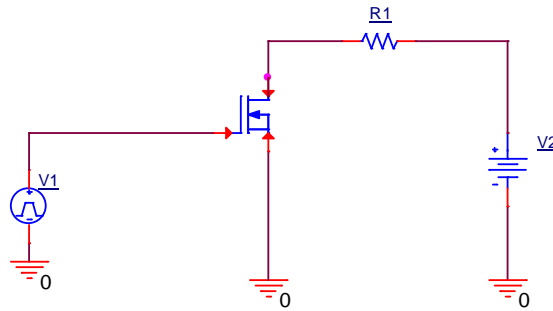


Obr. 5.1: Převodní charakteristika tranzistoru enm

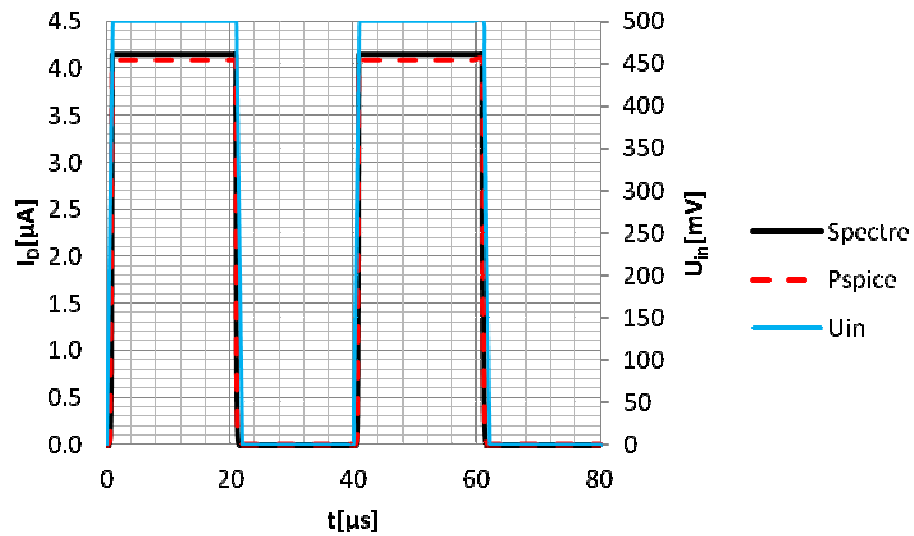
Relativní chyby:

$V_{DS}[V]$	0,5	1,0	1,5
chyba [%]	2,6	1,6	1,2

### E.2.1.3 Transientní průběh



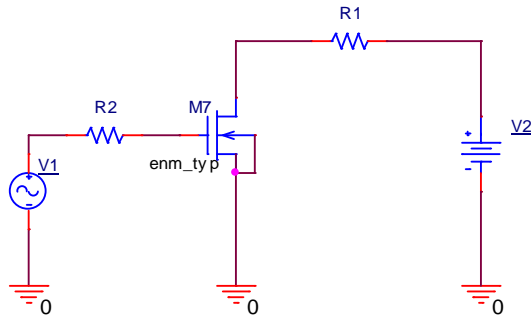
Obr. 5.45: Zapojení pro měření časového průběhu enm (Transient)



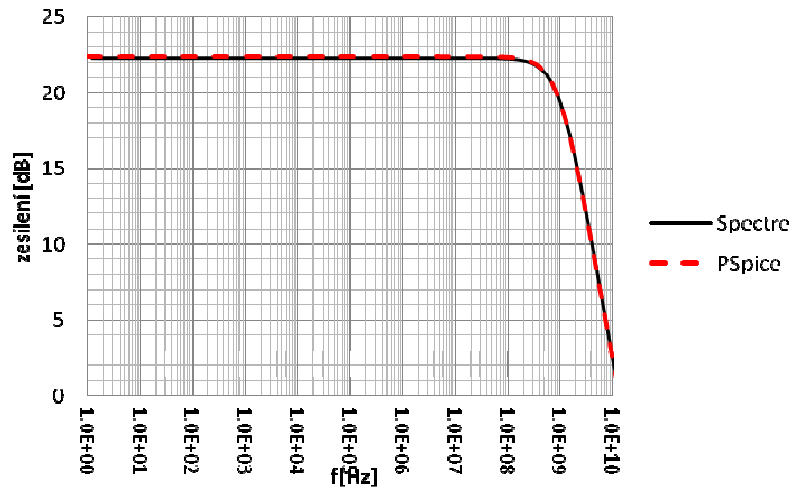
Obr. 5.46: transient enm pro  $R_1=1 \text{ k}\Omega$ ,  $V_2=3,3V$

Relativní chyba [%] pro  $I_D$ : -1,21

## E.2.1.1 Zesílení



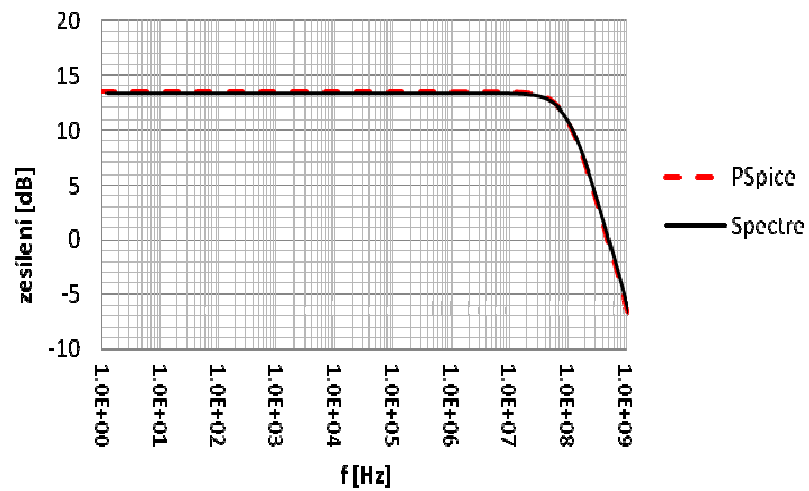
Obr. 5.47: Zapojení pro měření přenosu (AC sweep)



Obr. 5.48: ENM\_W/L\_ 10u/0.35u

Kde hodnoty pro simulaci:  $V1=0,8$  V;  $V=3,3$  V;  $R2=1\Omega$ ;  $R1=15\text{k}\Omega$

Relativní chyba [%]: 0,9

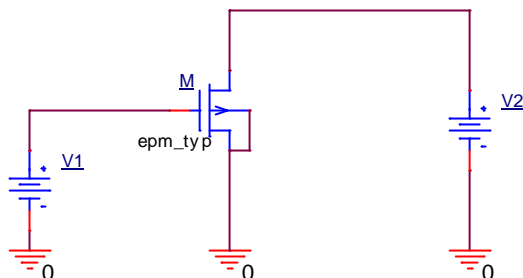


Obr. 5.49: ENM\_W/L\_ 50u/10u

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_1=0,8\text{ V}$ ;  $V=3,3\text{ V}$ ;  $R_2=2\text{ k}\Omega$ ;  $R_1=30\text{ k}\Omega$

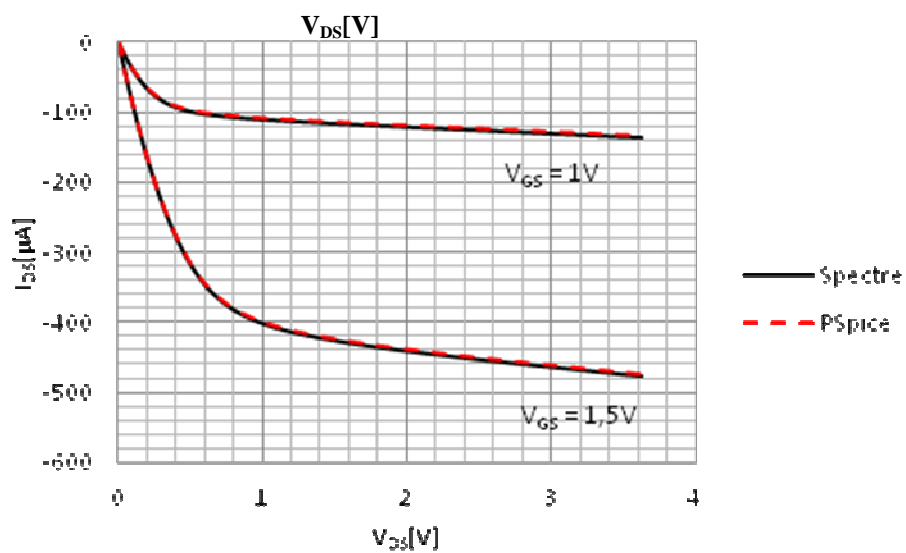
Relativní chyba [%]: 1,12

## E.2.2EPM

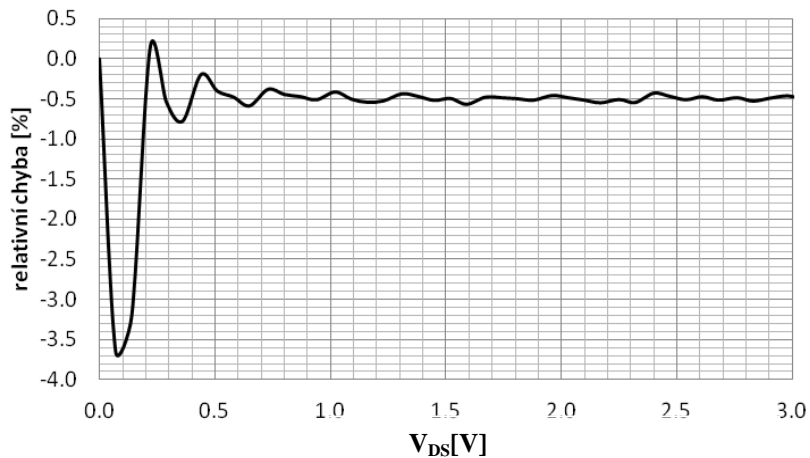


Obr. 5.50: měření DC charakteristik epm

### E.2.2.1 Výstupní charakteristika

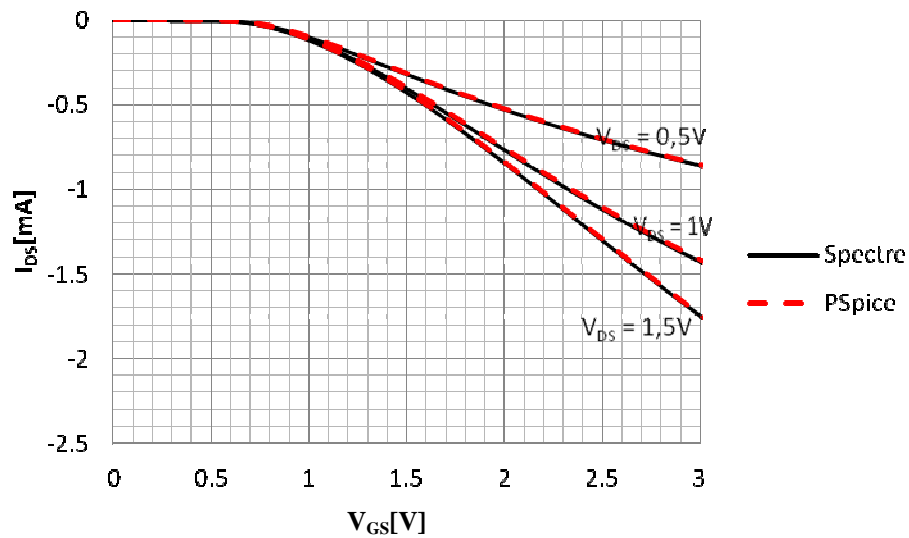


Obr. 5.51: Výstupní charakteristika tranzistoru epm



Obr. 5.52: relativní chyba simulace epm při  $V_{GD} = 1V$

### E.2.2.2 Převodní charakteristika

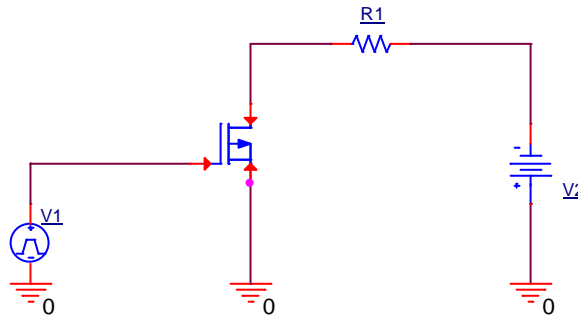


Obr. 5.53: Převodní charakteristika tranzistoru epm

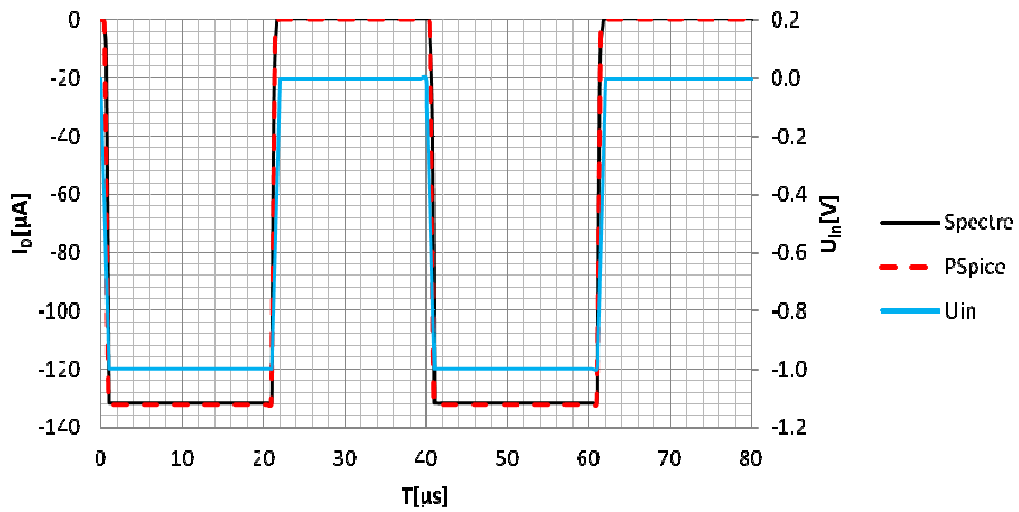
Relativní chyby:

$V_{DS}[V]$	0,5	1,0	1,5
chyba [%]	0,20	0,54	0,79

### E.2.2.3 Transientní průběh



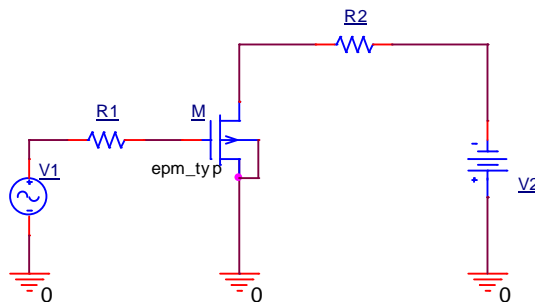
Obr. 5.54: Zapojení pro měření časového průběhu epm (Transient)



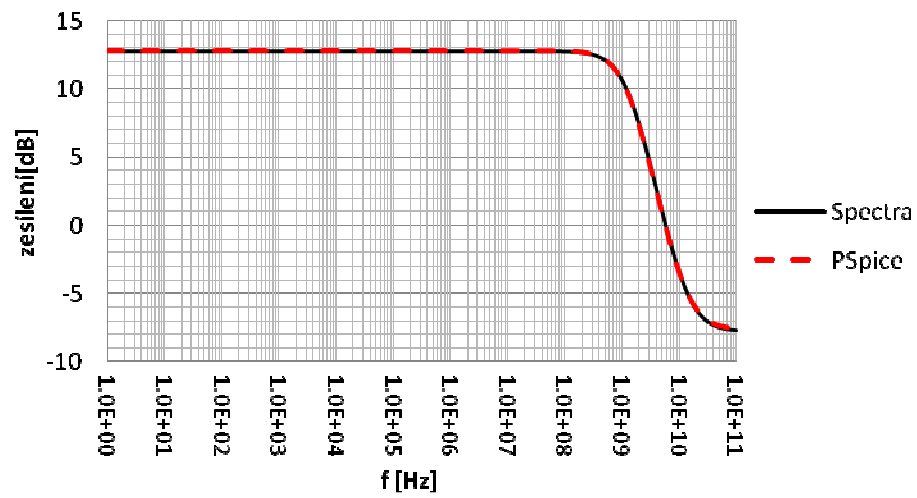
Obr. 5.55: transient epm pro  $R1=1k\Omega$

Relativní chyba [%]: -0,5

### E.2.2.4 Zesílení



Obr. 5.56: Zapojení pro měření přenosu (AC sweep) epm



Obr. 5.57: EPM\_W/L\_10u/0.35u

Kde hodnoty pro simulaci:  $V_1 = -1$  V;  $V = 3,3$  V;  $R_2 = 1$   $\Omega$ ;  $R_1 = 10$  k $\Omega$

Relativní chyba [%]: 1,2