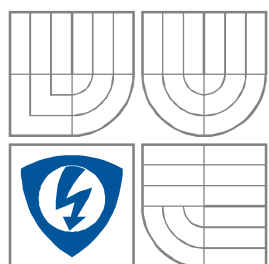


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

KNIHOVNA PRVKŮ S VLASTNÍM OHŘEVEM PRO PSPICE

PSPICE LIBRARY OF CIRCUIT ELEMENTS WITH SELFHEATING

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

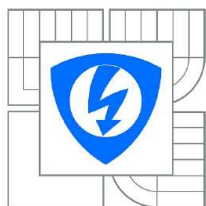
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

MARTIN ŠRUT

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. ZDENĚK KOLKA

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Martin Šrut
Ročník: 3

ID: 119633
Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Knihovna prvků s vlastním ohřevem pro PSpice

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se se systémem knihoven, formátem netlistu a tvorbou modelů pro simulační program PSpice. Popište základní principy elektrotepelné analogie. Vytvořte modely rezistoru, tranzistoru a polovodičové diody, které zahrnují vlastní ohřev v důsledku procházejícího proudu. Dále vytvořte modely pro typické chladiče. Výsledky demonstруйте na analýze nf zesilovače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DOBEŠ, J. Modely polovodičových prvků. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2003.

[2] FILKA, M., VRBA, K. Telekomunikační projekty - specializované přednášky. Skriptum. Brno: VUT v Brně, 1990.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 27.5.2011

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

Tato bakalářská práce je věnována tématu *Knihovna prvků s vlastním ohřevem pro PSpice*, který se zabývá teplotním nedostatkem v PSpice a návrhem modelů rezistoru, diody a tranzistoru s ošetřením tohoto problému. Práce teoreticky popisuje elektrotepelnou analogii, vytvořením tepelného náhradního obvodu a teorie tvorby modelů diody a tranzistoru. Dalším krokem je teoretický postup návrhu obecného obvodu, teorie systému knihoven a netlistu v PSpice a popis, jakými způsoby lze vytvářet makroobvody. Vlastním řešením celé práce je vytvoření modelu rezistoru, diody a tranzistoru s vlastním ohřevem. Dále jsou zobrazeny výsledky simulací těchto modelů. Model tranzistoru je odzkoušen na koncovém stupni nízkofrekvenčního zesilovače společně s modelem chladiče.

Klíčová slova

Elektrotepelná analogie veličin, PSpice, knihovny, modely diody, tranzistoru a chladiče, ohřev součástek.

Abstract

This bachelor's thesis is devoted to the topic *PSpice library of circuit elements with selfheating*, which deals with the lack of temperature in the PSpice and design models of the resistor, diode and transistor to the treatment of this problem. The thesis describes theoretically Electrothermal analogy, creating a thermal equivalent circuit model and the theory of creation diodes and transistors. The next step is a theoretical design procedure of general circuit, theory of system libraries and netlist in PSpice and a description of ways of creating subcircuits. Their own solution the whole thesis is creating a model of a resistor, diode and transistor with self-heating. Furthermore, the results are shown simulations of the models. Transistor model is tested on the output stage audio amplifier together with a model heatsink.

Keywords

Electrothermal analogy quantities, PSpice, libraries, models of diode, transistor and heatsink, heating elements.

ŠRUT, M. *Knihovna prvků s vlastním ohřevem pro PSpice*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 58 s. Vedoucí semestrální práce prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka.

Prohlášení

Prohlašuji, že svůj semestrální projekt na téma Knihovna prvků s vlastním ohřevem pro PSpice jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu 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 uvedeného semestrálního projektu dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 27. května 2011

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu prof. Dr. Ing. Zdeňku Kolkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

V Brně dne 27. května 2011

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	7
2	Tepelné jevy	8
2.1	Základní principy elektrotepelné analogie	8
2.2	Odvod tepla ze součástí	9
3	Model polovodičové diody	12
3.1	Charakteristika modelu	12
3.2	Parametry modelu	13
3.3	Statická část modelu	13
3.4	Teplotní závislosti modelu	15
3.5	Dynamická část modelu	16
4	Model bipolárního tranzistoru	18
4.1	Charakteristika modelu	18
4.2	Parametry modelu	19
4.3	Statická část modelu	20
4.4	Teplotní závislosti modelu	23
4.5	Dynamická část modelu	24
5	Simulační program PSpice	25
5.1	Obecný návrh obvodu	25
5.2	Historie třídy Spice	26
5.3	Systém knihoven a formát netlistu	27
5.4	Tvorba makroobvodů	29
6	Řešení modelu rezistoru	30
7	Řešení modelu polovodičové diody	32
7.1	Stejnoseměrná část modelu diody	33
7.2	Teplotní závislost modelu diody	34
7.3	Střídavá část modelu diody	35
7.4	Výsledky simulací modelu diody	36
8	Řešení modelu bipolárního tranzistoru	41
8.1	Stejnoseměrná část modelu bipolárního tranzistoru	42
8.2	Teplotní závislost modelu bipolárního tranzistoru	43
8.3	Výsledky simulací modelu bipolárního tranzistoru	44
9	Model chladiče	50
10	Analýza modelů nf zesilovačem	52
11	Závěr	53
	Seznam použité literatury	54
	Seznam použitých symbolů, zkratk a veličin	55
	Seznam použitých tabulek, obrázků a grafů	56
	Seznam příloh	58

1 Úvod

S rozvojem elektronických obvodů a se zvyšováním nároků na jejich přesnost a kvalitu konstruování se začaly hledat prostředky pro splnění těchto požadavků. Potřebná efektivita vývoje elektronických prvků a obvodů se získala při vytvoření počítačového simulačního softwaru. Základem těchto programů byl vhodný návrhový systém obsahující elementární elektronické prvky, ze kterých bylo možno navrhnout obvod, simulovat ho a následně ho zrealizovat. Velmi důležitou součástí jsou ideální modely vytvořené s co největší přesností, což minimalizovalo chyby výsledného reálného obvodu. Tímto vývojem se rozvíjel programový balík *OrCad* se známým programem *PSpice*.

Hlavním úkolem této bakalářské práce je eliminovat nedostatek, který *PSpice* obsahuje. Program pracuje s jednou konstantní teplotou, která je po celou dobu návrhu a simulace neměnná. V reálném prostředí se mění teplota prvků vlivem procházejícího proudu. V závislosti na teplotě se mění parametry součástek. Tento efekt nelze při práci v *PSpice* ovlivnit.

Vytvořením modelu prvku, s použitím známých rovnic se závislostí na teplotě, je možno ovlivňovat parametry prvku. Proto budou vytvořeny modely prvků podle zadání – rezistoru, polovodičové diody a bipolárního tranzistoru v programu *PSpice*. Modely bude možno v tomto simulačním programu ovlivňovat teplotou a měnit jejich parametry v závislosti na teplotě. Správnost modelů bude ověřena simulací jejich typických charakteristik.

2 Tepelné jevy

2.1 Základní principy elektrotepelné analogie

Popisující vztahy mezi veličinami elektrotepelné analogie jsou výsledkem shody rovnic. Veličiny jsou odvozovány postupně, navazují na předchozí, tudíž pořadí veličin je pevné.

Tab. 1: Tabulka tepelně-elektrických analogií [1]

TEPELNÁ VELIČINA:	ELEKTRICKÁ VELIČINA:
<u>Tepelná energie:</u> $W, w(t),$ [J], [cal] $1 \text{ cal} = 4,1868 \text{ J}$	<u>Elektrický náboj:</u> $Q, q(t),$ [C]
<u>Tepelný výkon</u> (tepelný tok, zářivý tok): $P, p(t),$ [W] $P = \frac{W}{t}, p(t) = \frac{dw(t)}{dt}$	<u>Elektrický proud:</u> $I, i(t),$ [A] $I = \frac{Q}{t}, i(t) = \frac{dq(t)}{dt}$
<u>Termodynamická teplota:</u> $T, T(t),$ [K] Měřeno vůči absolutní nule, tj. vůči nekonečně vzdálenému bodu ve vesmíru, zanedbáme-li teplotu reliktního vesmíru 2,725K.	<u>Elektrický potenciál:</u> $\varphi, \varphi(t),$ [V] Měřeno vůči nekonečně vzdálenému vztažnému bodu ve vesmíru.
<u>Teplota:</u> $\vartheta, \vartheta(t),$ [°C] $\vartheta = T - 273,$ 1°C = 1 K	--- Odpovídá volbě jiného vztažného bodu, jehož potenciál prohlásíme za nulový. Např. φ Země = 0 V, nebo přístrojová země potenciálově plovoucího elektrického obvodu atd.
<u>Oteplení:</u> $\Delta T = \Delta \vartheta = T_2 - T_1 = \vartheta_2 - \vartheta_1$ [K], [°C] $\Delta T(t) = T_2(t) - T_1(t),$	<u>Elektrické napětí:</u> $U = \varphi_2 - \varphi_1,$ [V] $u(t) = \varphi_2(t) - \varphi_1(t)$
<u>není definováno</u> (neužívá se) $? = \Delta TW$ [KJ]	<u>Elektrická energie:</u> $W = UQ = Fl$ [J] $w(t) = \int u(t) dq(t) = \int u(t) i(t) dt$
<u>není definováno</u> (neužívá se) $? = \Delta TP$ [KW]	<u>Elektrický výkon:</u> $P = UI$ [W] $p(t) = u(t) i(t)$
<u>Tepelný odpor, vodivost</u> (modifikovaný Fourierův zákon): $R_{\vartheta} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{\Delta T(t)}{p(t)}$ [K/W] $R_{\vartheta} = \frac{1}{G_{\vartheta}} = \rho_{\vartheta} \frac{l}{S} = \frac{1}{\lambda} \frac{l}{S}$ měrný tepelný odpor $\rho_{\vartheta} = \frac{1}{\lambda}$ [Kms/J]	<u>Elektrický odpor, vodivost</u> (Ohmův zákon): $R = \frac{U}{I} = \frac{u(t)}{i(t)}$ [Ω] $R = \frac{1}{G} = \rho \frac{l}{S} = \frac{1}{g} \frac{l}{S}$ měrný elektrický odpor $\rho = \frac{1}{g}$ [Ωm]

<p>měrná tepelná vodivost</p> $\lambda = \frac{1}{\rho_{\vartheta}} \quad [\text{J/Kms}]$	<p>měrná elektrická vodivost</p> $g = \frac{1}{\rho} \quad [\text{S/m}]$
<p><u>Tepelná kapacita (krystalové mřížky):</u></p> $C_{\vartheta} = \frac{W}{\Delta T} = \frac{dW}{dT} \quad [\text{J/K}]$ $C_{\vartheta} = cm \quad [\text{J/K Kg}]$ <p>c – měrné teplo m – hmotnost</p>	<p><u>Elektrická kapacita:</u></p> $C = \frac{Q}{U} = \frac{dQ}{dU} \quad [\text{F}]$ $C = \varepsilon \frac{S}{l} \quad [\text{F/m}]$ <p>ε – permitivita</p>
<p><u>Tepelná časová konstanta:</u></p> $\tau_{\vartheta} = R_{\vartheta} C_{\vartheta} \quad [\text{s}]$	<p><u>Elektrická časová konstanta:</u></p> $\tau = RC \quad [\text{s}]$
<p><u>Plošná hustota tepelného výkonu (tepelného toku, zářivého toku):</u></p> $j_{\vartheta} = \frac{P}{S} = \frac{dP}{dS} \quad [\text{W/m}^2]$ $j_{\vartheta} = \frac{P}{S} = \frac{\Delta T}{R_{\vartheta} S}$ $j_{\vartheta}(t) = \frac{dp(t)}{dS}$	<p><u>Proudová hustota:</u></p> $\sigma = \frac{I}{S} = \frac{dI}{dS} \quad [\text{A/m}^2]$ $\sigma = \frac{U}{RS}$ $\sigma(t) = \frac{di(t)}{dS}$
<p><u>Součinitel přestupu tepla (měrná chladivost):</u></p> $\alpha = \frac{j_{\vartheta}}{\Delta T} = \frac{dj_{\vartheta}}{dT} \quad [\text{W/Km}^2]$ $\alpha = \frac{j_{\vartheta}}{\Delta T} = \frac{1}{R_{\vartheta} S} = \frac{G_{\vartheta}}{S}$	<p><u>není definováno (neužívá se):</u></p> $? = \frac{\sigma}{U} = \frac{d\sigma}{dU}$ $? = \frac{1}{RS} = \frac{G}{S}$
<p><u>Teplotní gradient:</u></p> $\text{grad } T = \frac{dT}{dx} \quad [\text{K/m}]$ $\text{grad } T = \rho_{\vartheta} j_{\vartheta}$	<p><u>Elektrická intenzita:</u></p> $E = \frac{F}{Q} = \frac{U}{x} = \frac{dU}{dx} \quad [\text{V/m}]$ $E = \rho\sigma$

Tepelná a elektrická energie jsou z fyzikálního hlediska rovnocenné a mají stejnou jednotku, ale vzájemná analogie v této tabulce neodpovídá. Poté je potřeba zdůraznit případ, kdy příslušný analog není definován, jelikož se *neužívá*, jako třeba výše popsaná elektrická energie. Druhým případem je, když principiálně analog *neexistuje*, to je u elektrické indukčnosti. V přírodě totiž není znám jev, při kterém by oteplení tělesa bylo úměrné derivaci přiváděného tepelného výkonu podle času („tepelný indukční zákon“ neexistuje).

Významná veličina v tabulce je *součinitel přestupu tepla α (měrná chladivost)*. Veličina udává, jak velký výkon je těleso schopno předat do okolí svým jednotkovým povrchem 1 m^2 , při rozdílu teplot 1 K [1].

2.2 Odvod tepla ze součástek

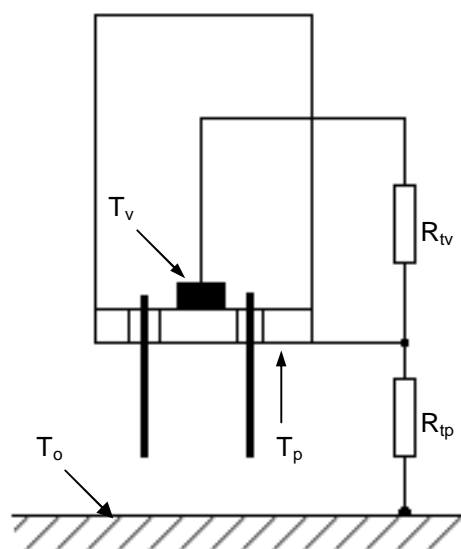
Teplu je, u polovodičových součástek, generováno na obou přechodech dvou typů polovodiče. Přechod zvládne takový maximální výkon, který je závislý na materiálu polovodiče a vlastních úprav pro odvod tepla z vnitřní struktury polovodiče. Výrobce dané

údaje vymezují dovolené hodnoty. Jedním z těchto parametrů je maximální dovolená teplota přechodu T_{vmax} . Dalším katalogovým údajem je tzv. vnitřní tepelný odpor R_{tv} a tepelný odpor mezi pouzdem součástky a jejím okolím R_{tp} , celkový tepelný odpor je dán jejich součtem $R_{vp} = R_{tv} + R_{tp}$ [2].

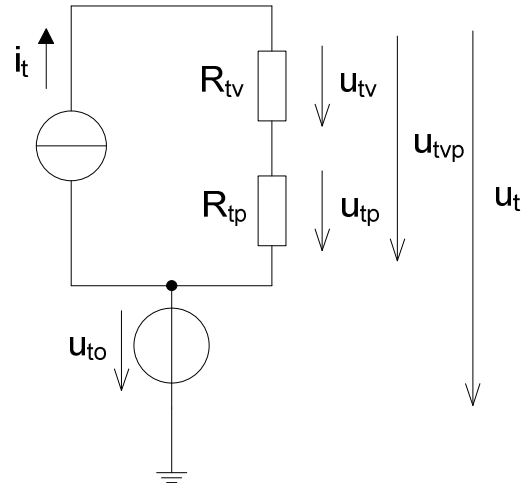
Účinkem elektrického výkonu P , který je rozprostírán na přechodu polovodičového prvku, se produkuje tepelný tok, který plyne z tohoto přechodu na pouzdro součástky a do okolního prostředí. Součástka klade prostupujícímu tepelnému toku určitý odpor, který je závislý na vlastních parametrech součástky a okolí, tj. fyzikální vlastnosti polovodičového materiálu a povrchu součástky, na jeho teplotě a na vlastnostech okolního prostředí. Přesné řešení těchto tepelných jevů by bylo příliš složité vzhledem k velkému počtu neznámých a obtížně zjistitelných parametrů. Proto můžeme získat jednoduchý lineární elektrický obvod zavedením několika předpokladů a tepelné veličiny nahradit analogickými elektrickými veličinami. Zavedené předpoklady jsou následující:

- rozměry vlastního polovodičového prvku (oblast, v které dochází k přeměně elektrické energie na tepelnou) lze zanedbat proti rozměrům chladicí soustavy (pouzdro součástky) – oblast přeměny považujeme za bodovou, tudíž za izotermální,
- tok tepelné energie je analogií toku elektrického náboje (elektrického proudu v náhradním obvodu),
- teplotní rozdíl je analogií elektrického napětí v náhradním obvodu,
- tepelný odpor je analogií lineárního elektrického odporu v náhradním obvodu,
- celá soustava je v ustáleném stavu [2].

Za těchto předpokladů je možné sestavit náhradní lineární obvod pro odvod tepla ze součástky. Na Obr. 1 je znázorněn model takovéto soustavy a na Obr. 2 je zakreslen příslušný náhradní obvod.



Obr. 1: Model tepelné soustavy [2]



Obr. 2: Tepelný náhradní obvod [2]

Teplota přechodu polovodiče T_v , teplota pouzdra součástky T_p , teplota okolí T_o (teploty jsou udávány ve $^{\circ}\text{C}$ nebo v K), proudový zdroj i_t značí tepelný proud, který je daný rozptýleným ztrátovým výkonem P [W] na kolektorovém přechodu tranzistoru. Dále se zavádí tzv. *teplotní napětí* u_{to} udávané ve $^{\circ}\text{C}$ nebo v K a platí, že $u_{to} \cong T_o$. Tepelný spád na vnitřním tepelném odporu tranzistoru $u_{tv} \cong T_v - T_p$, tepelný spád mezi pouzdrem součástky a okolním prostředím $u_{tp} \cong T_p - T_o$, celkový tepelný spád mezi kolektorovým přechodem a okolním prostředím $u_{tvp} \cong T_v - T_o$, teplotní napětí (teplota) kolektorového přechodu u_t . Vnitřní tepelný odpor R_{tv} ve $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ nebo v K/W uvádí odpor odvodu tepla z přechodu polovodiče na pouzdro součástky

$$R_{tv} = \frac{u_{tv}}{i_t} \cong \frac{T_v - T_p}{P}, \quad (1)$$

a vnější tepelný odpor R_{tp} také ve $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ nebo v K/W uvádí odpor odvodu tepla z pouzdra do okolního prostředí součástky

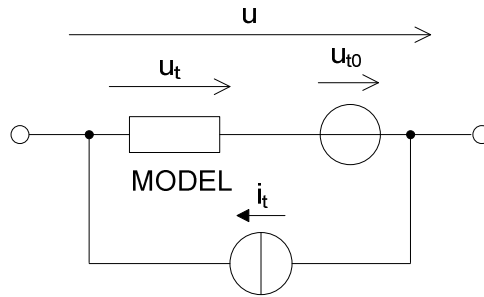
$$R_{tp} = \frac{u_{tp}}{i_t} \cong \frac{T_p - T_o}{P}. \quad (2)$$

Lze uvést celkový tepelný odpor

$$R_{tvp} = \frac{u_{tvp}}{i_t} = \frac{T_v - T_o}{P} \quad (3)$$

$$\text{nebo } R_{tvp} = R_{tv} + R_{tp} \quad [2]. \quad (4)$$

Hlavní myšlenkou při tvorbě modelů s teplotní závislostí je to, že k modelu je připojeno teplotní napětí u_{to} , které představuje oteplení modelu a paralelně k nim zdroj proudu představující tepelný výkon.



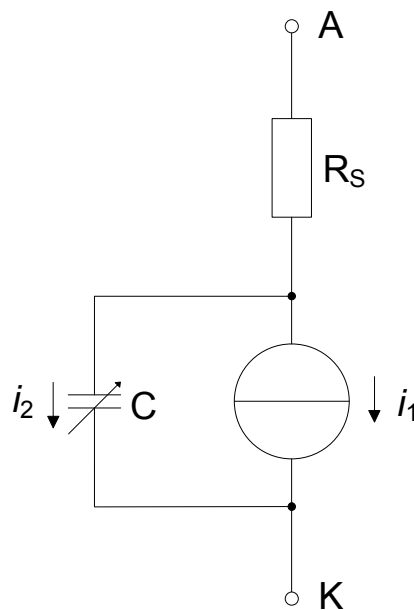
Obr. 3: Základní strategie tvorby modelů s teplotní závislostí

3 Model polovodičové diody

3.1 Charakteristika modelu

V programech SPICE je možno modelovat polovodičové diody s přechodem PN i typy diod kov-polovodič. Model toleruje odchylky od teoreticky odvozené exponenciální závislosti voltampérové charakteristiky diody. Důležitost se příkládá i nedestruktivnímu průrazu: Zenerův jev je definován dvěma speciálními parametry modelu. Z dynamického hlediska - akumulční jevy přechodu PN jsou popsány dvěma typy kapacit: difúzní a bariérovou kapacitou. Bariérová kapacita je definována standardním vztahem. Paralelní difúzní kapacita, jejíž proud je potřeba určit časovou derivací vlastního náboje. Teplotní vlastnosti modelu jsou definovány nejen závislostí saturačního proudu a bariérové kapacity diody na absolutní teplotě, ale i přesnějšími teplotními závislostmi dalších parametrů modelu[4].

Náhradní obvod modelu polovodičové diody je zobrazen na Obr. 4. Symbol zdroje proudu značí procházející proud diodou při statické voltampérové charakteristice. Paralelní bariérová a difúzní kapacita je znázorněna jako nastavitelný kondenzátor pro dynamickou část modelu. Sériová rezistence modelu diody je označena značkou lineárního odporu[4].



Obr. 4: Náhradní obvod modelu polovodičové diody

3.2 Parametry modelu

Stejnoseměrný model diody je určen exponenciální funkcí saturačního proudu s parametrem I_S , emisním koeficientem N a ohmickým sériovým odporem R_S , v novějších verzích programu SPICE základní voltampérovou charakteristiku diody zdokonalují pomocí proudu při ohybu charakteristiky I_{KF} , rekombinačního saturačního proudu I_{SR} a k němu příslušného emisního koeficientu N_R . Akumulace náboje je definována průletovou dobou TT a nelineární kapacitou vyprázdněné oblasti, určenou kapacitou PN přechodu při nulovém napětí C_{JO} , zabudovaným potenciálem V_J a exponentem bariérové kapacity M . Nedestruktivní průraz přechodu se modeluje exponenciálním růstem proudu závěrně orientované diody a je popsán průrazným napětím BV , zpětným proudem diody při průrazném napětí IBV , resp. $IBVL$ pro malé proudy, a příslušnými koeficienty NBV a $NBVL$. Teplotní závislost saturačního proudu je definována šířkou zakázaného pásu EG a teplotním exponentem X_{TI} . Dále také parametry určují teplotní závislosti koeficienty průrazného napětí $TBV1$ (lineární) a $TBV2$ (kvadratický), lineární teplotní koeficient proudu při ohybu charakteristiky $TIKF$ a teplotní koeficienty ohmického sériového odporu $TRS1$ (lineární) a $TRS2$ (kvadratický)[4].

3.3 Statická část modelu

Základní rovnice proudu procházející přechodem PN v závislosti napětí na přechodu je všeobecně známá – jedná se o Shockleyho vztah

$$i'_1 = I_S \left(e^{\frac{v_d}{nv_T}} - 1 \right), \quad (5)$$

kde $v_d = v_a - v_c$ je napětí na diodě, $v_T = \frac{kT}{q}$ je teplotní napětí, T je absolutní teplota v K, q je elementární náboj ($1,602 \times 10^{-19}$ C) a k je Boltzmanova konstanta ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K). Teplotní napětí lze snadno ověřit dosazením a při absolutní teplotě 300 K nabývá známé hodnoty 25,8 mV. Pro přesnější vyjádření této rovnice se zavádí emisní koeficient n [4].

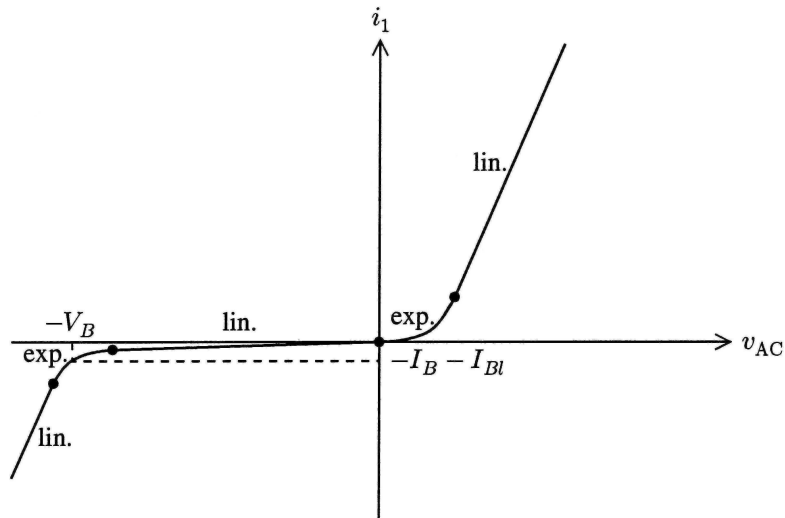
Starší verze programu SPICE řeší přetečení exponenciální funkce, velkou kladnou hodnotou napětí v_d , a podtečení, velkou zápornou hodnotou tohoto napětí, linearizací voltampérové charakteristiky diody. Určí se dolní a horní limit napětí v_d , při němž se proud i'_1 určí rovnou podle vztahu (5). Zleva i zprava od těchto hraničních bodů se původní funkce (5) převede na polopřímky, které mají v postranních bodech stejnou funkční hodnotu i'_1 i stejnou hodnotu derivace i'_1 podle v_d . Spodní hranicí je vhodné použít nulové napětí – polopřímka zleva je určena vztahem

$$i'_1 = \frac{I_S}{nv_T} v_d \quad \text{pro } v_d > 0; \quad (6)$$

za horní limit je vhodné určit součin emisního koeficientu n a šířky zakázaného pásu ve voltech E_g – polopřímka zprava je určena vztahem

$$i'_1 = I_S \left[e^{\frac{E_g}{v_T} \left(\frac{v_d}{nv_T} - \frac{E_g}{v_T} + 1 \right)} - 1 \right] \text{ pro } v_d > nE_g. \quad (7)$$

Podobným stylem lze řešit i oboustranné omezení exponenciální funkce proudu diody v závěrném směru. Kompletní voltampérovou charakteristiku diody složit z pěti částí podle Obr. 5. Ve čtyřech bodech, kde se částí průběhu grafu spojují, jsou stejné funkční hodnoty proudu i'_1 a stejné hodnoty derivací podle v_d zleva i zprava [4].



Obr. 5: Linearizovaná voltampérová charakteristika diody [4]

Současné verze programu SPICE však řeší problém přesáhnutí exponenciální funkce odlišným způsobem pomocí logaritmického tlumení divergence. Propojení průběhů vyjádřenými rovnicemi (5) a (6) je umístěno v bodě $v_d = 0$ pouze ve starších verzích programu SPICE, novější verze nastavují bod na $v_d = -5nv_T$ pro obdržení reálnější hodnoty dynamické vodivosti diody ve zpětné části charakteristiky [4].

Novější verze programu SPICE určují výsledný proud fyzikálně přesnějším způsobem jako rozdíl přímého (forward) a zpětného (reverse) proudu

$$i_1 = i_{1F} - i_{1R}, \quad (8)$$

kde přímý proud je dán součtem známého proudu i'_1 násobeného injekčním faktorem k_i a rekombinačního proudu i_r násobeného generačním faktorem k_g

$$i_{1F} = k_i i'_1 + k_g i_r, \quad (9)$$

$$i_r = I_{Sr} \left(e^{\frac{v_d}{n_r v_T}} - 1 \right), \quad (10)$$

$$k_i = \sqrt{\frac{I_K}{I_K + i_1'}}, k_g = \left[\left(1 - \frac{v_d}{\phi_0} \right)^2 + 5 \times 10^{-3} \right]^{\frac{m}{2}}, \quad (11), (12)$$

kde n_r je emisní koeficient pro rekombinační saturační proud, I_K je proud při ohybu charakteristiky, ϕ_0 je zabudovaný potenciál a m je exponent bariérové kapacity. Zpětný proud je součet složek charakterizovaných různými emisními koeficienty, viz Obr. 5:

$$i_{1R} = I_B e^{-\frac{v_d + V_B}{n_B v_T}} + I_{Bl} e^{-\frac{v_d + V_B}{n_{Bl} v_T}}, \quad (13)$$

kde I_B je zpětný proud při průrazném napětí, V_B je průrazné napětí, n_B je emisní koeficient zpětného proudu. Index „malé l “ označuje, že daný parametr je uváděn pro malé proudy [4].

3.4 Teplotní závislosti modelu

Modely polovodičových diod v závislosti na teplotě jsou většinou odvozeny z fyzikálních analýz vlastností polovodičů. Ve stejnosměrné části modelu jde o saturační proud, který závisí na absolutní teplotě $T = 300 \text{ K}$ podle vztahu

$$I'_S = I_S \left(\frac{T'}{T} \right)^{\frac{X_{TI}}{n}} e^{\frac{qE_g}{nk} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T'} \right)}, \quad (14)$$

kde teplotní exponent X_{TI} pro diodu s přechodem PN je okolo 3, T' je aktuální teplota modelu [4].

Programy SPICE využívají k zdokonalení teplotních závislostí některé semiempirické vztahy. Zejména šířku zakázaného pásu určují funkcí absolutní teploty

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{\beta + T}, \quad (15)$$

kde experimentálně získané konstanty jsou $E_g(0) = 1,16 \text{ eV}$, $\alpha = 7,02 \times 10^{-4} \text{ eV/K}$ a $\beta = 1108 \text{ K}$.

V dynamické části modelu jsou teplotně ovlivňovány parametry zabudovaného potenciálu ϕ_0 a bariérová kapacita přechodu při nulovém předpětí C_{J0} . Využitím semiempirických vztahů jsou výsledné teplotní závislosti uvedených parametrů definovány následujícími vztahy

$$\phi'_0 = \phi_0 \frac{T'}{T} - 3 \frac{kT'}{q} \ln \frac{T'}{T} - \left[\frac{T'}{T} E_g(T) - E_g(T') \right], \quad (16)$$

$$C'_{J0} = C_{J0} \left\{ 1 + m \left[4 \times 10^{-4} (T' - T) - \frac{\phi'_0 - \phi_0}{\phi_0} \right] \right\}, \quad (17)$$

zatímco nové verze programu SPICE obsahují teplotní závislosti dalších parametrů modelu, pro rekombinační saturační proud, proud při ohybu V-A charakteristiky, průrazné napětí a ohmický sériový odpor s patřičnými teplotními koeficienty

$$I'_{Sr} = I_{Sr} \left(\frac{T'}{T} \right)^{\frac{X_{sr}}{n_r}} e^{\frac{qE_g}{n_r k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T'} \right)}, \quad (18)$$

$$I'_K = I_K [1 + tik(T' - T)], \quad (19)$$

$$V'_B = V_B [1 + tbv_1(T' - T) + tbv_2(T' - T)^2] \quad (20)$$

$$R'_S = R_S [1 + trs_1(T' - T) + trs_2(T' - T)^2] \quad (21)$$

Rozdíly mezi teplotním modelem vytvořeného z teoretických rovnic a modelem zabudovaným v programech SPICE při teplotách okolo $T' = 350$ K nejsou příliš velké. Avšak při větších teplotních rozdílech je nepřesnost mezi teoretickými a semiempirickými vztahy značnější – zejména při teplotách nad 130 °C odpovídají lépe výsledky změřené pomocí semiempirických vztahů [4].

3.5 Dynamická část modelu

Akumulační jevy definují dynamické chování diody dvěma kapacitami – bariérovou a difúzní. Náboj produkovaný difúzní kapacitou je přímo úměrný proudu tekoucímu stejným směrem částí modelu

$$q_d = \tau_D i_1, \quad (22)$$

kde τ_D je průletová doba, zatímco proud způsobený difúzní kapacitou je časovou derivací téhož náboje

$$i_d = \dot{q}_d. \quad (23)$$

Po upravení této rovnice lze lehce vyjádřit difúzní kapacitu

$$i_d = \frac{dq_d}{dv_d} \dot{v}_d = \tau_D \frac{di_1}{dv_d} \dot{v}_d = c_d \dot{v}_d. \quad (24)$$

Proud difúzní kapacitou i_d není vhodné formulovat z numerického hlediska přímo pomocí rovnice (22). Protože soustava nelineárních algebro-diferenciálních rovnic obvodu se vyjadřuje pomocí modifikované Newtonovy metody, v které se rovnice jednotlivě derivují podle obvodových proměnných. Jestliže by se rovnice (24) derivovala podle napětí v_d , bylo by potřeba vyčíslit druhou derivaci proudu i_1 podle tohoto napětí, která již není spojitá a to může záporně ovlivňovat konvergenční proces. Pro výpočet proudu difúzní kapacitou podle rovnic (22) a (23) tento nedostatek nenastane [4].

Bariérová kapacita je dána základním vztahem

$$c_b = \frac{C_{J0}}{\left(1 - \frac{v_d}{\phi_0}\right)^m}. \quad (25)$$

Jelikož je potřeba při výpočtu difúzní kapacity určit náboj q_d jí způsobený, je nasnadě stanovit i náboj q_b způsobený bariérovou kapacitou integrováním vztahu $dq_b = c_b dv_d$

$$\int_0^{q_b} dq'_b = \int_0^{v_d} \frac{C_{J0}}{\left(1 - \frac{v'_d}{\phi_0}\right)^m} dv'_d. \quad (26)$$

Provede se potřebná substituce na pravé straně rovnice $1 - \frac{v'_d}{\phi_0} = x$, $dv'_d = -\phi_0 dx$, která vede k výpočtu integrálu

$$q_b = -\phi_0 \int_1^{1 - \frac{v_d}{\phi_0}} \frac{C_{J0}}{x^m} dx, \quad (27)$$

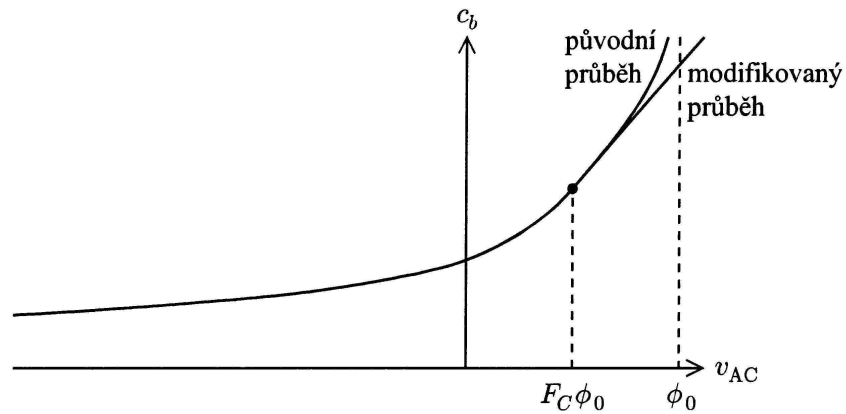
vyčíslením tohoto integrálu vznikne výsledný vztah pro náboj bariérové kapacity využívaný programy SPICE

$$q_b = \frac{C_{J0}\phi_0}{1-m} \left[1 - \left(1 - \frac{v_d}{\phi_0}\right)^{1-m} \right]. \quad (28)$$

Celkový náboj na přechodu PN polovodičové diody je stanoven jako součet obou nábojů $q = q_d + q_b$ a pomocí časové derivace celkového náboje se získá proud vytvořený akumulacími jevy

$$i_2 = i_d + i_b = \dot{q}_d + \dot{q}_b = \dot{q} \quad [4]. \quad (29)$$

Standardní vztah (25) vyjadřující bariérovou kapacitu v závislosti na v_d je potřeba linearizovat. Pokud by nastal případ, že se napětí v_d přibližuje k zabudovanému potenciálu ϕ_0 , rostla by i bariérová kapacita c_b nad dovolené hranice. Tento případ jde eliminovat tím, že se původní průběh pro $v_d > F_C\phi_0$ nahradí polopřímkou, která má stejnou hodnotu funkce i derivace funkce podle v_d jako původní průběh v bodě $v_d = F_C\phi_0$ – viz Obr. 6 [4].

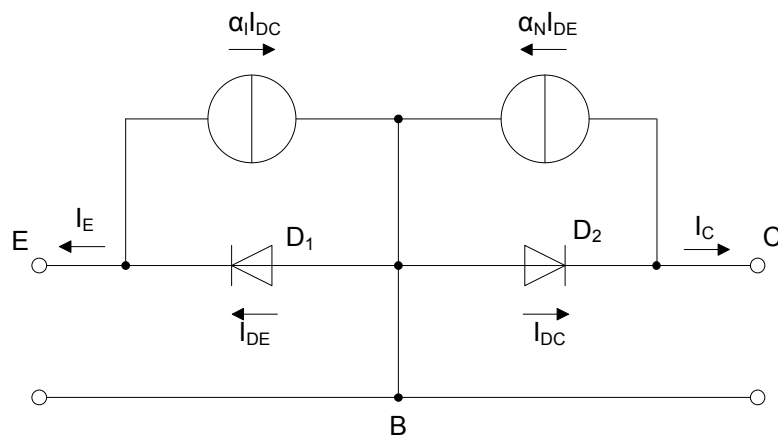


Obr. 6: Linearizace bariérové kapacity [4]

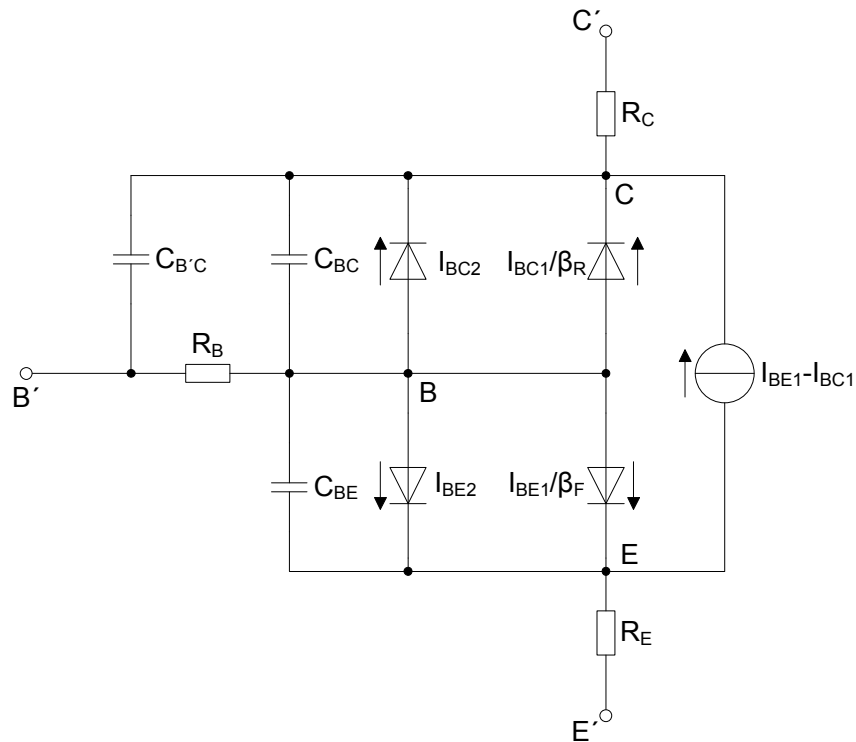
4 Model bipolárního tranzistoru

4.1 Charakteristika modelu

Základním modelem bipolárního tranzistoru s nelineárními prvky je Ebers-Mollův model (Obr. 7). Tento model ovšem nedosahuje takové přesnosti a tím pádem programy SPICE obsahují přesnější Gummel-Poonův model. Ale i tento model byl mnohokrát zkvalitňován z numerických i fyzikálních hledisek a postupem času vzniká nová verze, tzv. modifikovaný Gummel-Poonův model (Obr. 8), který je již na dnešní poměry velice kvalitní. Zde se bude pracovat právě s tímto modelem [4].



Obr. 7: Ebers-Mollův model bipolárního NPN tranzistoru



Obr. 8: Gummel-Poonův model bipolárního NPN tranzistoru

Ve stejnosměrném modelu je zprvu popsána čtveřice (dvě paralelní dvojice) diod modelu popisující klesání zesílení tranzistoru při malých proudech. Pokračuje definování rovnic způsobujících pokles tohoto zesílení při velkých proudech. Dále tyto vztahy velkým podílem figurují i při modelování sklonu výstupních charakteristik tranzistoru. Dvěma způsoby je zde popsáno modelování závislosti odporu báze na bázovém proudu, které je důležité při analýze výkonových integrovaných obvodů. Model integrovaného tranzistoru by měl být také opatřen substrátovou diodou, která je v různých typech tranzistorů jinak uspořádaná a orientovaná. Poslední úpravou statické části modelu je kolektorový zdroj proud popisující režim tzv. kvazisaturace tranzistoru, která významně upravuje výstupní charakteristiky zejména u vysokonapěťových tranzistorů [4].

V začátku popisu teplotních charakteristik jsou uváděny exponenciální závislosti saturačních proudů a ideálních proudových zesílení na absolutní teplotě. Poté navazují kvadratické funkce popisující teplotní závislosti sériových odporů. Teplotní závislosti jsou podobné jako u modelu polovodičové diody, proto nesmí chybět ani závislosti zabudovaných potenciálů a bariérových kapacit při nulovém předpětí na absolutní teplotě [4].

Důležitými prvky v dynamické části modelu je průletová doba v závislosti na proudu a napětí, která definuje difúzní kapacitu, a proto je nejvýznamnějším parametrem tranzistoru v dynamické části. Bariérové kapacity přechodů báze-emitor a báze-kolektor jsou poté definovány, pro zpřesnění při modelování je kapacita báze-kolektor rozdělena mezi vnitřní a vnější bázi a kolektor. Dynamickou část modelu doplňují bariérová kapacita substrátové diody, jejím modelování je možno také zpřesnit rozdělením mezi vnitřní a vnější kolektor, a nelineární kapacity popisující střídavé prvky kvazisaturace [4].

4.2 Parametry modelu

Statický model bipolárního tranzistoru je popsán parametry: I_S – transportní saturační proud, N_F – emisní koeficient, I_{SE} – svodový saturační proud báze-emitor, N_E – svodový emisní

koeficient báze-emitor, I_{KF} – proud ohybu charakteristiky v přímém směru pro pokles zesílení, NK – směrnice po ohybu charakteristiky a BF (β_F) – ideální proudové zesílení, které určují přenosové charakteristiky normálně zapojeného tranzistoru, parametry: I_S , NR – emisní koeficient, ISC – svodový saturační proud báze-kolektor, NC – svodový emisní koeficient báze-kolektor, I_{KR} – proud ohybu charakteristiky v inverzním směru pro pokles zesílení, NK a BR (β_R) – ideální proudové zesílení, které určují přenosové charakteristiky inverzně zapojeného tranzistoru a parametry: V_{AF} – Earlyho napětí v normálním zapojení a V_{AR} – Earlyho napětí v inverzním zapojení, které určují výstupní vodivost tranzistoru. Sériové odpory tranzistoru jsou definovány nelineárním rezistorem báze s parametry: RB (r_B) – největší odpor báze při nulovém předpětí, R_{Bm} (r_{Bm}) – nejmenší odpor báze a I_{RB} (I_{rB}) – proud při němž je odpor báze v polovině poklesu k minimu, a lineárními rezistory kolektoru a emitoru s ohmickými hodnotami odporu RC a RE [4].

Nahromadění náboje v bázi je popisováno proudově i napěťově závislou průletovou dobou určenou parametry pro normální zapojení: TF (τ_F) – ideální průletová doba, I_{TF} ($I_{\tau F}$) – proud určující závislost průletové doby na proudu kolektoru, V_{TF} ($V_{\tau F}$) – napětí určující závislost průletové doby na napětí báze-kolektor a X_{TF} ($X_{\tau F}$) – koeficient určující závislost ideální průletové doby, pak průletovou dobou inverzně zapojeného tranzistoru TR (τ_R) a dvěma nelineárními bariérovými kapacitami určenými parametry: C_{JE} – bariérová kapacita při nulovém předpětí, V_{JE} – zabudovaný potenciál, M_{JE} – exponent bariérové kapacity pro přechod báze-emitor a C_{JC} , V_{JC} , M_{JC} , X_{CJC} – část kapacity připojené k vnitřní bázi a X_{CJC2} – část kapacity připojené k vnější bázi pro přechod báze-kolektor [4].

Teplotní závislosti saturačních proudů jsou dány šířkou zakázaného pásu EG a teplotním exponentem X_{TI} . Teplotní závislosti obou ideálních proudových zesilovacích činitelů jsou určeny teplotním koeficientem ideálního proudového zesílení X_{TB} . Kvadratické teplotní závislosti sériových odporů jsou definovány parametry: $TRB1$, $TRB2$, $TRM1$, $TRM2$, $TRC1$, $TRC2$, $TRE1$, $TRE2$ [4].

4.3 Statická část modelu

Značky dvou paralelních diod mezi bází a emitorem označují normální neboli přímý proud (forward diffusion) a svodový neboli propustný (leakage) proud báze-emitor. Oba proudy jsou dány obvyklým způsobem

$$i_f = I_S \left(e^{\frac{v_{be}}{n_F v_T}} - 1 \right) \quad (30)$$

$$i_e = I_{SE} \left(e^{\frac{v_{be}}{n_E v_T}} - 1 \right), \quad (31)$$

kde $v_{be} = v_B - v_E$ a $v_T = \frac{kT}{q}$. Obě rovnice lze linearizovat podobnou teorií jako voltampérová charakteristika diody bez průrazu na Obr. 5. Modely tranzistorů v programu SPICE průraz neobsahují, pokud ho chceme využít, musí se k tranzistoru přidat diody se správně nastaveným průrazným napětím (Zenerův průraz) [4].

Druhá dvojice paralelních diod mezi bází a kolektorem značí inverzní neboli zpětný proud (reverse diffusion) a svodový nebo také propustný proud báze-kolektor (leakage, collector), $v_{bc} = v_B - v_C$.

$$i_r = I_S \left(e^{\frac{v_{bc}}{n_R v_T}} - 1 \right) \quad (32)$$

$$i_c = I_{SC} \left(e^{\frac{v_{bc}}{n_C v_T}} - 1 \right). \quad (33)$$

Zavedení dvojice paralelních proudů i_f a i_e a dvojice i_r a i_c způsobují parametry I_S , I_{SE} , I_{SC} , I_{NF} , I_{NE} , I_{NR} a I_{NC} , které pomáhají popisovat pokles zesílení tranzistoru při malých proudech. Tyto vztahy jsou však pevně svázané s modelováním poklesu tohoto zesílení pro velké proudy. Stejně tak i se sklonem výstupních charakteristik tranzistoru. Tudíž je potřeba prvně poukázat na rovnice definující tyto jevy pro malé hodnoty proudů [4].

Při velkých proudech pokles zesílení tranzistoru definují jiné parametry, konkrétně pak I_{KF} a I_{KR} a vztah

$$k_i = \frac{2}{1 + \left[1 + 4 \left(\frac{i_f}{I_{KF}} + \frac{i_r}{I_{KR}} \right) \right]^{n_K}}, \quad (34)$$

sklon výstupních charakteristik tranzistoru definují parametry V_{AF} a V_{AR} a vztah

$$k_v = 1 - \frac{v_{be}}{V_{AR}} - \frac{v_{bc}}{V_{AF}} \quad [4]. \quad (35)$$

Složením vztahů (30) až (35) vznikají základní statické proudy tranzistoru

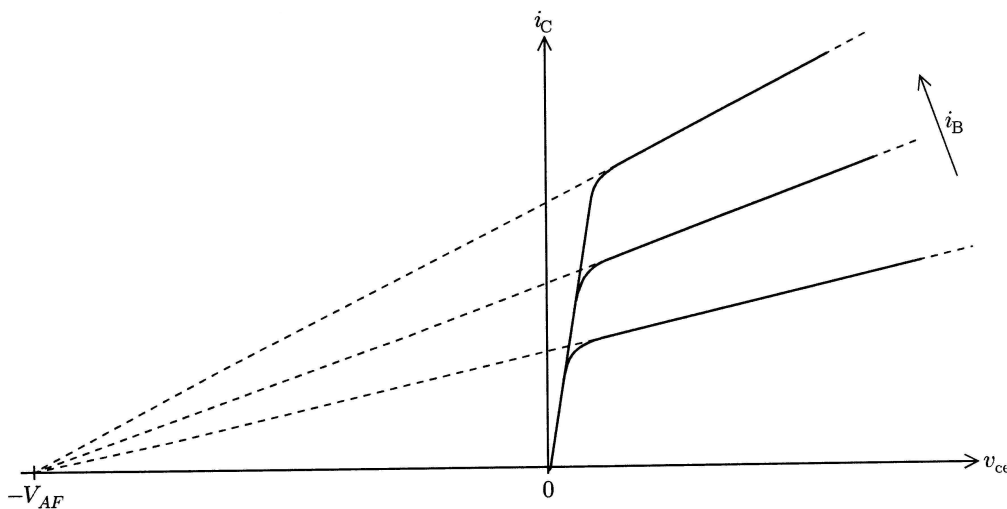
$$i_1 = \frac{i_f}{\beta_F} + i_e, \quad (36)$$

$$i_2 = \frac{i_r}{\beta_R} + i_c, \quad (37)$$

$$i_3 = k_i k_v (i_f - i_r). \quad (38)$$

Mechanismus modelování poklesu proudového zesílení při malých proudech je patrný z následující úvahy za předpokladu, že: $I_S = 10^{-15}$ A, $I_{SE} = 10^{-13}$ A, $n_F = 1$, $n_E = 2$, $\beta_F = 100$ a při teplotě $T = 300$ K. Pro malé napětí v_{be} (0,4 V) je hodnota proudu i_e větší než hodnota poměru i_f/β_F , dále však při větším napětí v_{be} již proud i_e neroste tolik jako poměr i_f/β_F , to vyplývá ze vzorce (38), že proud i_e nepodléhá zesílení, tzn. protéká mezi bází a emitorem bez přímého ovlivnění kolektorem. Podobným způsobem lze lehce vysvětlit pokles proudového zesílení při velkých proudech. Růstem proudu i_f se zvětšuje hodnota jmenovatel rovnice k_i ve vztahu (34), tímto zapříčiněním klesá velikost proudu i_3 podle rovnice (38) [4].

Při modelování sklonu výstupních charakteristik tranzistoru se fyzikálně využívá změny šířky báze, co se týká početní oblasti je způsoben posledním členem rovnic (35). Nárůstem absolutní hodnoty napětí v_{bc} , roste hodnota prvku k_v a podle rovnice (38) vzrůstá hodnota proudu i_3 . Graficky lze tento jev ukázat prodlužením výstupních charakteristik tranzistoru, které by se měly protnout v jednom bodě a jeho hodnota se nazývá Earlyho napětí (Obr. 9) [4].



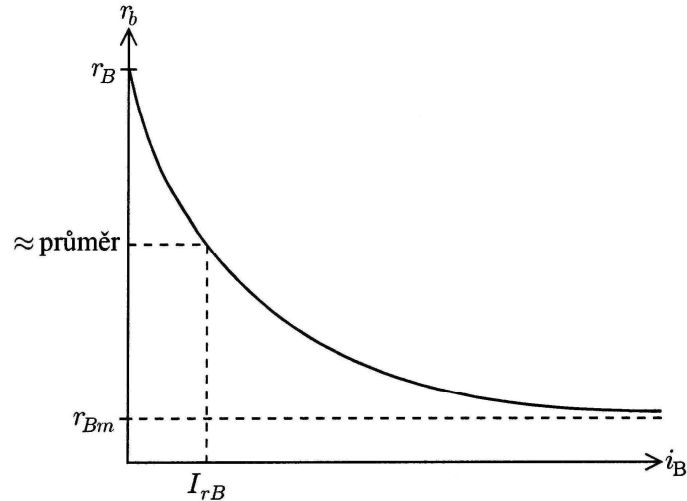
Obr. 9: Výstupní charakteristiky tranzistoru a Earlyho napětí [4]

Posledními částmi statického modelu bipolárního tranzistoru jsou lineární rezistory kolektoru a emitoru R_C a R_E a nelineární proudově závislý rezistor báze R_B . Tento rezistor mezi vnější a vnitřní bází, bráno z fyzikálního hlediska, je vytvářen z několika částí: kontaktního odporu, čtvercového odporu vnější báze a proudově závislého odporu aktivní vnitřní báze. Komplikovaným fyzikálním odvozováním vzniká vztah

$$r_b = 3(r_B - r_{Bm}) \frac{\tan k_b - k_b}{k_b \tan^2 k_b} + r_{Bm}, \quad (39)$$

kde k_b je normalizovaný faktor

$$k_b = \frac{-1 + \sqrt{144 \frac{i_B}{\pi^2 I_{rB}} + 1}}{\frac{24}{\pi^2} \sqrt{\frac{i_B}{I_{rB}}}} \quad [4]. \quad (40)$$



Obr. 10: Proudová závislost odporu báze [4]

4.4 Teplotní závislosti modelu

Podobným způsobem jako u teplotních závislostí modelu polovodičové diody jsou odvozovány teplotní závislosti modelu bipolárního tranzistoru. Ve stejnosměrné oblasti modelu na absolutní teplotě závisí transportní saturační proud

$$I'_S = I_S \left(\frac{T'}{T} \right)^{X_{TI}} e^{\frac{qE_g}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T'} \right)}, \quad (41)$$

poté také oba ideální proudové zesilovací koeficienty

$$\beta'_F = \beta_F \left(\frac{T'}{T} \right)^{X_{TF}} \quad \text{pro normální zapojení,} \quad (42)$$

$$\beta'_R = \beta_R \left(\frac{T'}{T} \right)^{X_{TR}} \quad \text{pro inverzní zapojení,} \quad (43)$$

a oba svodové saturační proudy

$$I'_{SE} = I_{SE} \frac{\left(\frac{I'_S}{I_S}\right)^{\frac{1}{n_E}}}{\left(\frac{T'}{T}\right)^{X_{T\beta}}}, \quad I'_{SC} = I_{SC} \frac{\left(\frac{I'_S}{I_S}\right)^{\frac{1}{n_C}}}{\left(\frac{T'}{T}\right)^{X_{T\beta}}} \quad [4]. \quad (44), (45)$$

Novější verze programu SPICE vytváření i kvadratické teplotní závislosti odporů emitoru, báze a kolektoru

$$r'_E = r_E \left[1 + tre_1(T' - T) + tre_2(T' - T)^2 \right], \quad (46)$$

$$r'_B = r_B \left[1 + trb_1(T' - T) + trb_2(T' - T)^2 \right], \quad (47)$$

$$r'_{Bm} = r_{Bm} \left[1 + trm_1(T' - T) + trm_2(T' - T)^2 \right], \quad (48)$$

$$r'_C = r_C \left[1 + trc_1(T' - T) + trc_2(T' - T)^2 \right] \quad [4]. \quad (49)$$

Ve střídavé části je teplotně ovlivněn zabudovaný potenciál přechodů báze-emitor a báze-kolektor, šířka zakázaného pásu $E_g(T)$ je definována vztahem (15),

$$\phi'_E = \phi_E \frac{T'}{T} - 3 \frac{kT'}{q} \ln \frac{T'}{T} - \left[\frac{T'}{T} E_g(T) - E_g(T') \right], \quad (50)$$

$$\phi'_C = \phi_C \frac{T'}{T} - 3 \frac{kT'}{q} \ln \frac{T'}{T} - \left[\frac{T'}{T} E_g(T) - E_g(T') \right]. \quad (51)$$

Teplotními závislostmi je ovlivněna i bariérová kapacita při nulovém předpětí těchto přechodů

$$C'_{JE} = C_{JE} \left\{ 1 + m_E \left[4 \times 10^{-4} (T' - T) - \frac{\phi'_E - \phi_E}{\phi_E} \right] \right\}, \quad (52)$$

$$C'_{JC} = C_{JC} \left\{ 1 + m_C \left[4 \times 10^{-4} (T' - T) - \frac{\phi'_C - \phi_C}{\phi_C} \right] \right\} \quad [4]. \quad (53)$$

4.5 Dynamická část modelu

Při řešení modelu bipolárního tranzistoru se bere pozornost na proudové a napěťové závislosti průletové doby. V základním Ebers-Mollově modelu tranzistoru při přímém zapojení se průletová doba rovná konstantu, v modifikovaném Gummel-Poonově modelu je průletová doba v závislosti na proudu i_f podle vztahu (30) a napětí báze-kolektor

$$\tau_f = \tau_F \left[1 + X_{\alpha F} \left(\frac{i_f}{i_f + I_{\alpha F}} \right)^2 e^{\frac{v_{bc}}{V_{\alpha F}} \ln 2} \right] [4]. \quad (54)$$

V Gummel-Poonově modelu se při normálním zapojení náboj difúzní kapacity způsobený průletovou dobou upravuje faktory k_i a k_v ze vztahů (34) a (35)

$$q_f = k_i k_v \tau_f i_f. \quad (55)$$

Při inverzním zapojení je i v Gummel-Poonově modelu průletová doba tranzistoru udávána jako konstanta, tudíž náboj způsobený touto průletovou dobou jde popsat pomocí konkrétního parametru τ_r a zpětného proudu i_r definovaného rovnicí (32)

$$q_r = \tau_r i_r [4]. \quad (56)$$

Bariérové kapacity se definují podobně jako u modelu polovodičové diody ve vztazích (25) a (28), kde $v_{b'c} = v_{B'} - v_C$

$$c_{be} = \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{v_{be}}{\phi_E}\right)^{m_E}}, \quad q_{be} = \frac{C_{JE}\phi_E}{1 - m_E} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{be}}{\phi_E}\right)^{1 - m_E} \right], \quad (57)$$

$$c_{bc} = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{v_{bc}}{\phi_C}\right)^{m_C}}, \quad q_{bc} = \frac{C_{JC}\phi_C}{1 - m_C} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{bc}}{\phi_C}\right)^{1 - m_C} \right], \quad (58)$$

$$c_{b'c} = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{v_{b'c}}{\phi_C}\right)^{m_C}}, \quad q_{b'c} = \frac{C_{JC}\phi_C}{1 - m_C} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{b'c}}{\phi_C}\right)^{1 - m_C} \right]. \quad (59)$$

Proud emitorovým přechodem způsobený difúzní a bariérovou kapacitou je určen pomocí vztah (29)

$$i_{c_{be}} = \dot{q}_f + \dot{q}_e [4]. \quad (60)$$

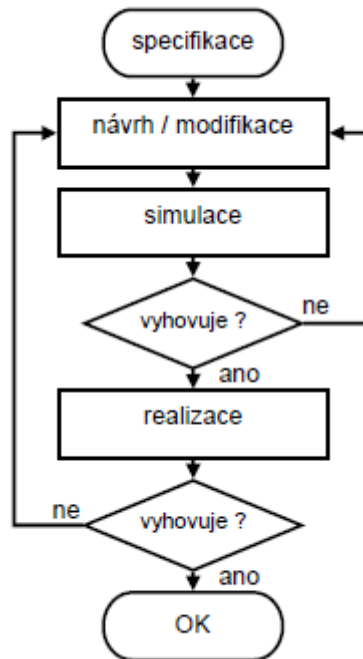
5 Simulační program PSpice

5.1 Obecný návrh obvodu

Když se řekne simulace, rozumí se proces, při kterém získáme přibližnou informaci o parametrech a charakteristikách obvodu pomocí řešení rovnic matematického modelu.

Umožní to vyhnout se řadě pokusných realizací, např. při návrhu integrovaných obvodů a složitějšího měření veličin na vnitřních uzlech obvodu.

Obvyklý proces návrhu obvodu je zobrazen na Obr. 11. Nazývá se *návrh metodou opakované analýzy*. Blok *návrh / modifikace* znázorňuje oblast, v níž je majoritním podílem člověk-návrhář, je pravděpodobné, že tuto část analýzy v budoucnu nebude možné plně zautomatizovat – realizovat pouze počítačem.



Obr. 11: Obecný postup při návrhu obvodů [3]

Celý proces začíná vlastním návrhem zapojení podle zadání a požadované funkce. Používají se co nejjednodušší vztahy při zanedbání všech parazitních jevů. Poté určíme přibližné hodnoty obvodových prvků.

V dalším bloku je obvod počítačově simulován – analyzován použitím mnohem přesnějších modelů, s využitím významných parazitních jevů. Při neshodě výsledků analýzy s požadovanou funkcí je potřeba provést modifikaci navrženého obvodu. Nedílnou součástí postupu je potřeba navržený obvod ověřit pomocí vlastní realizace. Po realizaci se požaduje, aby obvod obsahoval co nejméně vývojářských chyb, přináší to úsporu nákladů při vývoji [3].

5.2 Historie třídy Spice

Program SPICE1 (SPICE = Simulation program with Integrated Circuit Emphasis) vytvořil student „University of California“, Berkeley, USA Larry Nagel v roce 1971. Program umožňoval analyzovat děje v obvodech s bipolárními a unipolárními tranzistory. Přesnost výsledků záležela na zpracovanosti modelů i matematických algoritmů řešení rovnic. Množství analyzovaných součástek bylo možno rozšířit pomocí makromodelů (subcircuits).

V roce 1975 byla představena verze SPICE2 se zdokonalenými modely i numerickými algoritmy. Po téměř dvacetiletém zdokonalování na Berkeleyjské univerzitě vznikl do dnes všeobecně známý standard SPICE2G.6, který byl volně zpřístupněn v r. 1983 i se zdrojovým kódem.

Po přepsání zdrojového kódu do jazyka C vzniká verze SPICE3, nyní již rozšířen na verzi SPICE3F.5. Je opatřen řadou vylepšení, ale ztratil zpětnou kompatibilitu s verzí SPICE2G.6.

Volně šiřitelný zdrojový text verzí SPICE 2 i 3 začali uživatelé vytvářet vlastní varianty SPICE. Většina dnešních programů byla vyvinuta ze SPICE. Stejně vznikl i program PSpice (P = počítač PC).

Třídu SPICE lze popsat následujícími vlastnostmi:

- Programy umožňují analyzovat obvody se soustředěnými parametry na úrovni svorkových napětí elementárních obvodových prvků.
- Modely (rovnice) jsou uloženy pevně v programu, parametry modelů pro konkrétní součástky jsou obvykle v knihovně. Různé softwary nabízejí téměř shodný sortiment prvků (pasivní RLC, řízené zdroje, polovodičové součástky, spínače, úseky vedení).
- Obvod je možné analyzovat v časové, stejnosměrné a střídavé oblasti.
- Vstupem simulátoru je textový soubor s popisem obvodu (tzv. netlistem) [3].

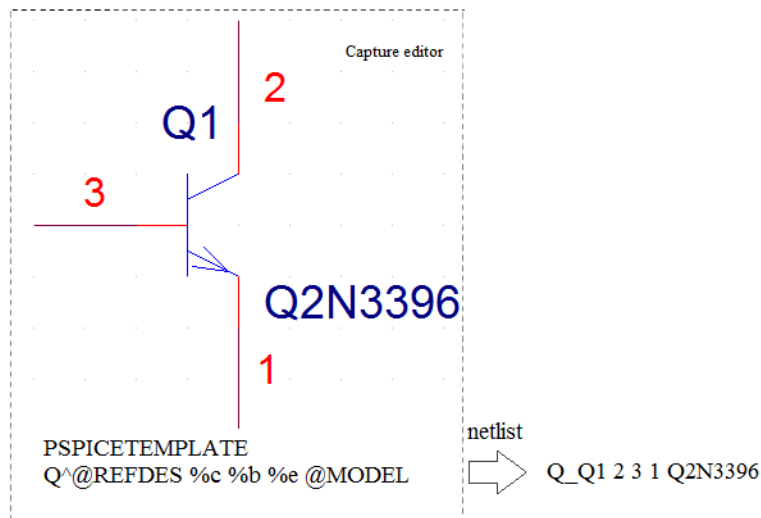
5.3 Systém knihoven a formát netlistu

Správa knihoven a vytváření modelů požadují znalost systému, jakým je vytvářen netlist pro simulátor. V programu OrCAD-PSpice se využívá dvou typů knihoven. První typ (přípona .olb) jsou knihovny, schematických značek, které využívá editor Capture. Každá značka z knihoven vlastní předpis. Tento předpis určuje, jak se převede parametr značky do příslušného řádku netlistu. V programu se předpis nazývá PSPICETEMPLATE – šablona pro převod. Na základě interpretace šablon všech prvků obvodu vznikne netlist.

Druhý typ jsou textové knihovny modelů (přípona .lib), které používá přímo simulátor PSpice. Mezi knihovnami značek a knihovnami modelů existuje pouze propojení, že model, na něž se odkazuje schematická značka, musí existovat ve vytvořené textové knihovně .lib. Názvy souborů .lib a .olb nemusí být totožné. Tyto textové knihovny můžeme upravovat pomocí textového editoru nebo použít specializovaný program Model Editor, který je součástí balíku PSpice.

Na

Obr. 12 je znázorněno vytváření netlistu pomocí šablony PSPICETEMPLATE pro tranzistor *Q2N3396*. Položky šablony jsou postupně nahrazovány konkrétními parametry prvku a názvy uzlů. V našem případě @REFDES je nahrazen názvem prvku (Q1) a symboly %c %b %e jsou přeměněny na názvy uzlů kolektoru, báze a emitoru. V netlistu se vytvoří minimálně jeden řádek pro zadaný prvek. Tvrdá většina prvků v knihovnách PSpice využívá šablony PSPICETEMPLATE.



Obr. 12 Tvorba netlistu

Další velmi často používaný prvek při simulaci obvodů je *rezistor*, který patří k prvkům, jež se mohou (ale nemusí) odkazovat na model. Jednodušší varianta si vystačí s definicí bez modelu v tomto tvaru:

$$R<jméno> <uzel1> <uzel2> <hodnota>$$

Je-li potřeba definovat i hodnotu tolerance (např. při analýze Monte Carlo), tak je potřeba využít tvar šablony s odkazem na model:

$$R<jméno> <uzel1> <uzel2> <jméno_modelu> <hodnota>$$

$$.MODEL <jméno_modelu> RES R=1 DEV=<tolerance>$$

Model je zapsán na dalším řádku netlistu a pojmenován stejně jako rezistor. Nemůže mít pevné jméno, protože by došlo ke střetu v případě používání tolerancí u ostatních rezistorů.

Šablona rezistoru je:

```
R^@REFDES %1 %2 ?TOLERANCE|R^@REFDES| @VALUE ?TOLERANCE|\n.model
R^@REFDES RES R=1 DEV=@TOLERANCE%
```

Šablona zaujímá jeden řádek v netlistu, z omezeného prostoru je interpretován na dvou řádcích. Část $R^@REFDES %1 %2$ je pevná část šablony, znak R se překopíruje a zbývající parametry se nahradí názvem prvku a jmény uzlů. Pokud je definována tolerance, tak se část šablony ($?TOLERANCE/R^@REFDES/$) nahradí jménem modelu. Pokud není tolerance definována, tak se nic nevloží. Další pevnou částí šablony je $@VALUE$, nahradí se hodnotou Value prvku, např. 1k. Jestliže je definována tolerance, tak se část šablony ($?TOLERANCE/\n.model R^@REFDES RES R=1 DEV=@TOLERANCE%$) vloží na další řádek a modifikuje se definice modelu.

Příklad:

```
bez tolerance:   R_R1 uzell uzell2 1k
s tolerancí:    R_R1 uzell uzell2 R_R1 1k
                  .model R_R1 RES R=1 DEV=5%
```

Operační zesilovač je vždy modelován pomocí makroobvodu, který je uložen v příslušné textové knihovně simulátoru (.lib). Např. pro operační zesilovač TL064 je hlavička makroobvodu následující:

```
* TL064 operational amplifier
*"macromodel" subcircuit
*
* connections:
*       1 - non-inverting input
*       2 - inverting input
*       3 - positive power supply
*       4 - negative power supply
*       5 - output
*
.subckt TL064/ON 1 2 3 4 5
c1  11 12 1.061E-12
c2   6  7 5.000E-12
css 10 99 4.000E-12
.....
.....
.model dx D(Is=800.0E-18)
.model jx PJF(Is=1.500E-12 Beta=175.5E-6 Vto=-1)
.ends
```

Všimněme si, že přímo v makru jsou definovány i všechny použité modely polovodičů a makro nemá žádné parametry. Význam uzlů v hlavičce je dán jejich pořadím. Pro pětivývodové OZ se uvedené pořadí používá standardně.

V netlistu se volání makra přiděleno písmeno X. Příslušný řádek bude vypadat následovně:

```
X <jméno> <uzel1> ... <uzel5> <jméno_makra>
```

Šablona prvku má tvar:

```
X^@REFDES %+ %- %V+ %V- %OUT @MODEL
```

Výraz @MODEL nahrazen jménem prvku (hodnota atributu *Implementation*), tj. TL064/ON a @REFDES hodnotou atributu *Reference*. Pořadí uzlů musí odpovídat hlavičce makra [3].

5.4 Tvorba makroobvodů

Spice může simulovat obvody, které mají hierarchickou strukturu. Tuto možnost dává k dispozici příkaz .SUBCKT, který dovoluje formálně popsat dílčí blok obvodu, na něž se pak může několikrát odkazovat. Je zde patrná analogie s využitím podprogramu ve vyšších programovacích jazycích. Ve formě makroobvodů jsou definovány již zmiňované operační zesilovače (viz. 5.3) nebo logické prvky.

Definice makroobvodů:

```
.SUBCKT <jméno> <jméno uzlů> [PARAMS: <par.>=<hodn.>]
..... <definice těla makroobvodu>
```

```
.ENDS
```

Uvnitř těla makroobvodu se mohou použít všechny součástky (včetně volání dalších makroobvodů), definovat modely a parametry. V popisu obvodu mají jména (čísla) uzlů lokální charakter. Výjimkou je referenční uzel „0“, který je vždy globální a navíc se nesmí objevit v seznamu uzlů v hlavičce makroobvodu.

Není dovoleno volání vlastní části vnitřní struktury makra. Nepovinná je definice parametrů, které je možné použít pro výpočet hodnot prvků uvnitř makra.

Volání makroobvodu:

```
X<jméno> <uzly> <jméno makra> [PARAMS: <par.>=<hodn.>]
```

Makroobvod je možné vložit do obvodu vícekrát. Neuvede-li se hodnota parametru při volání makra, tak platí z hlavičky v definici.

Uvnitř makroobvodu je možné použít tzv. parametry (proměnné). Je-li parametr definován v základní úrovni netlistu, jedná se o globální parametr. Je-li definován uvnitř makra, jde o pouze lokální parametr [3].

```
.PARAM <název_parametru>=<hodnota_parametru>
```

6 Řešení modelu rezistoru

Řešením této části práce je vytvořit makroobvod rezistoru s vlastním ohřevem. Použil jsem verzi textové knihovny modelů s příponou .lib, kterou jsem přiřadil ke schematické značce rezistoru a tak vytvořil nový model.

Definice makroobvodu je následující:

```
.subckt Rself 1 3 PARAMS: R=10 TK=100u Rth=50 Cth=0.02

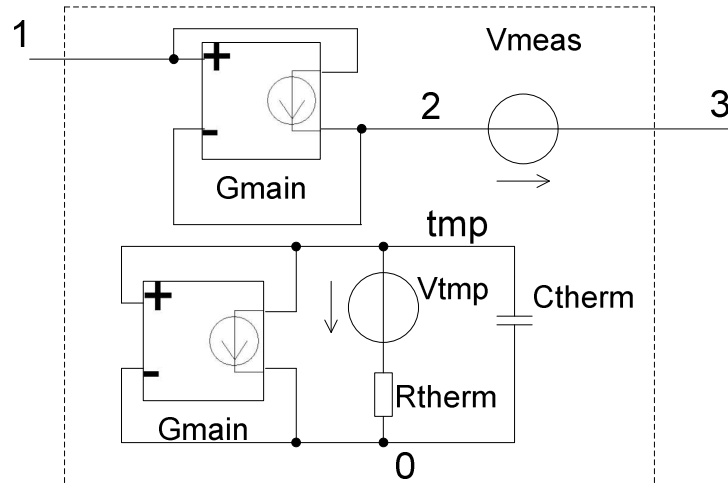
Gmain 1 2 VALUE={v(1,2)/(R*(1+TK*(v(tmp)-27)))}
Vmeas 2 3 DC 0

Gtemp tmp 0 VALUE={if (time>50n, -v(1,2)*i(Vmeas), 0)}
Rtherm tmp tmp2 {Rth}
Etmp tmp2 0 VALUE={temp}
Ctherm tmp 0 {Cth}

.ends
```

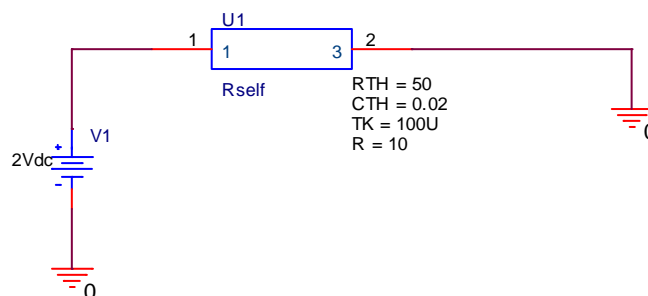
Byl použit příkaz *subckt* pro definici makroobvodu s následujícími globálními parametry R – velikost odporu, TK – teplotní koeficient, Rth a Cth – odpor a kapacita chladiče, případně připojeného k teplotnímu uzlu. Zdroj proudu řízený napětím Gmain modeluje proud závislého na absolutní teplotě, který prochází rezistorem. Teplotní napětí v(tmp), které reprezentuje oteplení rezistoru nad teplotu okolí, se měří na vytvořeném teplotním uzlu tmp. Řídící napěťové svorky jsou připojeny paralelně ke zdroji proudu. Na stejnosměrném napěťovém zdroji Vmeas, který má nulovou hodnotu napětí – tudíž se chová jako zkrat – se

měří procházející proud. Pomocí zdroje proudu řízeného napětí G_{temp} se, za zmíněné podmínky, vypočte hodnota výkonu na rezistoru. Procházejícím proudem se zahřívá rezistor, roste napětí teplotního uzlu t_{mp} z důvodu tepelně-elektrických analogií (viz. 2.1), a tím se zvětšuje odpor rezistoru. Definice makroobvodu je ukončena pomocí příkazu *ends*. Na Obr. 13 je možno vidět schéma modelu rezistoru.



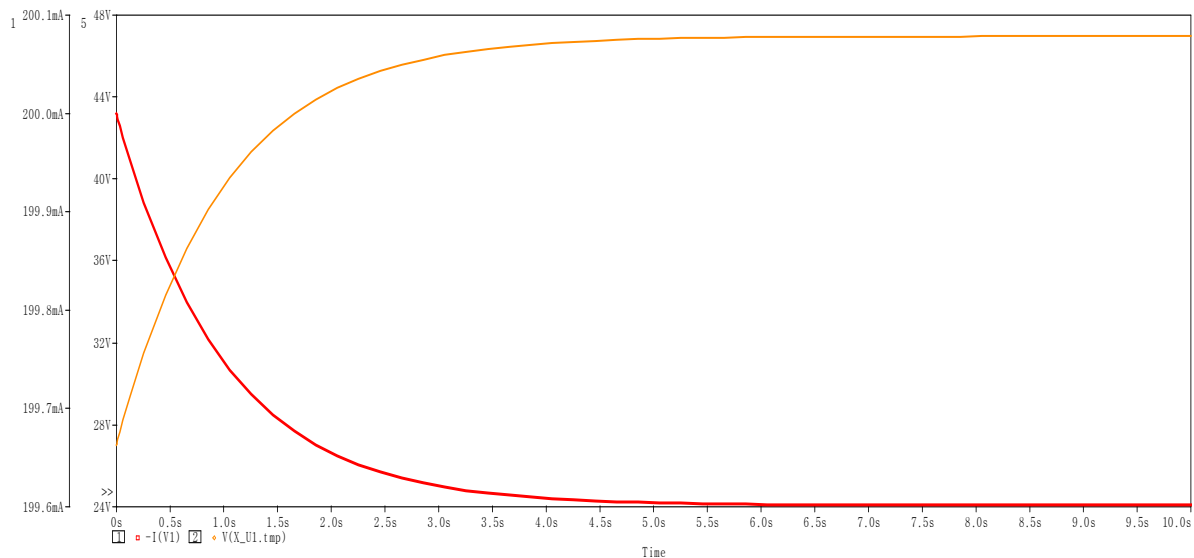
Obr. 13: Principiální schéma makroobvodu rezistoru s vlastním ohřevem

Na Obr. 14 je znázorněn obvod, který byl použit pro simulaci makroobvodu rezistoru s vlastním ohřevem.



Obr. 14: Obvod pro simulaci makroobvodu

Po spuštění časové simulace jsem zobrazil průběh proudu procházející modelem rezistoru s vlastním ohřevem a průběh napětí na teplotním uzlu t_{mp} (viz. Graf. 1)



Graf. 1: Průběhy proudu a napětí na modelu rezistoru s vlastním ohřevem

7 Řešení modelu polovodičové diody

Model diody je vytvořen pomocí již známých rovnic popisujících chování polovodičové diody. Rovnice jsou uvedeny výše (viz. kap. 3) a jsou vybrány rovnice, potřebné k řešení daného problému. Řešení tohoto modelu je rozděleno do třech částí – stejnosměrná, teplotní a nakonec střídavá. Model obsahuje několik obvodových prvků a potřebné funkce definované příkazem .FUNC.

Každý model diody obsahuje parametry, které definují vlastnosti a chování dané diody (viz. kap. 3.2). Každý tento parametr je v modelu nastaven na defaultní hodnotu a při použití modelu si uživatel nastaví konkrétní hodnoty parametrů podle požadovaného typu diody. Parametry a jejich defaultní hodnoty jsou následující:

```
PARAMS:
+AF=1 area=1 BV=100 CJO=0 Cth=0.0025 EG=1.11 FC=0.5 IBVL=0 IBV=1E-10
+IKF=0 IS=1E-14 ISR=0 KF=0 M=0.5 N=1 NBV=1 NBVL=1 NR=2 RS=0 Rth=200
+TBV1=0 TBV2=0 TIKF=0 TRS1=0 TRS2=0 TT=0 VJ=1 XTI=3
```

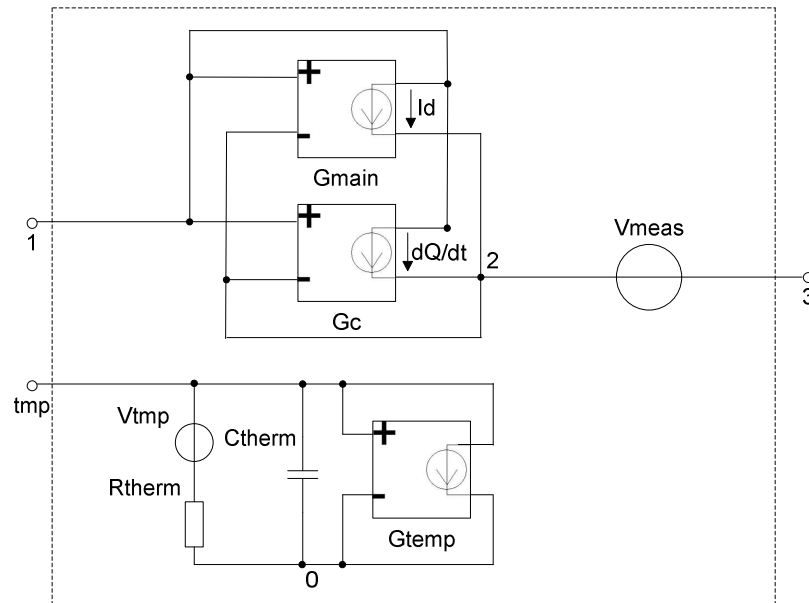
Musí být definovány i parametry potřebné k určení teploty okolí a následný převod teploty ve °C na absolutní teplotu. Z napětí na teplotním uzlu $v(\tau_{mp})$ se pomocí Boltzmanovy konstanty k a elementárního náboje q určí teplotní napětí v_T . V makroobvodu to je definováno takto:

```
.PARAM TNOM=27
.PARAM TNOMK={TNOM+273}
.PARAM k2=1.3806503e-23
.PARAM q2=1.602176487e-19
.FUNC vt2(T) {T*k2/q2}
```

proměnné k , q a Vt jsou již v programu SPICE zastoupeny, tudíž je použito označení s indexem „2“.

V modelu je potřeba vytvořit teplotní uzel tmp , napětí v tomto uzlu pomocí elektrotepelné analogie určuje oteplení diody. Pomocí zdroje proudu $Gtemp$ se vypočte vyzařovaný výkon, zapsané je to takto:

```
Vmeas 2 3 DC 0
Gtemp tmp 0 VALUE={IF(time>50n,-v(1,3)*i(Vmeas),0)}
Rtherm tmp 0 {Rth}
Ctherm tmp 0 {Cth}.
```



Obr. 15: Principiální schéma makroobvodu modelu polovodičové diody

7.1 Stejnosemřná část modelu diody

Stejnosemřná neboli statická část modelu diody je řešena ve stejnosemřné oblasti bez kmitočtově závislých prvků, odtud i tento název. Hlavním prvkem celého modelu je zdroj proudu $Gmain$, který představuje statickou voltampérovou charakteristiku přechodu diody. Jako argument funkce je rozdíl napětí na celém modelu diody a na ohmickém sériovém odporu R_s , druhým argumentem je napětí na teplotním uzlu $v(tmp)$. V knihovně modelu je definován tímto způsobem:

```
Gmain 1 2 VALUE={Id(v(1,3)-i(Vmeas)*RSt(v(tmp)+273),v(tmp)+273)}.
```

Funkce pro výpočet hodnoty stejnosemřného proudu I_d je rozdíl přímého a zpětného proudu diodou podle vztahu (8). Rozdíl je násobený parametrem $area$, který je implicitně nastaven na hodnotu 1. Hodnota tohoto faktoru vyjadřuje počet paralelně zapojených prvků charakterizovaných ostatními parametry. Funkce stejnosemřného proudu je následující:

```
.FUNC Id(Vd,T) {area*(Ifwd(Vd,T)-Irev(Vd,T))}.
```

Přímý proud I_{fwd} je určen pomocí vztahu (9) jako součet proudu I_{nrm} , získaného ze Shockleyova vztah (5), násobeného injekčním faktorem K_{inj} podle (11) a

rekombinačního proudu I_{rec} podle (10) násobeného generačním faktorem K_{gen} podle vztahu (12). Tyto vztahy jsou popsány funkcemi takto:

```
.FUNC Ifwd(Vd,T) {Inrm(Vd,T)*Kinj(Vd,T)+Irec(Vd,T)*Kgen(Vd,T)}
.FUNC Inrm(Vd,T) {ISt(T)*(EXP(Vd/(N*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Kinj(Vd,T) {IF(IKft(T)>0,SQRT(IKft(T)/(IKft(T)+Inrm(Vd,T))),1)}
.FUNC Irec(Vd,T) {ISRt(T)*(EXP(Vd/(NR*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Kgen(Vd,T) {PWR((1-Vd/VJt(T))**2+0.005,M/2)}.
```

Zpětný proud I_{rev} je dán součtem dvou složek s odlišnými emisními parametry – pro malé I_{revl} a velké proudy I_{revh} (13). Funkce vypadají následovně [5]:

```
.FUNC Irev(Vd,T) {Irevh(Vd,T)+Irevl(Vd,T)}
.FUNC Irevh(Vd,T) {IBV*EXP(-(Vd+BVt(T))/(NBV*Vt2(T)))}
.FUNC Irevl(Vd,T) {IBVL*EXP(-(Vd+BVt(T))/(NBVL*Vt2(T)))}.
```

7.2 Teplotní závislost modelu diody

Programy SPICE využívají teplotních závislostí u několika parametrů modelu diody. Ve statické části modelu to jsou parametry saturačního proudu I_S , rekombinačního saturačního proudu I_{SR} , proudu při ohybu charakteristiky I_{KF} , průrazného napětí BV a ohmického sériového odporu R_S . Jedná se o vztahy (14), (18) až (21), které jsou popsány následujícími funkcemi:

```
.FUNC ISt(T) {IS*EXP(((T/TNOMK)-1)*(EG/(N*Vt2(T))))
             *PWR(T/TNOMK,XTI/N)}
.FUNC ISRt(T) {ISR*EXP(((T/TNOMK)-1)*(EG/(NR*Vt2(T))))
              *PWR(T/TNOMK,XTI/NR)}
.FUNC IKft(T) {IKF*(1+TIKF*(T-TNOMK))}
.FUNC BVt(T) {BV*(1+TBV1*(T-TNOMK)+TBV2*(T-TNOMK)**2)}
.FUNC RSt(T) {RS*(1+TRS1*(T-TNOMK)+TRS2*(T-TNOMK)**2)}
```

Ve střídavé oblasti se využívá některých experimentálně získaných vztahů (15), které se aplikují do teplotně závislých rovnic. Teplotně ovlivňované parametry v dynamické části jsou dva – zabudovaný potenciál v PN přechodu V_J (16) a bariérová kapacita přechodu PN při nulovém napětí C_{J0} (17) [5]:

```
.FUNC EGt(T) {1.16-(0.000702*T**2)/(T+1108)}
.FUNC EGtnomK() {1.16-(0.000702*TNOMK**2)/(TNOMK+1108)}
.FUNC VJt(T) {VJ*T/TNOMK-3*Vt2(T)*LOG(T/TNOMK)-EGtnomK()
             *T/TNOMK+EGt(T)}
.FUNC CJOt(T) {CJO*(1+M*(0.0004*(T-TNOMK)+(1-VJt(T)/VJ)))}
```

Pro teplotní simulaci je vytvořena součástka, která nahrazuje ohřev modelu diody okolím. Parametricky je rozmítán zdroj napětí řízený napětí E_{tmp} , který má hodnotu globálního parametru TEMP, čili teploty. Model náhradního ohřevu je takto jednoduše popsán:

```
.SUBCKT Vtemp 1 2
Etmp 1 2 VALUE={TEMP}
.ENDS
```

7.3 Střídavá část modelu diody

Střídavou neboli dynamickou část modelu polovodičové diody tvoří bariérová a difúzní kapacita. Celkový náboj obou kapacit je dán zdroj náboje G_c . V knihovně modelu vypadá takto:

```
Gc 1 2 Q={C(v(1x,0),v(tmpx)+273)*v(1x,0)}.
```

Celková kapacita C je pak dána součtem obou kapacit – bariérové a difúzní, stejně jako proudy nebo náboje ve vztahu (29). Funkce, která udává hodnotu celkové kapacity, má následující tvar:

```
.FUNC C(Vd,T) {Ct(Vd,T)+area*Cj(Vd,T)}.
```

Difúzní kapacita C_t vychází ze vztahu (24) a konkrétně je dána součinem parametrů TT , $area$ a derivací přímého proudu I_{fwd} podle napětí V_d na hlavním zdroji G_{main} . Při derivování se využívá derivace součtu a součinu, vše je zapsáno takto:

```
.FUNC Ct(Vd,T) {TT*area*(dInrm(Vd,T)*Kinj(Vd,T)+Inrm(Vd,T)*dKinj(Vd,T)
+dIrec(Vd,T)*Kgen(Vd,T)+Irec(Vd,T)*dKgen(Vd,T))}.
```

Derivováním vztahů potřebných k výpočtu funkce difúzní kapacity, vzniknou následující rovnice:

$$dInrm = \frac{dInrm}{dv_d} = IS \frac{1}{nv_T} e^{\frac{v_d}{nv_T}} \quad (61)$$

$$dIrec = \frac{dIrec}{dv_d} = ISR \frac{1}{n_r v_T} e^{\frac{v_d}{n_r v_T}} \quad (62)$$

$$dKinj = \frac{dKinj}{dInrm} \frac{dInrm}{dv_d} = -0,5 \frac{dInrm}{dInrm} \frac{\sqrt{IKF}}{(IKF + Inrm)^{\frac{3}{2}}}, \text{ pro } IKF \neq 0, \text{ jinak } dKinj = 0 \quad (63)$$

$$dKgen = \frac{dKgen}{dv_d} = -\frac{m}{VJ} \left[\left(1 - \frac{v_d}{VJ} \right)^2 + 0,005 \right]^{\frac{M}{2}-1} \left(1 - \frac{v_d}{VJ} \right). \quad (64)$$

Převedením těchto vztahů do syntaxe používané ve SPICE vzniknou následující funkce:

```
.FUNC dInrm(Vd,T) { ISt(T)*EXP(Vd/N*Vt2(T))/(N*Vt2(T)) }
.FUNC dIrec(Vd,T) { ISRt(T)*EXP(Vd/NR*Vt2(T))/(NR*Vt2(T)) }
.FUNC dKinj(Vd,T) { IF(IKFt(T)==0,0,-0.5*SQRT(IKFt(T))
                    *dInrm(Vd,T)/(IKFt(T)+Inrm(Vd,T))*1.5) }
.FUNC dKgen(Vd,T) { -M*PWR((1-Vd/VJt(T))**2+0.005,(0.5*M-1))
                    *(1-Vd/VJt(T))/VJt(T)}.
```

Hodnota bariérové kapacity je definována standardním vztahem podle (25). Je použita také linearizace bariérové kapacity podle odstavce a Obr. 6. V definici modelu diody je vytvořena funkce bariérové kapacity přechodu C_j , kde se využívá podmínky *if* [5]:

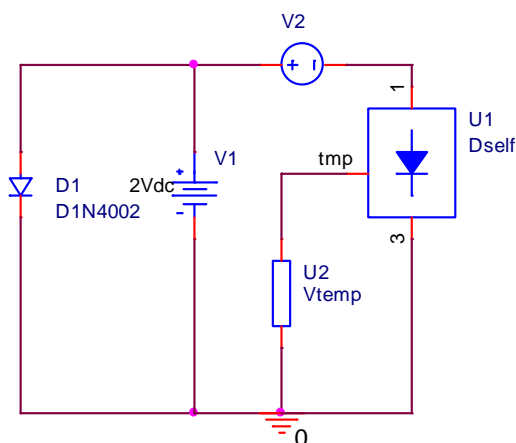
```
.FUNC Cj(Vd,T) { IF(Vd>FC*VJt(T),CJOt(T)*PWR(1-FC,-1-M)*
                (1-FC*(1+M)+M*Vd/VJt(T)),CJO*PWR(1-Vd/VJt(T),-M)) }.
```

7.4 Výsledky simulací modelu diody

Vytvořený model polovodičové diody je potřeba porovnat s některou již vytvořenou polovodičovou diodou. K porovnání vlastností je vybrána polovodičová usměrňovací dioda 1N4002 s těmito konkrétními parametry:

```
IS=14.11E-9 N=1.984 RS=33.89E-3 IKF=94.81 XTI=3 EG=1.110
CJO=51.17E-12 M=.2762 VJ=.3905 FC=.5 ISR=100.0E-12 NR=2 BV=100.1
IBV=10 TT=4.761E-6,
```

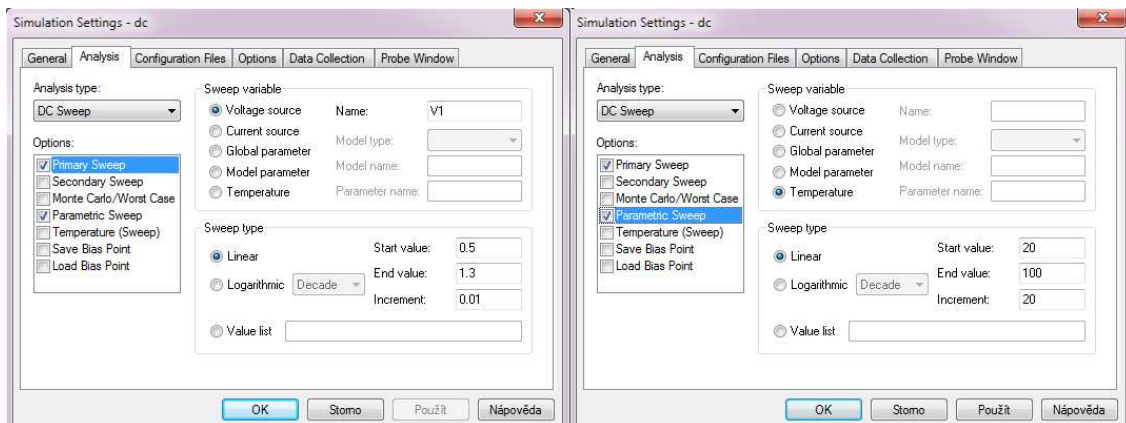
kteří jsou nastaveny na vytvořeném modelu diody. Statické část modelu je ověřena stejnosměrnou DC analýzou v programu SPICE. Nejprve pro zapojení s diodami v propustném směru podle tohoto schématu:



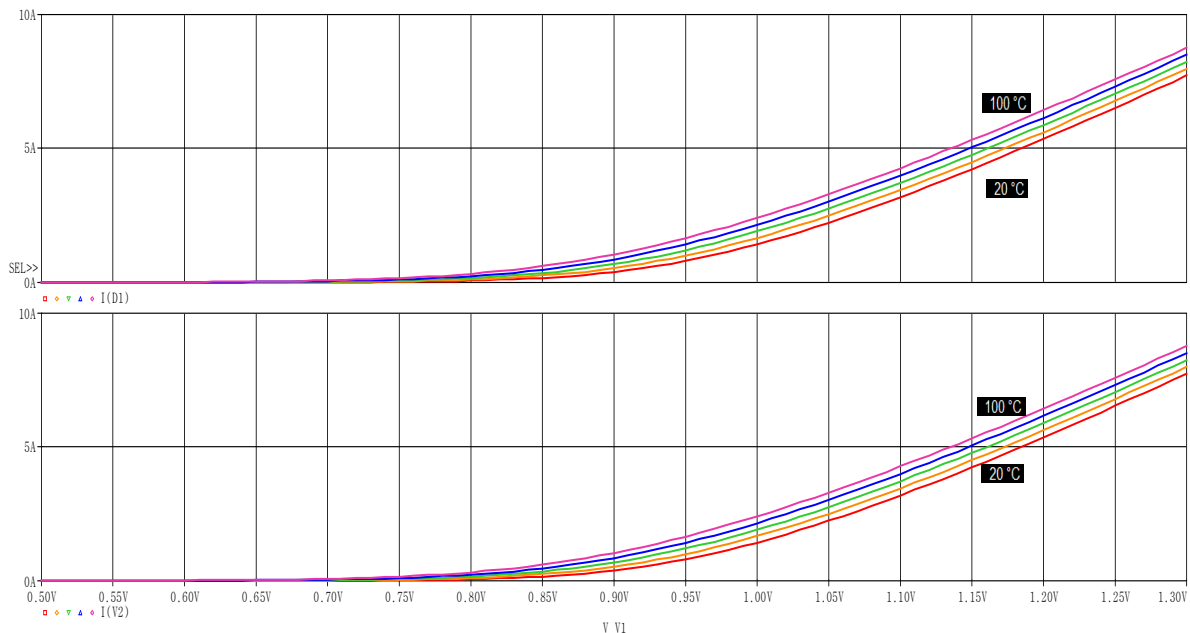
Obr. 16: Schéma zapojení diod v propustném směru DC analýzu

Zdroj V2 snímá proud procházející modelem diody, model U2 simuluje oteplení modelu diody ve °C. Napájecí zdroj V1 je rozmítán od 0,5 do 1,3 V s krokem 0,01 V, parametrické

teplotní rozmítání modelu U2 je od 20 do 100 °C s krokem 20 °C. Nastavení stejnosměrné analýzy vypadá takto:



Obr. 17: Nastavení DC simulace diod v propustném směru

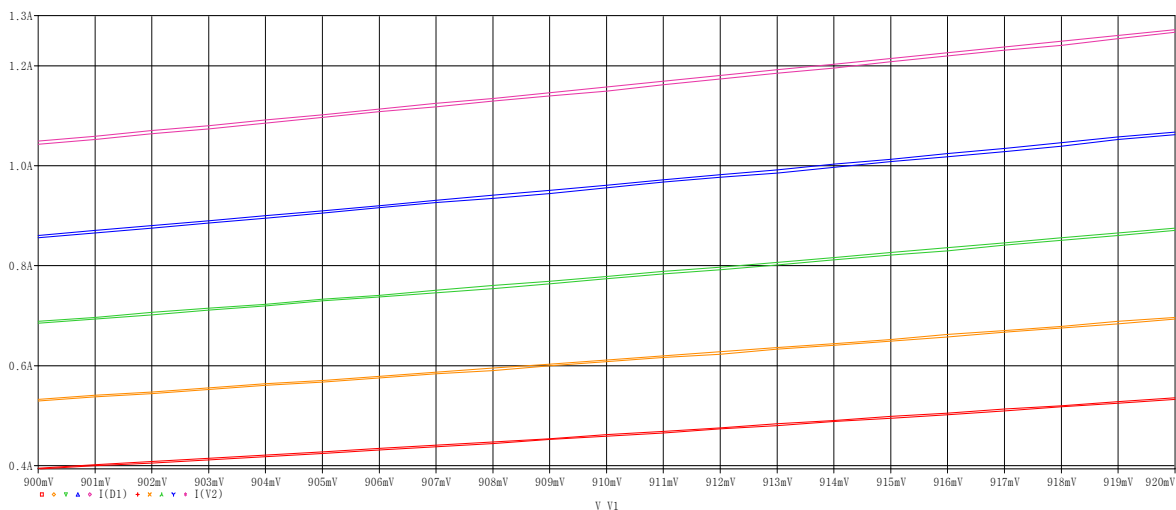


Graf. 2: Výsledný graf DC simulace diody a modelu v propustném směru

Na Graf. 2 je patrné, že proudy diody D1 je téměř shodný s proudem procházející modelem diody U1. Vložením závislostí do jednoho grafu a při zobrazení detailu při napětí zdroje V1 od 900 do 920 mV je zřejmé, že křivky se při zvyšující teplotě mírně rozcházejí (viz Tab. 2 a Graf. 3).

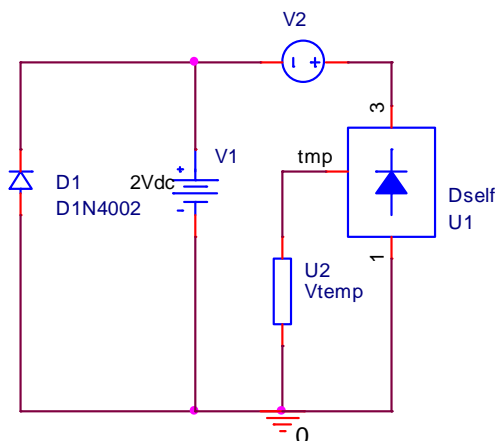
Tab. 2: Proudové rozdíly v závislosti na teplotě v přímém zapojení

$U_{V1} = 910 \text{ mV}$	20 °C	40 °C	60 °C	80 °C	100 °C
$I_{D1} \text{ [A]}$	0,459	0,608	0,775	0,956	1,150
$I_{U1} \text{ [A]}$	0,462	0,612	0,779	0,961	1,157
$I_{U1} - I_{D1} \text{ [mA]}$	3	4	4	5	7



Graf. 3: Detail DC závislostí diody a modelu v propustném směru

Pro zapojení diod v závěrném směru se diody pouze převrátí – anoda se vymění za katodu a obráceně. Simulační schéma vypadá tímto způsobem:



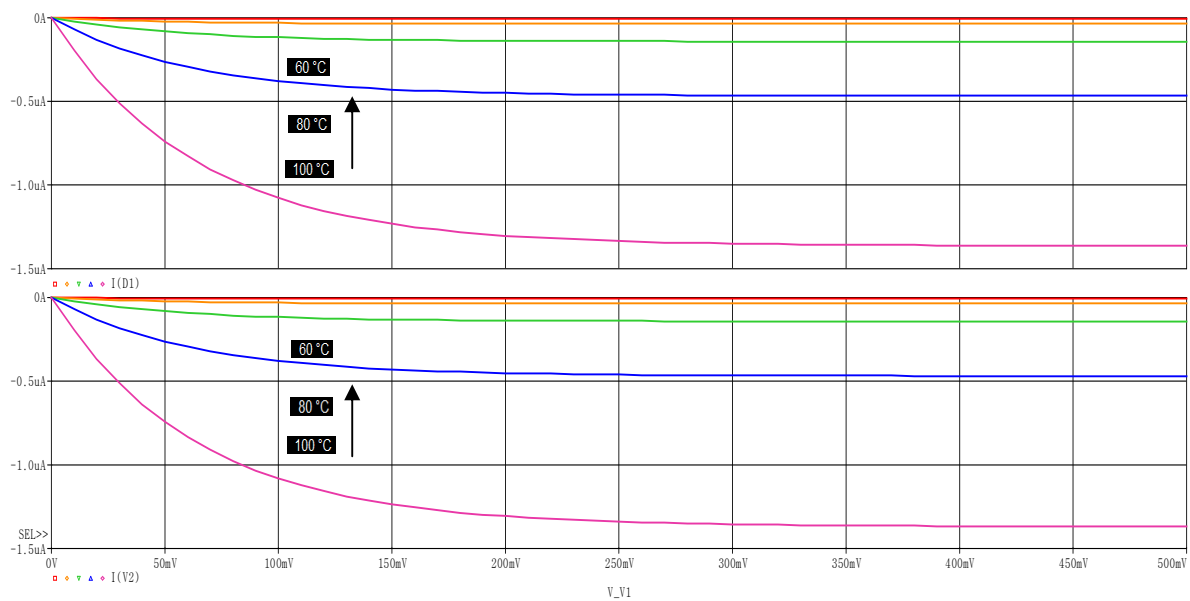
Obr. 18: Schéma zapojení diod v závěrném směru pro DC analýzu

Nastavení stejnosměrné analýzy pro zapojení diod v závěrném směru je stejné jako u zapojení v propustném. Liší se pouze v rozmítání napájecího zdroje V1, který se rozmítá od 0 do 500 mV.

Detail sloučených dvou závislostí (Graf. 4) zde není vhodné uvádět, rozdíly mezi oběma proudy jsou tak nepatrné, že se zcela překrývají. Při velmi detailní zobrazení jsou zjištěny ty hodnoty rozdílu v jednotkách nA:

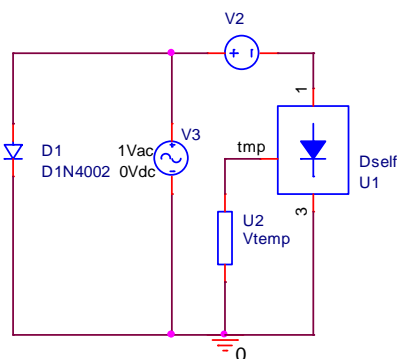
Tab. 3: Proudové rozdíly v závislosti na teplotě v inverzním zapojení

$U_{V1} = 400 \text{ mV}$	20 °C	40 °C	60 °C	80 °C	100 °C
$I_{D1} [\mu\text{A}]$	-0,0082	-0,0372	-0,1419	-0,4672	-1,3602
$I_{U1} [\mu\text{A}]$	-0,0082	-0,0373	-0,1422	-0,4687	-1,3655
$I_{U1} - I_{D1} [\text{nA}]$	0	-0,1	-0,3	-1,5	-5,3

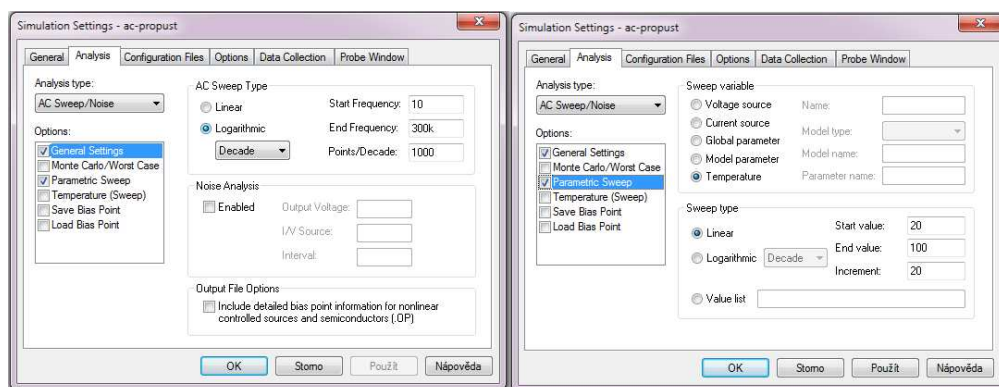


Graf. 4: Výsledný graf DC simulace diody a modelu v závěrném směru

Dynamická část modelu polovodičové diody je ověřena pomocí střídavou (AC) analýzou. Frekvenčně je rozmítán střídavý zdroj napětí V3 od 10 Hz do 300kHz. Opět je sledován proud diodou D1, proud procházející modelem diody U1 snímán na zdroji V2 a parametrické teplotní rozmítání modelu U2 je od 20 do 100 °C s krokem 20 °C. Zapojení pro frekvenční analýzu a nastavení této analýzy je následující:

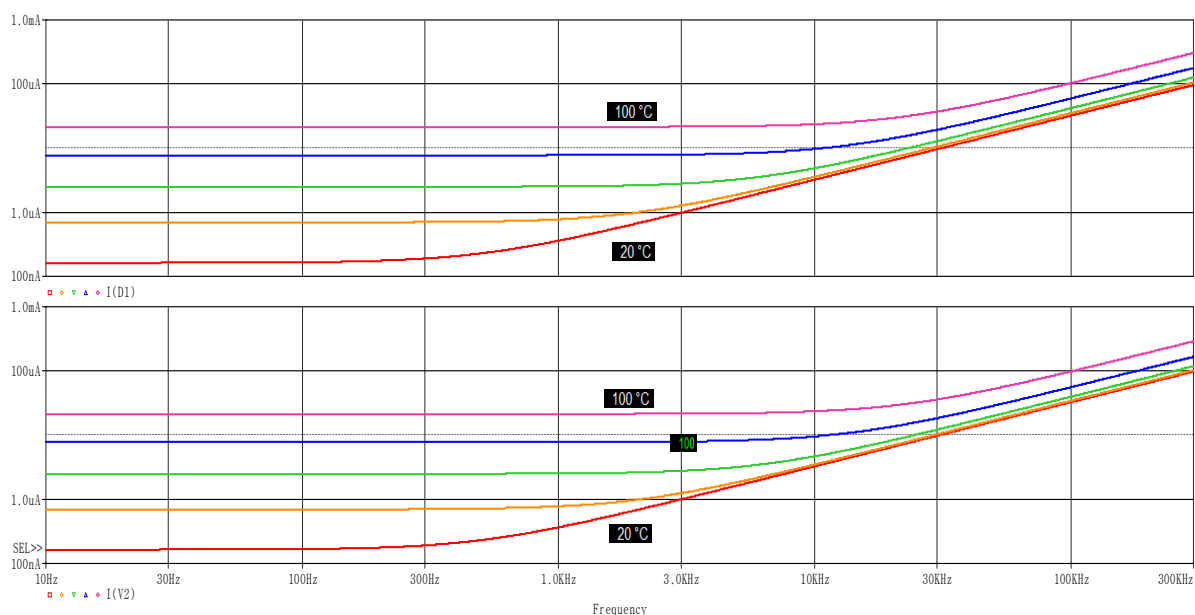


Obr. 19: Schéma zapojení diod pro AC analýzu



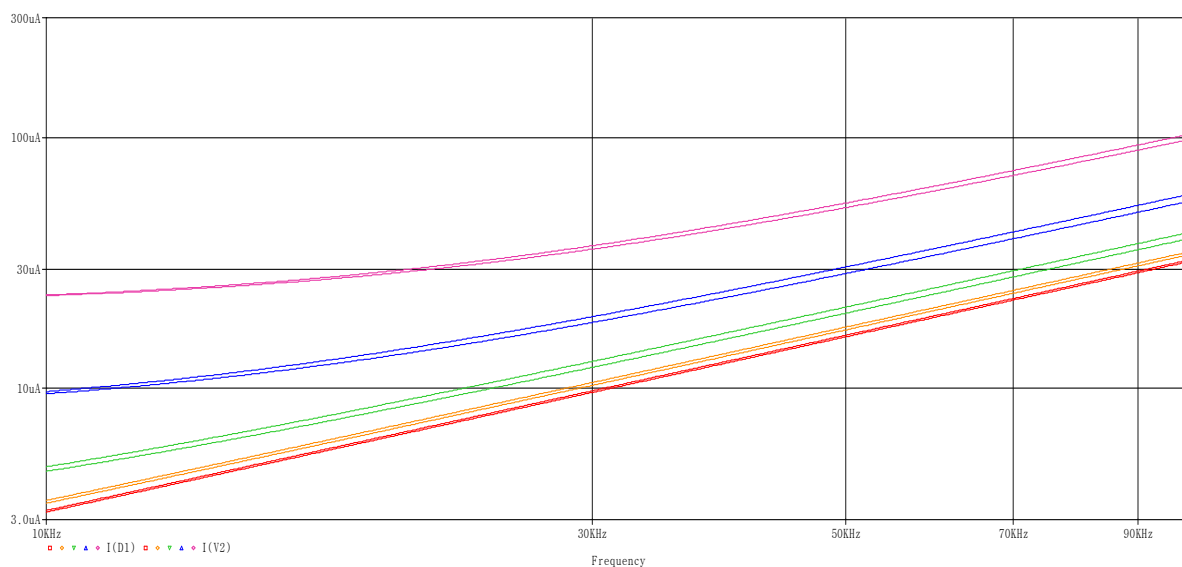
Obr. 20: Nastavení AC simulace diod

Výsledkem frekvenční analýzy jsou dvě téměř totožné soustavy průběhů. Obě osy jsou v logaritmickém měřítku, pro teplotu 20 °C je proud konstantní až do kmitočtu zhruba 300 Hz, kdy začne proud narůstat, pro teplotu 100 °C začne proud narůstat až od 10 kHz (viz na Graf. 5).



Graf. 5: Průběhy proudů v závislosti na teplotě při AC simulaci

Na detailu předchozího grafu je zřejmé, že se soustavy křivek mírně liší. Rozdíly jsou opět uvedeny níže v Tab. 4. Rozdíly nastávají v ohybu křivek. Detailní zobrazení je pro rozsah kmitočtu od 10 kHz do 100 kHz.



Graf. 6: Detailní zobrazení frekvenční analýzy diod

Tab. 4: Rozdíly proudů v závislosti na teplotě při frekvenční analýze

f = 50 kHz	20 °C	40 °C	60 °C	80 °C	100°C
I_{D1} [μA]	16,064	17,576	21,103	30,506	54,829
I_{U1} [μA]	16,310	17,119	19,952	28,730	52,593
$I_{U1} - I_{D1}$ [μA]	0,246	-0,457	-1,151	-1,776	-2,236

8 Řešení modelu bipolárního tranzistoru

Model bipolárního tranzistoru je tvořen dvěma dvojicemi paralelních diod, které vytváří exponenciální funkce, zesílení je modelováno zdrojem proudu. Vše je popsáno v kapitole 4., odkud jsou vybrány potřebné rovnice a převedeny do správné syntaxe programu SPICE. Řešení je rozděleno do stejnosměrné a teplotní závislosti.

Stejně jako u modelu polovodičové diody, tak i u modelu bipolárního tranzistoru se definují parametry, které určují vlastnosti a chování tranzistoru (viz. kap. 4.2). Opět každý parametr je nastaven na defaultní hodnotu, kterou může uživatel změnit a nastavit potřebné hodnoty parametrů. Parametry a implicitní hodnoty modelu bipolárního tranzistoru vypadají takto:

```
PARAMS:
+ AF=1 area=1 BF=100 BR=1 CJC=0 CJE=0 CJS=0 CN=2.42 (NPN), 2.2 (PNP)
+ Cth=0.0025 D=0.87 (NPN), 0.52 (PNP) EG=1.11 FC=0.5 GAMMA=1E-11
+ IKF=0 IKR=0 IRB=0 IS=1E-16 ISC=0 ISE=0 ISS=0 ITF=0 KF=0 MJC=0.33
+ MJE=0.33 MJS=0 N=1 NC=2 NE=1.5 NF=1 NK=0.5 NR=1 NS=1 PTF=0 QCO=0
+ QUASIMOD=0 RB=0 RBM=0 RC=0 RCO=0 RE=0 Rth=200 TF=0 TK=100u TR=0
+ TRB1=0 TRB2=0 TRC1=0 TRC2=0 TRE1=0 TRE2=0 TRM1=0 TRM2=0 VAF=100
+ VAR=100 VG=1.206 VJC=0.75 VJE=0.75 VJS=0.75 VO=10 VTF=100 XCJC=1
+ XCJC2=1 XCJS=1 XTB=0 XTF=0 XTI=3
```

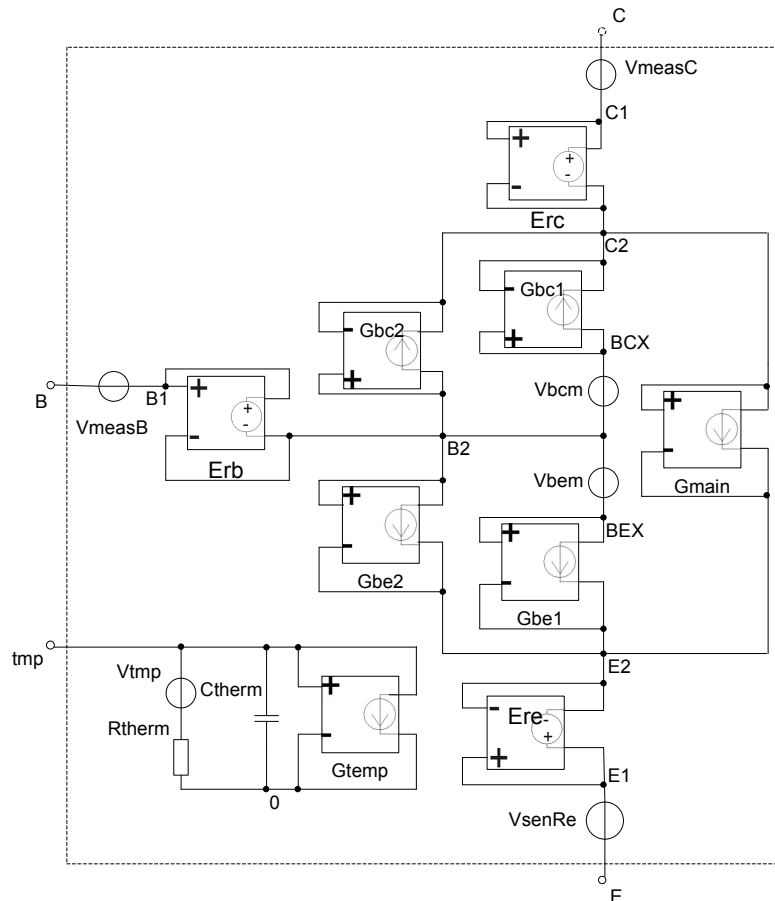
Podobně jako u modelu diody jsou definovány parametry pro určení okolní teploty ve °C a v Kelvinech. Je vytvořena funkce pro výpočet teplotního napětí v_T pomocí Boltzmanovy konstanty k a náboje elektronu q :

```
.PARAM TNOM=27
.PARAM TNOMK={TNOM+273}
.PARAM k2=1.3806503e-23
.PARAM q2=1.602176487e-19
.FUNC Vt2(T) {T*k2/q2}
```

I u modelu bipolárního tranzistoru je vytvořen teplotní uzel t_{mp} a pomocí obvodového prvku $G_{t_{mp}}$ je možno vypočítat vyzářený výkon tranzistoru:

```
VmeasC c c1 DC 0
VmeasB b b1 DC 0
Gtemp tmp 0 VALUE={i(VmeasC)*v(c,e)+i(VmeasB)*v(b,e)}
Rtherm tmp 0 {Rth}
Ctherm tmp 0 {Cth}
```

Následující funkce a prvky, které jsou níže definovány, platí pro bipolární tranzistor NPN, pro tranzistor PNP platí stejné vztahy a funkce jen je potřeba zaměnit znaménka všech proudů a napětí.



Obr. 21: Principiální schéma makroobvodu model bipolárního tranzistoru

8.1 Stejnoseměrná část modelu bipolárního tranzistoru

Již zmíněné dvojice paralelních diod jsou vytvořeny zdroji proudu, jejich hodnoty jsou dány patřičnými funkcemi. Rovnice těchto funkcí vycházejí ze známého exponenciálního vztahu Shockleyho rovnice. Pro paralelní dvojici diod přechodu báze-emitor mají zdroje proudu následující tvar:

$$\begin{aligned}
 &V_{bem} \text{ b2} \text{ bex DC } 0 \\
 &G_{be1} \text{ bex} \text{ e2 VALUE}=\{I_{be1}(v(b2, e2), v(tmp)+273) / BFt(v(tmp)+273)\} \\
 &G_{be2} \text{ b2} \text{ e2 VALUE}=\{I_{be2}(v(b2, e2), v(tmp)+273)\}.
 \end{aligned}$$

Hodnota přímého proudu báze-emitor je podělena proudovým zesílením podle vztahu (36). Zdroj napětí V_{bem} slouží jako snímač procházejícího proudu.

Proudy přechodu báze-kolektor jsou dány obdobným způsobem a zde zase zpětný proud je dělen proudovým zesilovacím činitelem pro inverzní zapojení:

$$\begin{aligned}
 &V_{bcm} \text{ b2} \text{ bcx DC } 0 \\
 &G_{bc1} \text{ bcx} \text{ c2 VALUE}=\{I_{bc1}(v(b2, c2), v(tmp)+273) / BRt(v(tmp)+273)\} \\
 &G_{bc2} \text{ b2} \text{ c2 VALUE}=\{I_{bc2}(v(b2, c2), v(tmp)+273)\}.
 \end{aligned}$$

Funkce výše uvedených proudů jsou následující a inspirovány rovnicemi (30) až (33):

```
.FUNC Ibe1(Vbe,T) {ISt(T)*(EXP(Vbe/(NF*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Ibe2(Vbe,T) {ISEt(T)*(EXP(Vbe/(NE*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Ibc1(Vbc,T) {ISt(T)*(EXP(Vbc/(NR*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Ibc2(Vbc,T) {ISct(T)*(EXP(Vbc/(NC*Vt2(T)))-1)}.
```

Hlavním zdrojem celého modelu je zdroj proudu G_{main} , který udává zesílení celého modelu tranzistoru. Přímý a zpětný proud jsou zde naopak vynásobeny proudovými zesíleními. Jinak zesilovací proud je dán, rozdílem těchto součinů podělený faktorem bázevého náboje K_{qb} , upravením tohoto vztahu (38):

```
Gmain c2 e2 VALUE={ (BFt(v(tmp)+273)*i(Vbem)-BRt(v(tmp)+273)*i(Vbcm)) /
+Kqb(v(b2,e2),v(b2,c2),i(Vbem)*BFt(v(tmp)+273),
i(Vbcm)*BRt(v(tmp)+273))-i(Vbcm)}.
```

Následným upravením vztahů (34) a (35) jsou dány tyto tři funkce, které definují výše zmíněný faktor bázevého náboje [5]:

```
.FUNC Kqb(Vbe,Vbc,Ibe1,Ibc1) {Kq1(Vbc,Vbe)*(1+(1+4*
Kq2(Ibe1,Ibc1))*NK)/2}
.FUNC Kq1(Vbc,Vbe) {1/(1-Vbc/VAF-Vbe/VAR)}
.FUNC Kq2(Ibe1,Ibc1) {if(IKF==0,0,Ibe1/IKF)+if(IKR==0,0,Ibc1/IKR)}.
```

Statický model bipolárního tranzistoru je opatřen lineárními rezistory báze, emitoru a kolektoru. Rezistory jsou dány pomocí třech zdrojů napětí E_{rb} , E_{re} a E_{rc} . Již popsaným způsobem se měří procházející proud stejnosměrným zdrojem s nulovou hodnotou napětí:

```
VsenRb b1 b1x DC 0
VsenRe e ex DC 0
VsenRc c1 c1x DC 0
Erb b1x b2 Value={i(VsenRb)*RBt(v(tmp)+273)}
Ere ex e2 Value={i(VsenRe)*REt(v(tmp)+273)}
Erc c1x c2 Value={i(VsenRc)*RCt(v(tmp)+273)}
```

8.2 Teplotní závislost modelu bipolárního tranzistoru

Teplotní závislosti u modelu tranzistoru ovlivňují téměř stejné parametry jako u modelu polovodičové diody. Ve statické části modelu to je saturační proud podle vztahu (41):

```
.FUNC ISt(T) {IS*EXP(((T/TNOMK)-1)*(EG/(N*Vt2(T))))*PWR(T/TNOMK,
XTI/N)}.
```

Dosazením rovnice (41) do vztahů (44) a (45) a následným upravením, vzniknout tyto teplotně závislé funkce pro svodové proudy báze-emitor a báze-kolektor:

```
.FUNC ISEt(T) {(ISE/(T/TNOMK)**XTB)*EXP(((T/TNOMK)-1)
```

```

      *(EG/(NE*Vt2(T))) *PWR(T/TNOMK,XTI/NE) }
.FUNC ISct(T) { (ISC/(T/TNOMK)**XTB)*EXP(((T/TNOMK)-1)
      *(EG/(NC*Vt2(T))) *PWR(T/TNOMK,XTI/NC) } .

```

Na absolutní teplotě jsou dále závislé oba ideální proudové zesilovací koeficienty podle vztahů (42) a (43):

```

.FUNC BFt(T) {BF*(T/TNOMK)**XTB}
.FUNC BRt(T) {BR*(T/TNOMK)**XTB} .

```

Kvadratické teplotní závislosti odporů báze, emitoru a kolektoru jsou zavedeny v tomto modelu bipolárního tranzistoru ze vztahů (46) až (48) [5]:

```

.FUNC RBt(T) {RB*(1+TRB1*(T-TNOMK)+TRB2*(T-TNOMK)**2) }
.FUNC REt(T) {RE*(1+TRE1*(T-TNOMK)+TRE2*(T-TNOMK)**2) }
.FUNC Rct(T) {RC*(1+TRC1*(T-TNOMK)+TRC2*(T-TNOMK)**2) } .

```

8.3 Výsledky simulací modelu bipolárního tranzistoru

Vytvořené modely bipolárních tranzistorů NPN a PNP je nutné prověřit s již vytvořenými tranzistory z knihoven programu SPICE, konkrétně jsou vybrány NPN tranzistor MPS3707 s parametry:

```

Is=5.911f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=62.37 Bf=535.1 Ne=1.311 Ise=5.911f
Ikf=13.31m Xtb=1.5 Br=1.321 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1.61 Cjc=4.017p
Mjc=.3174 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=4.973p Mje=.4146 Vje=.75 Tr=4.708n
Tf=819.6p Itf=.35 Vtf=4 Xtf=7 Rb=10

```

a tranzistor PNP MPS3906 s parametry:

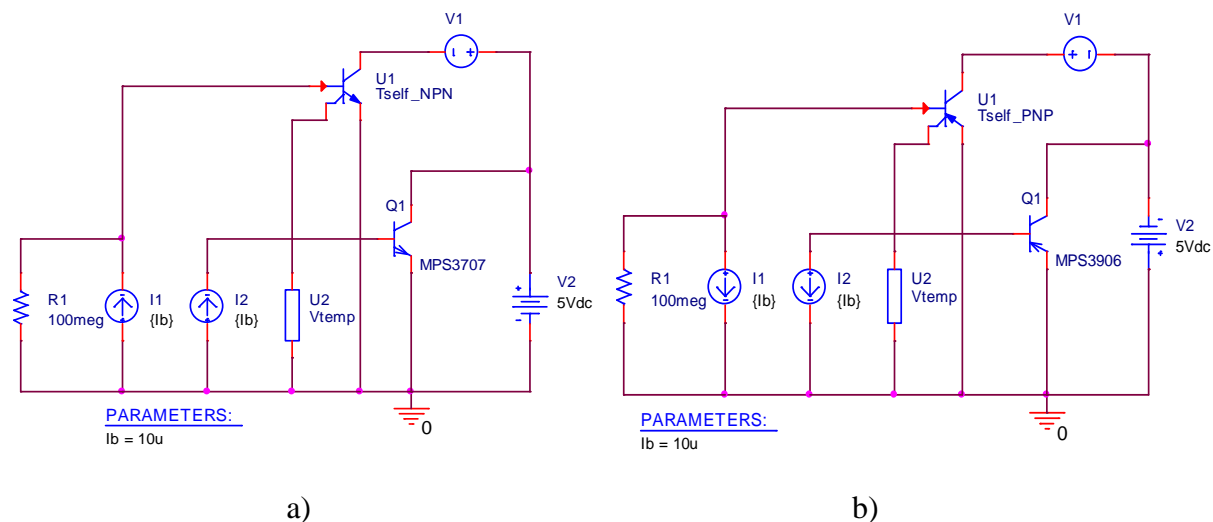
```

Is=1.41f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=18.7 Bf=180.7 Ne=1.5 Ise=0 Ikf=80m Xtb=1.5
Br=4.977 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=2.5 Cjc=9.728p Mjc=.5776 Vjc=.75 Fc=.5
Cje=8.063p Mje=.3677 Vje=.75 Tr=33.42n Tf=179.3p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=6
Rb=10,

```

které se přidají k vytvořeným modelům. Pro určení statických charakteristik tranzistoru je zvoleno zapojení SE – se společným emitorem. Níže jsou proměřeny tyto charakteristiky modelů bipolárních tranzistorů a tranzistorů z knihovny programu SPICE – výstupní, vstupní a převodní. V programu SPICE se využije opět DC (stejnoseměrné) simulace.

Jako první je měřena výstupní charakteristika podle těchto zapojení:

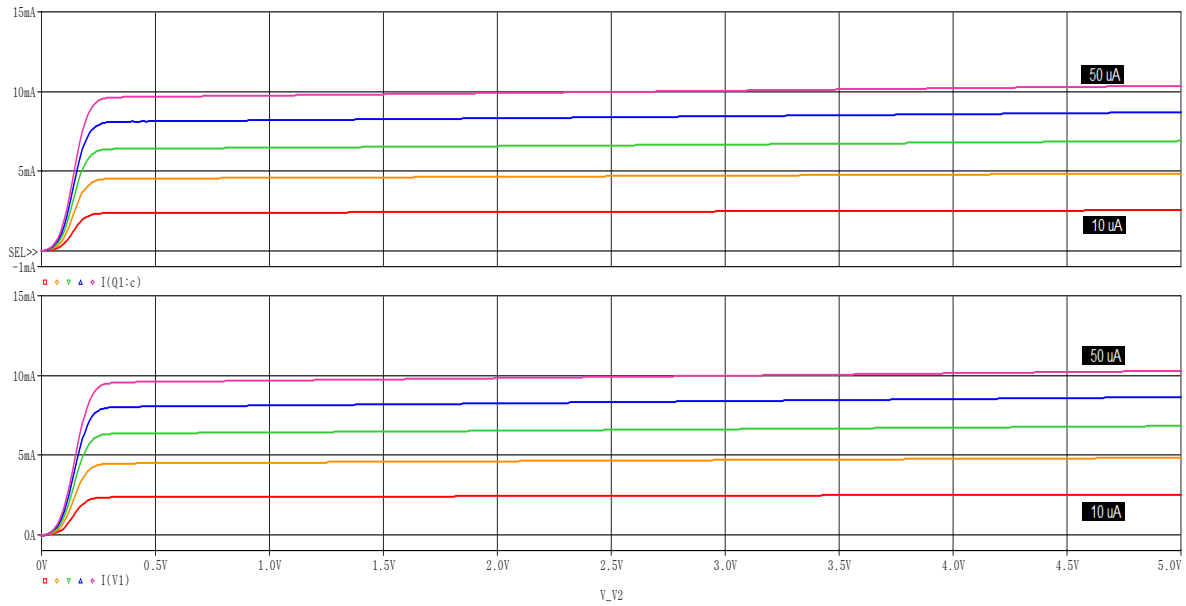


Obr. 22: Schéma zapojení pro měření výstupní charakteristiky a) NPN tranzistorů, b) PNP tranzistoru

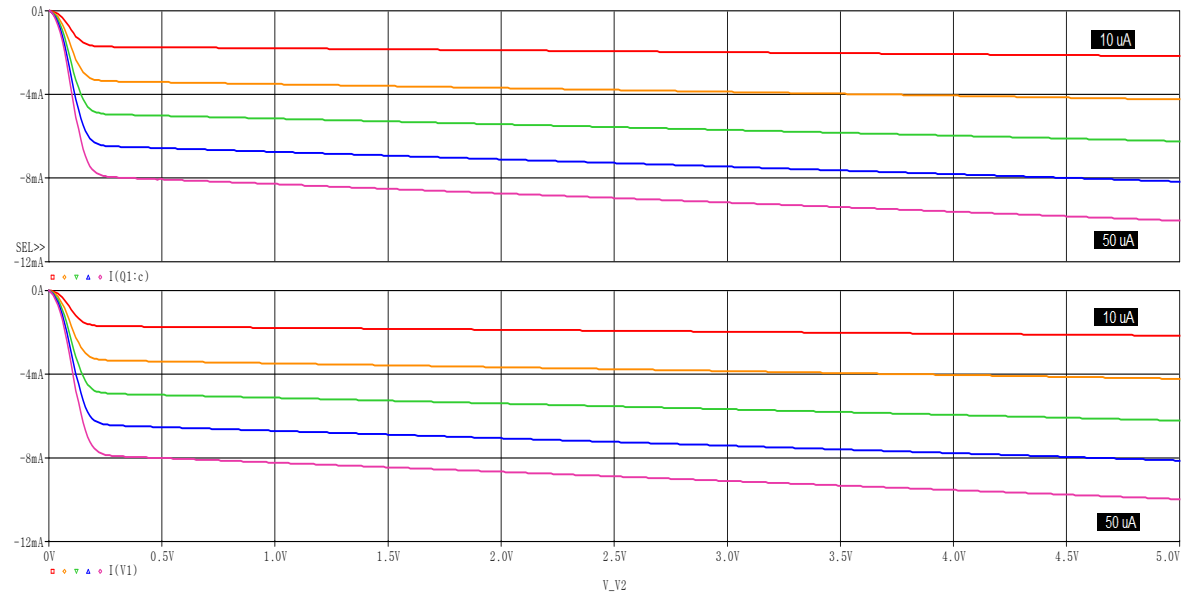
Model U2 plní stejnou funkci jako měření modelu polovodičové diody, zdroje V1 snímají proud kolektorem. Zdroj napětí V2 je rozmítán od 0 V do 5 V a pomocí parametru je rozmítán proud do báze od 10 μA do 50 μA s krokem 10 μA . V následujících dvou tabulkách jsou rozdíly kolektorových proudů jednotlivými typy tranzistorů.

Tab. 5: Rozdíly kolektorových proudů výstupních charakteristik tranzistorů

Tranzistory NPN, při $U_{CE} = 1 \text{ V}$					
$I_B [\mu\text{A}]$	10	20	30	40	50
$I_{CQ1} [\text{mA}]$	2,389	4,563	6,468	8,177	9,741
$I_{CU1} [\text{mA}]$	2,371	4,529	6,419	8,116	9,667
$I_{CU1} - I_{CQ1} [\mu\text{A}]$	-18	-34	-49	-61	-74
Tranzistory PNP, při $U_{CE} = 1 \text{ V}$					
$I_B [\mu\text{A}]$	10	20	30	40	50
$I_{CQ1} [\text{mA}]$	-1,794	-3,511	-5,161	-6,752	-8,290
$I_{CU1} [\text{mA}]$	-1,780	-3,483	-5,120	-6,698	-8,223
$I_{CU1} - I_{CQ1} [\mu\text{A}]$	14	28	41	54	67

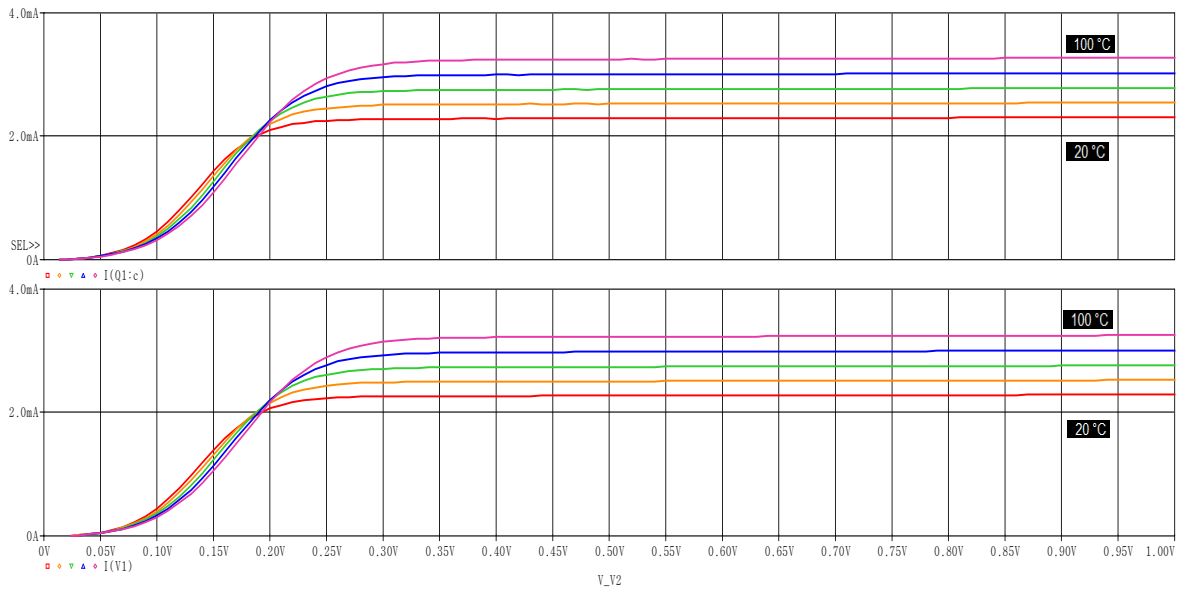


Graf. 7: Výstupní charakteristiky tranzistorů NPN



Graf. 8: Výstupní charakteristiky tranzistorů PNP

Dalším měřením je zvolena teplotní závislost výstupních charakteristik tranzistorů při konstantním bázevém proudu $10 \mu\text{A}$. Teplotní parametr je rozmítán od $20 \text{ }^\circ\text{C}$ do $100 \text{ }^\circ\text{C}$. Napětí kolektor-emitor je z důvodu přehlednějšího zobrazení rozmítáno od 0 do 1 V.



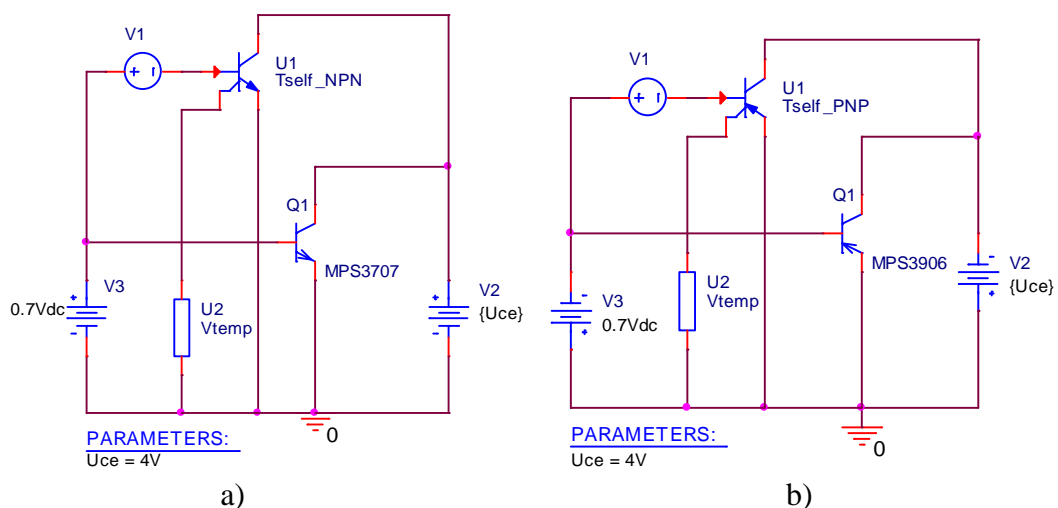
Graf. 9: Teplotní závislosti výstupních charakteristik tranzistorů NPN

Tab. 6: Rozdíly kolektorových proudů při teplotní závislosti

Tranzistory NPN, při $U_{CE} = 0,5 \text{ V}$ a $I_B = 10 \mu\text{A}$					
T [°C]	20	40	60	80	100
I_{CQ1} [mA]	2,291	2,523	2,762	2,999	3,244
I_{CU1} [mA]	2,271	2,504	2,741	2,982	3,226
$I_{CU1} - I_{CQ1}$ [μA]	-20	-19	-21	-17	-18

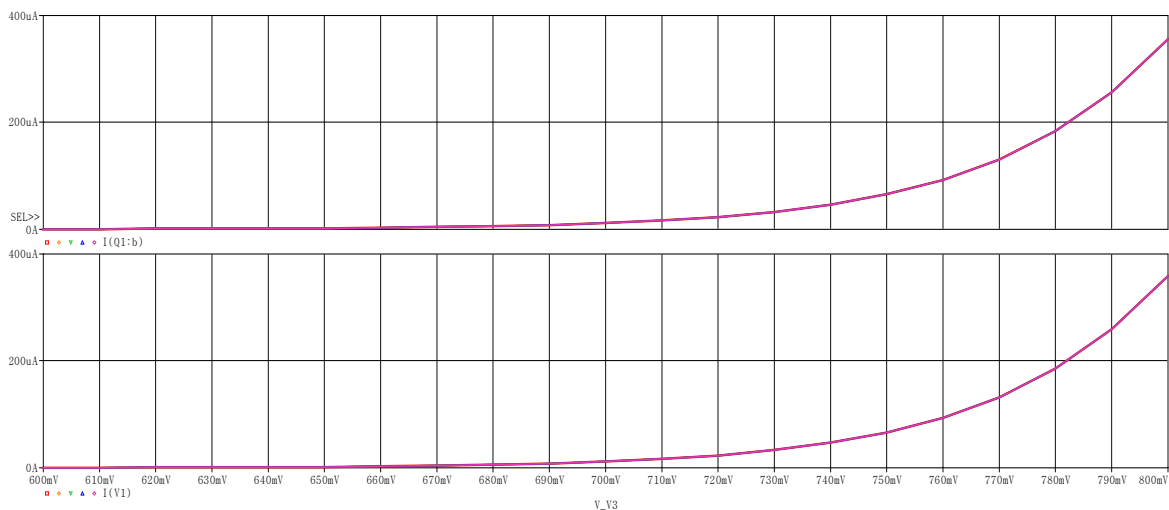
Rozdíly proudů u PNP tranzistorů při stejném bázevém proudu jsou téměř stejné, liší se pouze znaménkem.

Další z měřených charakteristik jsou vstupní charakteristiky tranzistorů podle zapojení:

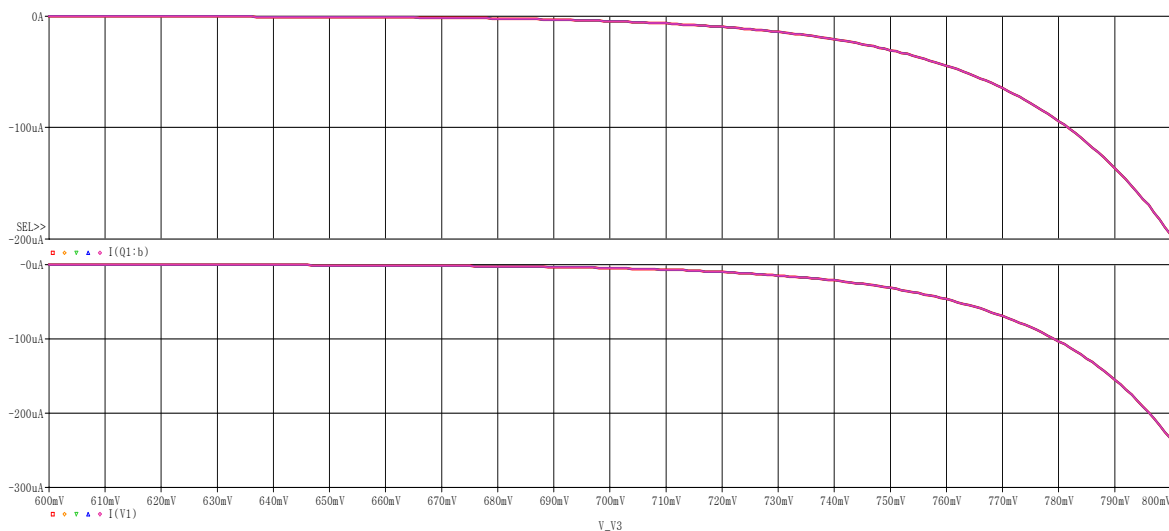


Obr. 23: Schéma zapojení pro měření vstupní charakteristiky a) NPN tranzistorů, b) PNP tranzistoru

Rozmítán je zdroj napětí V3 od 0,6 V do 0,8V. Proud do báze modelu tranzistoru je snímán pomocí zdroje V1. Výsledné grafy jsou takovéto:



Graf. 10: Vstupní charakteristiky tranzistorů NPN



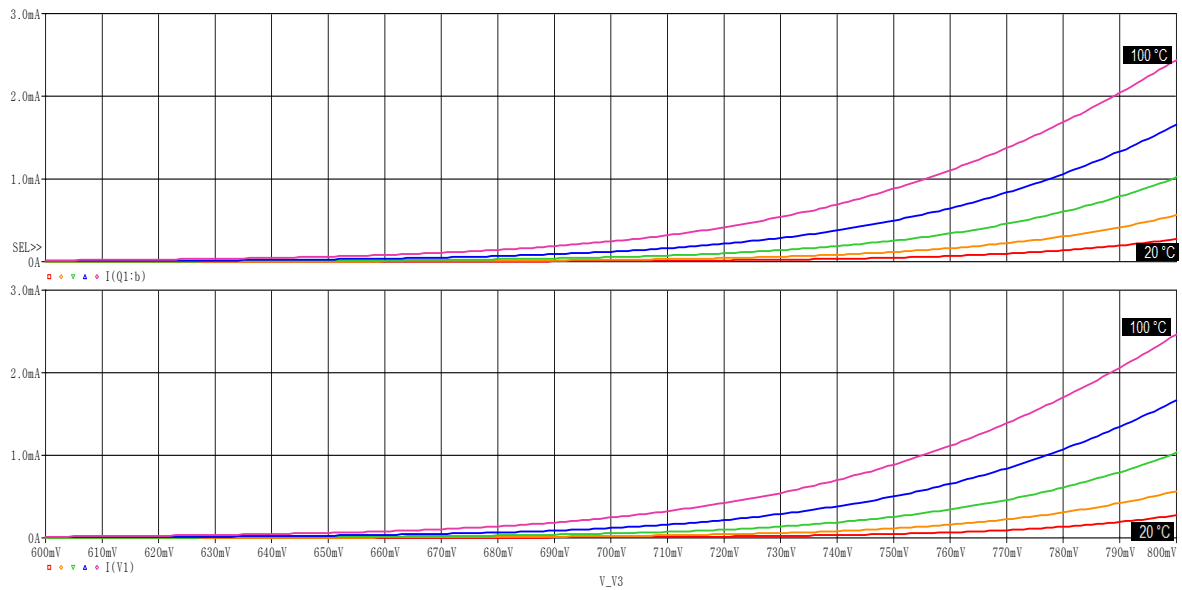
Graf. 11: Vstupní charakteristiky tranzistorů PNP

Výsledky rozdílů bázových proudů jsou v následující tabulce, u modelu tranzistoru PNP se je rozdíl výrazně větší než u NPN.

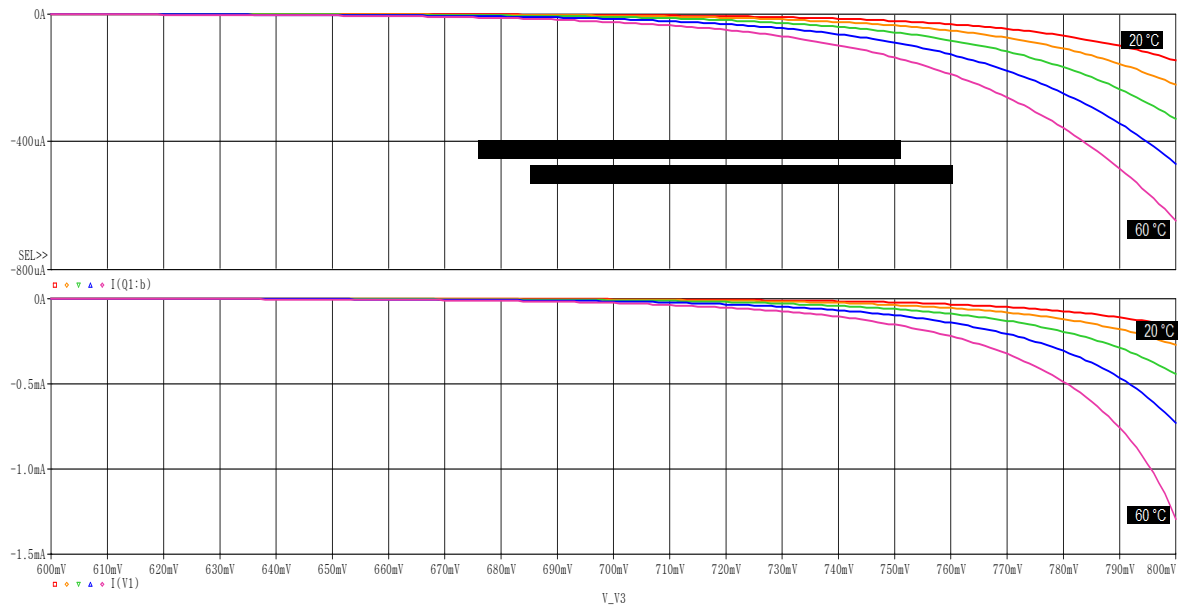
Tab. 7: Rozdíly bázových proudů vstupních charakteristik tranzistorů

Tranzistory NPN, při $U_{BE} = 780 \text{ mV}$					
$U_{CE} \text{ [V]}$	4	8	12	16	20
$I_{BQ1} \text{ [}\mu\text{A]}$	183,48	183,48	183,48	183,48	183,48
$I_{BU1} \text{ [}\mu\text{A]}$	185,76	185,76	185,76	185,76	185,76
$I_{BU1} - I_{BQ1} \text{ [}\mu\text{A]}$	2,28	2,28	2,28	2,28	2,28
Tranzistory PNP, při $U_{BE} = 780 \text{ mV}$					
$U_{CE} \text{ [V]}$	4	8	12	16	20
$I_{BQ1} \text{ [}\mu\text{A]}$	-94,04	-94,04	-94,04	-94,04	-94,04
$I_{BU1} \text{ [}\mu\text{A]}$	-103,03	-103,03	-103,03	-103,03	-103,03
$I_{BU1} - I_{BQ1} \text{ [}\mu\text{A]}$	-8,99	-8,99	-8,99	-8,99	-8,99

Při měření teplotních závislostí se opět využívá rozmítání teplotního model U2. Pro NPN tranzistory je rozmítán v rozsahu od 20 °C do 100°C a pro PNP tranzistory je rozmítán od 20 °C do 60°C s krokem 10 °C. Výsledky jsou v níže uvedených grafech a tabulce, rozdíly teplotních závislostí jsou pro PNP tranzistory již značné.



Graf. 12: Teplotní závislosti vstupních charakteristik tranzistorů NPN



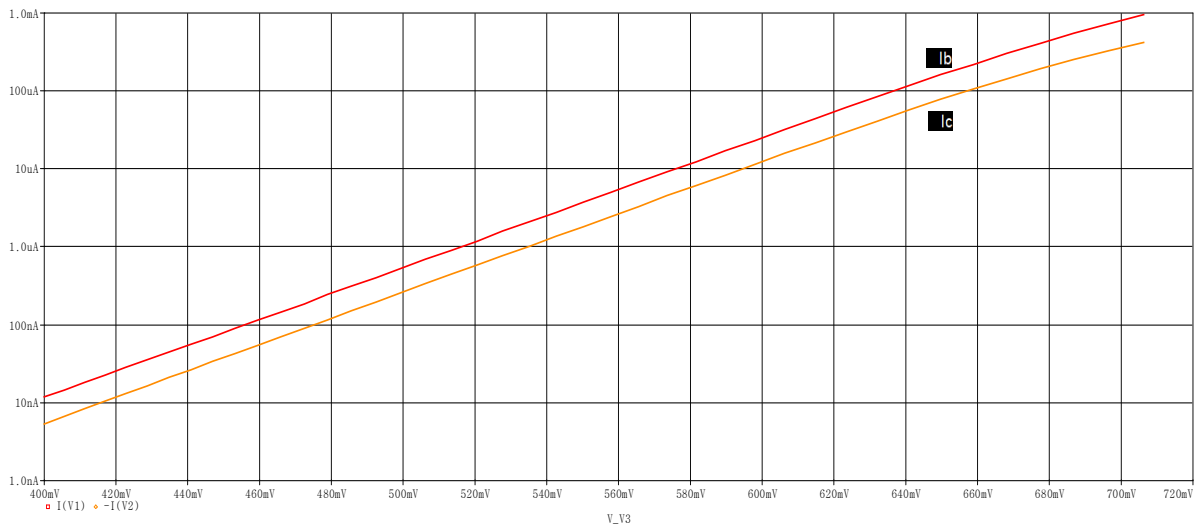
Graf. 13: Teplotní závislosti vstupních charakteristik tranzistorů PNP

Tab. 8: Rozdíly kolektorových proudů při teplotní závislosti

Tranzistory NPN, při $U_{BE} = 780 \text{ mV}$ a $U_{CE} = 12 \text{ V}$					
T [°C]	20	40	60	80	100
I_{BQ1} [mA]	0,136	0,305	0,604	1,061	1,684
I_{BU1} [mA]	0,138	0,309	0,611	1,073	1,703
$I_{BU1} - I_{BQ1}$ [µA]	2	4	7	12	19

Tranzistory PNP, při $U_{BE} = 780 \text{ mV}$ a $U_{CE} = 12 \text{ V}$					
T [°C]	20	30	40	50	60
I_{BQ1} [μA]	-67,64	-107,87	-166,12	-247,41	-356,75
I_{BU1} [μA]	-72,50	-119,37	-192,56	-306,45	-485,94
$I_{BU1} - I_{BQ1}$ [μA]	-4,86	-11,50	-26,44	-59,04	-129,19

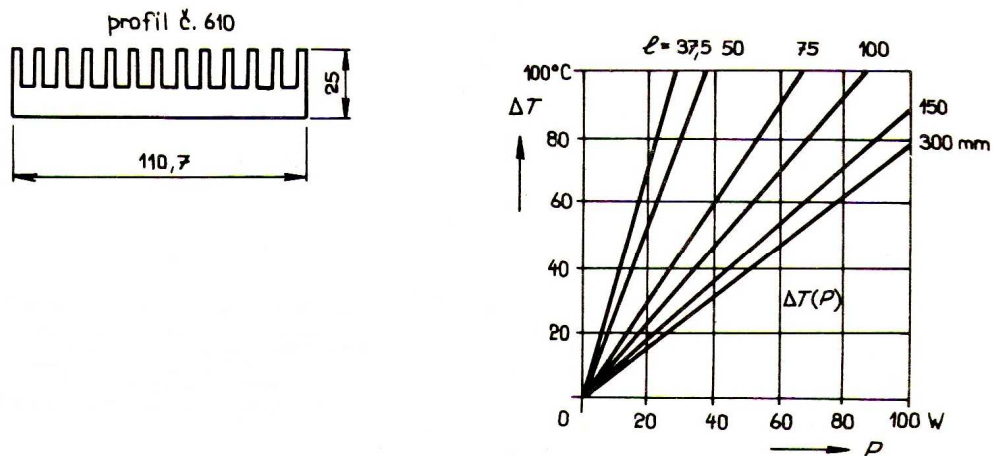
Lze sestavit i tzv. Gummelova charakteristika tranzistorů, ze které je možno odečíst proudové zesílení β . Bázový a kolektorový proud jsou v logaritmickém měřítku v závislosti na napětí báze-emitor. To je patrné na tomto grafu pro model tranzistoru NPN.



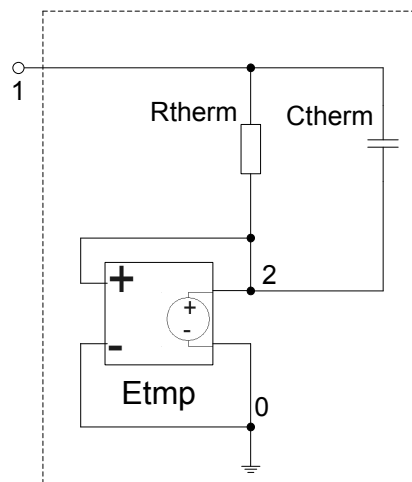
Graf. 14: Gummelova charakteristika modelu tranzistoru NPN

9 Model chladiče

Použití chladičů na obvodové prvky je až jednou z posledních variant teplotní stabilizace elektronického zařízení. Předchozí varianty jsou různé, např. vhodnou volbou obvodových prvků nebo lze zavést kompenzace teplotními parametry součástek. Až po využití těchto možností nastává okamžik pro aplikaci chladiče. Jedním z nejčastěji používaných typů chladičů jsou hliníkové žebrované chladiče. Na trhu existuje mnoho profilů těchto žebrovaných chladičů. Pro vytvořený model je použit jednoduchý žebrovaný chladič, jehož rozměry a charakteristiky jsou na Obr. 24 a převzaty z [2]. Pro maximální účinnost musí být všechny žebrované chladiče připevněny tak, aby osa žeber byla ve vertikální poloze.



Obr. 24: Nákres a charakteristiky tepelného odporu chladiče [2]



Obr. 25: Principiální schéma modelu chladiče

Model chladiče je vytvořen ve vlastní knihovně a popsán touto definicí makroobvodu:

```
.SUBCKT chladic 1
Rtherm 1 2 {RTH}
Ctherm 1 2 {CTH}
Etmp 2 0 VALUE={TEMP}
.ENDS
```

Pomocí soustavy křivek pro různé délky chladiče je určeno 6 hodnot tepelných odporů tohoto chladiče. Tepelné odpory chladiče představují, o kolik kelvinů se ohřeje model na 1 watt ztrátového výkonu. Tepelná kapacita C_{TH} je určena pomocí hustoty hliníku ρ_{Al} a měrné tepelné kapacity c_{Al} .

Tab. 9: Tabulka hodnot pro určení tepelného odporu a kapacity chladiče

l [mm]	37,5	50	75	100	150	300
R_{TH} [K/W]	3,50	2,67	1,50	1,17	0,88	0,78
V [cm ³]	77,84	103,78	155,67	207,56	311,34	622,69
m [g]	210,16	280,21	420,31	560,42	840,63	1681,26
C_{TH} [J/K]	188	251	377	502	753	1506

$$a = 110,7 \text{ mm}, b = 25 \text{ mm}, \rho_{Al} = 2,7 \text{ g} \times \text{cm}^{-3}, c_{Al} = 896 \text{ J} \times \text{kg}^{-1} \times \text{K}^{-1}$$

Objem chladiče je přibližně určen tak, že plnění žebër je poloviční v celé šířce chladiče a dosahuje do poloviny výšky chladiče. Poté přímou úměrou je získána hmotnost a výsledná tepelná kapacita chladiče.

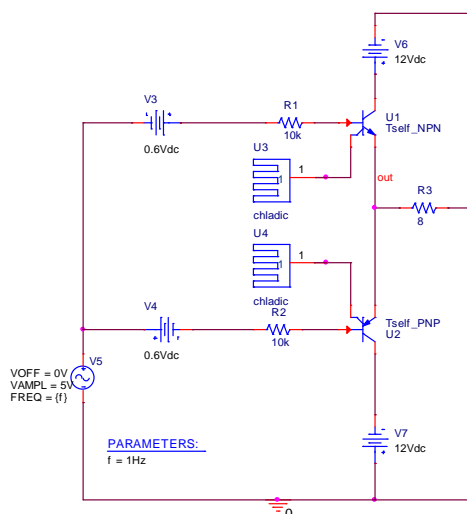
$$V = al \frac{b}{2} + \frac{abl}{4} = 11,07 \cdot 10 \cdot \frac{2,5}{2} + \frac{11,07 \cdot 10 \cdot 2,5}{4} = 207,56 \text{ cm}^3$$

$$m = V\rho_{Al} = 207,56 \cdot 2,7 = 560,42 \text{ g}$$

$$C_{TH} = mc_{Al} = 560,42 \cdot 0,896 = 502 \text{ J} / \text{K}$$

10 Analýza modelů nf zesilovačem

Využitím koncového stupně zesilovače lze prověřit schopnost a správnost použití modelu tranzistorů a chladiče při modelování. Nastavením parametrů některých výkonových tranzistorů do modelů vznikne výkonový stupeň zesilovače. Když se k modelům tranzistorů připojí na teplotní svorku model chladiče lze sledovat, jak se mění teplotní napětí při různých kmitočtech vstupního harmonického zdroje. Při nízkém kmitočtu (1 Hz) teplota sleduje amplitudu vstupního signálu, naopak při vyšším kmitočtu (1 kHz) naroste do určité hodnoty a dále už je konstantní – nesleduje vstupní amplitudu. Simulaci lze realizovat pomocí tohoto zapojení nf zesilovače:



Obr. 26: Zapojení nf zesilovače

11 Závěr

Úkolem této bakalářské práce bylo seznámit se základy elektrotepelné analogie a odvodem tepla ze součástek pomocí tepelného náhradního obvodu. Hlavní použitou analogií byla přeměna rozdílu teplot (oteplení) na elektrické napětí. Dále tepelný výkon, rozptýlený ve vnitřku součástky, na elektrický proud, který je znázorněn jako ideální zdroj proudu.

Práce je založena na využití programu OrCAD PSpice k tvorbě modelu prvku. V další teoretické části jsou uvedeny a přiblíženy možnosti tohoto softwaru. Je popsán vývoj obecného návrhu obvodu, historie programu a postupy při vytváření vlastních knihoven, netlistů a makroobvodů.

Teoreticky je popsán způsob modelování polovodičové diody a bipolárního tranzistoru. Polovodičová dioda s přechodem PN je popsána základním Shockleyho vztahem exponenciální funkce. Model bipolárního tranzistoru je prakticky složen ze dvou párů těchto diod. Jako popsáný model je zvolen Gummel-Poonův model, který je jedním z nejpoužívanějších modelů tranzistoru v simulačních programech.

Praktická část práce je zaměřena vytvoření knihoven makroobvodů rezistoru, diody a tranzistorů s vlastním ohřevem. Model rezistoru je simulován a výsledkem je grafické zobrazení, ze kterého lze vyčíst teoretický předpoklad – vlivem procházejícího proudu je rezistor ohříván, vzrůstá jeho teplotní napětí a zvětšuje se jeho hodnota odporu. Model polovodičové diody je porovnáván s diodou, z knihovny prvků programu SPICE, 1N4002. Rozdíly proudů procházející těmito diodami jsou tisíce měřených proudů – křivky se téměř shodují. SPICE počítá hodnoty s chybou 0,001, odtud plynou tyto rozdíly. Při měření výstupních charakteristik modelů tranzistorů NPN a PNP jsou proudové rozdíly kolektory o něco větší – jedná se setiny mA při měření jednotek mA. Stejně rozdíly pak figurují u měření výstupních charakteristik v závislosti na teplotě a vstupních charakteristik. Největší rozdíl je však u tranzistoru PNP při měření vstupních charakteristik v závislosti na teplotě, kde je diference bázových proudů až 130 μA při proudech -356 μA , respektive -485 μA při teplotě 60 °C.

Modely bipolárních tranzistorů je možno ještě opatřit dynamickými prvky modelu pro zachycení akumulčních jevů přechodu, ve statické části modelu zavést nelinearitu bázového odporu a v kolektorové oblasti kvazisaturační prvky.

Seznam použité literatury

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika BVEL: 1. část – usměrňovače, střídavé měniče napětí*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2010. 140 s.
- [2] FILKA, Miloslav; VRBA, Kamil. *Telekomunikační projekty: Specializované přednášky*. 2. uprav.vyd. Brno: VUT v Brně, 1990. 407 s. ISBN 80-214-0176-1.
- [3] KOLKA, Zdeněk. *Počítačové řešení elektronických obvodů*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007. 196 s.
- [4] DOBEŠ, Josef. *Modely polovodičových prvků*. 1. vyd. Brno: VUT FEKT, 2003. 102 s. ISBN 80-214-2270-X.
- [5] OrCAD PSpice A/D Reference Guide (version 10.5). 2005

Seznam použitých symbolů, zkratek a veličin

α	Součinitel přestupu tepla
m^2	Jednotka metr čtvereční
K	Jednotka Kelvin
T_{vmax}	Maximální dovolená teplota přechodu
R_{tv}	Vnitřní tepelný odpor
R_{tp}	Tepelný odpor mezi pouzdem součástky a okolním prostředím
R_{tvp}	Celkový tepelný odpor
P	Elektrický výkon
i_t	Tepelný proud
T_v	Teplota přechodu
T_p	Teplota pouzdra
T_o	Teplota okolního prostředí
$^{\circ}C$	Jednotka stupeň Celsia
W	Jednotka Watt
u_{to}	Teplotní napětí
u_{tv}	Tepelný spád na vnitřním tepelném odporu
u_{tp}	Tepelný spád mezi pouzdem a okolním prostředním součástky
u_{tvp}	Celkový tepelný spád mezi přechodem a okolním prostředním součástky
T	Absolutní teplota
VA	Voltampérová charakteristika
<i>SUBCKT</i>	Subcircuit – makroobvod
E	Zdroj napětí řízený proudem
G	Zdroj proudu řízený napětím
<i>TEMP</i>	Temperature – teplota

Seznam použitých tabulek, obrázků a grafů

Tab. 1: Tabulka tepelně-elektrických analogií [1]	8
Tab. 2: Proudové rozdíly v závislosti na teplotě v přímém zapojení	37
Tab. 3: Proudové rozdíly v závislosti na teplotě v inverzním zapojení	38
Tab. 4: Rozdíly proudů v závislosti na teplotě při frekvenční analýze	40
Tab. 5: Rozdíly kolektorových proudů výstupních charakteristik tranzistorů	45
Tab. 6: Rozdíly kolektorových proudů při teplotní závislosti	47
Tab. 7: Rozdíly bázevých proudů vstupních charakteristik tranzistorů	48
Tab. 8: Rozdíly kolektorových proudů při teplotní závislosti	49
Tab. 9: Tabulka hodnot pro určení tepelného odporu a kapacity chladiče	52
Obr. 1: Model tepelné soustavy [2]	10
Obr. 2: Tepelný náhradní obvod [2]	11
Obr. 3: Základní strategie tvorby modelů s teplotní závislostí	12
Obr. 4: Náhradní obvod modelu polovodičové diody	12
Obr. 5: Linearizovaná voltampérová charakteristika diody [4]	14
Obr. 6: Linearizace bariérové kapacity [4]	18
Obr. 7: Ebers-Mollův model bipolárního NPN tranzistoru	18
Obr. 8: Gummel-Poonův model bipolárního NPN tranzistoru	19
Obr. 9: Výstupní charakteristiky tranzistoru a Earlyho napětí [4]	22
Obr. 10: Proudová závislost odporu báze [4]	23
Obr. 11: Obecný postup při návrhu obvodů [3]	26
Obr. 12: Tvorba netlistu	28
Obr. 13: Principiální schéma makroobvodu rezistoru s vlastním ohřevem	31
Obr. 14: Obvod pro simulaci makroobvodu	31
Obr. 15: Principiální schéma makroobvodu modelu polovodičové diody	33
Obr. 16: Schéma zapojení diod v propustném směru DC analýzu	36
Obr. 17: Nastavení DC simulace diod v propustném směru	37
Obr. 18: Schéma zapojení diod v závěrném směru pro DC analýzu	38
Obr. 19: Schéma zapojení diod pro AC analýzu	39
Obr. 20: Nastavení AC simulace diod	39
Obr. 21: Principiální schéma makroobvodu modelu bipolárního tranzistoru	42
Obr. 22: Schéma zapojení pro měření výstupní charakteristiky a) NPN tranzistorů, b) PNP tranzistoru	45
Obr. 23: Schéma zapojení pro měření vstupní charakteristiky a) NPN tranzistorů, b) PNP tranzistoru	47
Obr. 24: Nákres a charakteristiky tepelného odporu chladiče [2]	51
Obr. 25: Principiální schéma modelu chladiče	51
Graf. 1: Průběhy proudu a napětí na modelu rezistoru s vlastním ohřevem	32
Graf. 2: Výsledný graf DC simulace diody a modelu v propustném směru	37
Graf. 3: Detail DC závislostí diody a modelu v propustném směru	38
Graf. 4: Výsledný graf DC simulace diody a modelu v závěrném směru	39
Graf. 5: Průběhy proudů v závislosti na teplotě při AC simulaci	40
Graf. 6: Detailní zobrazení frekvenční analýzy diod	40
Graf. 7: Výstupní charakteristiky tranzistorů NPN	46
Graf. 8: Výstupní charakteristiky tranzistorů PNP	46

Graf. 9: Teplotní závislosti výstupních charakteristik tranzistorů NPN	47
Graf. 10: Vstupní charakteristiky tranzistorů NPN	48
Graf. 11: Vstupní charakteristiky tranzistorů PNP	48
Graf. 12: Teplotní závislosti vstupních charakteristik tranzistorů NPN	49
Graf. 13: Teplotní závislosti vstupních charakteristik tranzistorů PNP	49
Graf. 14: Gummelova charakteristika modelu tranzistoru NPN	50

Seznam příloh

A	DEFINICE MODELŮ	59
A.1	Model rezistor.....	59
A.2	Model polovodičové diody.....	59
A.3	Model bipolárního tranzistoru	61
A.3.1	Tranzistor NPN.....	61
A.3.2	Tranzistor PNP	62
A.4	Model chladiče	64

A DEFINICE MODELŮ

A.1 Model rezistor

```
.subckt Rself 1 3 PARAMS: R=10 TK=100u Rth=50 Cth=0.02

Gmain 1 2 VALUE={v(1,2)/(R*(1+TK*(v(tmp)-27)))}
Vmeas 2 3 DC 0

Gtemp tmp 0 VALUE={if (time>50n, -v(1,2)*i(Vmeas), 0)}
Rtherm tmp tmp2 {Rth}
Etmp tmp2 0 VALUE={temp}
Ctherm tmp 0 {Cth}

.ends
```

A.2 Model polovodičové diody

```
.subckt Dself2 1 3 tmp PARAMS:
+AF=1 area=1 BV=100 CJO=0 Cth=0.0025 EG=1.11 FC=0.5 IBVL=0 IBV=1E-10
+IKF=0 IS=1E-14 ISR=0 KF=0 M=0.5 N=1 NBV=1 NBVL=1 NR=2 RS=0 Rth=200
+TBV1=0 TBV2=0 TIKF=0 TRS1=0 TRS2=0 TT=0 VJ=1 XTI=3
.PARAM TNOM=27
.PARAM TNOMK={TNOM+273}
.PARAM k2=1.3806503e-23
.PARAM q2=1.602176487e-19
.FUNC Vt2(T) {T*k2/q2}

;výkon
Vmeas 2 3 DC 0
Gtemp tmp 0 VALUE={IF(time>50n,-v(1,3)*i(Vmeas),0)}
Rtherm tmp 0 {Rth}
Ctherm tmp 0 {Cth}

;hlavní zdroj
Gmain 1 2 VALUE={Id(v(1,3)-i(Vmeas)*RSt(v(tmp)+273),v(tmp)+273)}

;zdroj náboje + napěťový sledovač
Exx 1x 0 1 2 1
Eyy tmpx 0 tmp 0 1
Gc 1 2 Q={C(v(1x,0),v(tmpx)+273)*v(1x,0)}

;DC analýza
```

```

.FUNC Id(Vd,T) {area*(Ifwd(Vd,T)-Irev(Vd,T))}
.FUNC Ifwd(Vd,T) {Inrm(Vd,T)*Kinj(Vd,T)+Irec(Vd,T)*Kgen(Vd,T)}
.FUNC Inrm(Vd,T) {ISt(T)*(EXP(Vd/(N*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Kinj(Vd,T) {IF(IKft(T)>0,SQRT(IKft(T)/(IKft(T)+Inrm(Vd,T))),1)}
.FUNC Irec(Vd,T) {ISRt(T)*(EXP(Vd/(NR*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Kgen(Vd,T) {PWR((1-Vd/VJt(T))**2+0.005,M/2)}
.FUNC Irev(Vd,T) {Irevh(Vd,T)+Irevl(Vd,T)}
.FUNC Irevh(Vd,T) {IBV*EXP(-(Vd+BVt(T))/(NBV*Vt2(T)))}
.FUNC Irevl(Vd,T) {IBVL*EXP(-(Vd+BVt(T))/(NBVL*Vt2(T)))}

;teplota
.FUNC ISt(T) {IS*EXP(((T/TNOMK)-1)*(EG/(N*Vt2(T))))
              *PWR(T/TNOMK,XTI/N)}
.FUNC ISRt(T) {ISR*EXP(((T/TNOMK)-1)*(EG/(NR*Vt2(T))))
              *PWR(T/TNOMK,XTI/NR)}
.FUNC IKft(T) {IKF*(1+TIKF*(T-TNOMK))}
.FUNC BVt(T) {BV*(1+TBV1*(T-TNOMK)+TBV2*(T-TNOMK)**2)}
.FUNC RSt(T) {RS*(1+TRS1*(T-TNOMK)+TRS2*(T-TNOMK)**2)}
.FUNC EGt(T) {1.16-(0.000702*T**2)/(T+1108)}
.FUNC EGtnomK() {1.16-(0.000702*TNOMK**2)/(TNOMK+1108)}
.FUNC VJt(T) {VJ*T/TNOMK-3*Vt2(T)*LOG(T/TNOMK)-EGtnomK()
              *T/TNOMK+EGt(T)}
.FUNC CJOt(T) {CJO*(1+M*(0.0004*(T-TNOMK)+(1-VJt(T)/VJ))}

;kapacita
.FUNC C(Vd,T) {Ct(Vd,T)+area*Cj(Vd,T)}
.FUNC Ct(Vd,T){TT*area*(dInrm(Vd,T)*Kinj(Vd,T)+Inrm(Vd,T)*dKinj(Vd,T)
              +dIrec(Vd,T)*Kgen(Vd,T)+Irec(Vd,T)*dKgen(Vd,T))}.
.FUNC dInrm(Vd,T) {ISt(T)*EXP(Vd/N*Vt2(T))/(N*Vt2(T))}
.FUNC dIrec(Vd,T) {ISRt(T)*EXP(Vd/NR*Vt2(T))/(NR*Vt2(T))}
.FUNC dKinj(Vd,T) {IF(IKft(T)==0,0,-0.5*SQRT(IKft(T))
              *dInrm(Vd,T)/(IKft(T)+Inrm(Vd,T))**1.5)}
.FUNC dKgen(Vd,T) {-M*PWR((1-Vd/VJt(T))**2+0.005,(0.5*M-1))
              *(1-Vd/VJt(T))/VJt(T)}.
.FUNC Cj(Vd,T) {IF(Vd>FC*VJt(T),CJOt(T)*PWR(1-FC,-1-M)*
              (1-FC*(1+M)+M*Vd/VJt(T)),CJO*PWR(1-Vd/VJt(T),-M))}.

.ENDS

```

Pozn.: Nejspíše z nějaké chyby v programu SPICE nelze použít existující uzly *1*, *2* a *tmp* pro určení napětí k výpočtu náboje kapacit. Tudíž jsou vytvořeny nové uzly *1x* a *tmpx* pomocí napěťového sledovače s přenosem 1 a potřebná napětí jsou měřena mezi těmito uzly a globálním uzlem 0.

A.3 Model bipolárního tranzistoru

A.3.1 Tranzistor NPN

```
.subckt Tself_NPN c b e tmp PARAMS:
+ AF=1 area=1 BF=100 BR=1 CJC=0 CJE=0 CJS=0 CN=2.42 Cth=0.0025
+ D=0.87 EG=1.11 FC=0.5 GAMMA=1E-11 IKF=0 IKR=0 IRB=0 IS=1E-16
+ ISC=0 ISE=0 ISS=0 ITF=0 KF=0 MJC=0.33 MJE=0.33 MJS=0 N=1 NC=2
+ NE=1.5 NF=1 NK=0.5 NR=1 NS=1 PTF=0 QCO=0 QUASIMOD=0 RB=0 RBM=0
+ RC=0 RCO=0 RE=0 Rth=200 TF=0 TK=100u TR=0 TRB1=0 TRB2=0 TRC1=0
+ TRC2=0 TRE1=0 TRE2=0 TRM1=0 TRM2=0 VAF=100 VAR=100 VG=1.206
+ VJC=0.75 VJE=0.75 VJS=0.75 VO=10 VTF=100 XCJC=1 XCJC2=1 XCJS=1
+ XTB=0 XTF=0 XTI=3
.PARAM k2=1.3806503e-23
.PARAM q2=1.602176487e-19
.PARAM TNOMK={TNOM+273}
.PARAM TNOM=27
.FUNC Vt2(T) {T*k2/q2}
;výkon
VmeasC c c1 DC 0
VmeasB b b1 DC 0
Gtemp tmp 0 VALUE={i(VmeasC)*v(c,e)+i(VmeasB)*v(b,e)}
Rtherm tmp 0 {Rth}
Ctherm tmp 0 {Cth}
;ohmické odpory
VsenRc c1 clx DC 0
Erc clx c2 Value={i(VsenRc)*RCt(v(tmp)+273)}
VsenRe e ex DC 0
Ere ex e2 Value={i(VsenRe)*REt(v(tmp)+273)}
VsenRb b1 blx DC 0
Erb blx b2 Value={i(VsenRb)*RBt(v(tmp)+273)}
;dioda BE
Vbem b2 bex DC 0
Gbe1 bex e2 VALUE={Ibe1(v(b2,e2),v(tmp)+273)/BFt(v(tmp)+273)}
Gbe2 b2 e2 VALUE={Ibe2(v(b2,e2),v(tmp)+273)}
;dioda BC
Vbcm b2 bcx DC 0
Gbc1 bcx c2 VALUE={Ibc1(v(b2,c2),v(tmp)+273)/BRt(v(tmp)+273)}
Gbc2 b2 c2 VALUE={Ibc2(v(b2,c2),v(tmp)+273)}
```

;hlavní zdroj

```
Gmain c2 e2 VALUE={ (BFt(v(tmp)+273)*i(Vbem)-BRt(v(tmp)+273)*i(Vbcm))/
                    Kqb(v(b2,e2),v(b2,c2),i(Vbem)*BFt(v(tmp)+273),
                    i(Vbcm)*BRt(v(tmp)+273))-i(Vbcm) }
```

;DC analýza

```
.FUNC Ibe1(Vbe,T) { ISt(T)*(EXP(Vbe/(NF*Vt2(T)))-1) }
.FUNC Ibe2(Vbe,T) { ISEt(T)*(EXP(Vbe/(NE*Vt2(T)))-1) }
.FUNC Ibc1(Vbc,T) { ISt(T)*(EXP(Vbc/(NR*Vt2(T)))-1) }
.FUNC Ibc2(Vbc,T) { ISct(T)*(EXP(Vbc/(NC*Vt2(T)))-1) }
.FUNC Kqb(Vbe,Vbc,Ibe1,Ibc1) { Kq1(Vbc,Vbe)*(1+(1+4*
                               Kq2(Ibe1,Ibc1))**NK)/2 }
.FUNC Kq1(Vbc,Vbe) { 1/(1-Vbc/VAF-Vbe/VAR) }
.FUNC Kq2(Ibe1,Ibc1) { if(IKF==0,0,Ibe1/IKF)+if(IKR==0,0,Ibc1/IKR) }
```

;teplota

```
.FUNC ISt(T) { IS*EXP(((T/TNOMK)-1)*(EG/(N*Vt2(T))))*PWR(T/TNOMK,
                    XTI/N) }
.FUNC ISEt(T) { ((ISE/(T/TNOMK)**XTB)*EXP(((T/TNOMK)-1)
                    *(EG/(NE*Vt2(T))))*PWR(T/TNOMK,XTI/NE) }
.FUNC ISct(T) { ((ISC/(T/TNOMK)**XTB)*EXP(((T/TNOMK)-1)
                    *(EG/(NC*Vt2(T))))*PWR(T/TNOMK,XTI/NC) }
.FUNC BFt(T) { BF*(T/TNOMK)**XTB }
.FUNC BRt(T) { BR*(T/TNOMK)**XTB }
.FUNC RBt(T) { RB*(1+TRB1*(T-TNOMK)+TRB2*(T-TNOMK)**2) }
.FUNC REt(T) { RE*(1+TRE1*(T-TNOMK)+TRE2*(T-TNOMK)**2) }
.FUNC Rct(T) { RC*(1+TRC1*(T-TNOMK)+TRC2*(T-TNOMK)**2) }
.ENDS
```

A.3.2 Tranzistor PNP

```
.subckt Tself_PNP c b e tmp PARAMS:
+ AF=1 area=1 BF=100 BR=1 CJC=0 CJE=0 CJS=0 CN=2.2 Cth=0.0025
+ D=0.52 EG=1.11 FC=0.5 GAMMA=1E-11 IKF=0 IKR=0 IRB=0 IS=1E-16
+ ISC=0 ISE=0 ISS=0 ITF=0 KF=0 MJC=0.33 MJE=0.33 MJS=0 N=1 NC=2
+ NE=1.5 NF=1 NK=0.5 NR=1 NS=1 PTF=0 QCO=0 QUASIMOD=0 RB=0 RBM=0
+ RC=0 RCO=0 RE=0 Rth=200 TF=0 TK=100u TR=0 TRB1=0 TRB2=0 TRC1=0
+ TRC2=0 TRE1=0 TRE2=0 TRM1=0 TRM2=0 VAF=100 VAR=100 VG=1.206
+ VJC=0.75 VJE=0.75 VJS=0.75 VO=10 VTF=100 XCJC=1 XCJC2=1 XCJS=1
+ XTB=0 XTF=0 XTI=3
.PARAM k2=1.3806503e-23
.PARAM q2=1.602176487e-19
```

```

.PARAM TNOMK={TNOM+273}
.PARAM TNOM=27
.FUNC Vt2(T) {T*k2/q2}
;výkon
VmeasC c c1 DC 0
VmeasB b b1 DC 0
Gtemp tmp 0 VALUE={i(VmeasC)*v(c,e)+i(VmeasB)*v(b,e)}
Rtherm tmp 0 {Rth}
Ctherm tmp 0 {Cth}
;ohmické odpory
VsenRc c1 clx DC 0
Erc clx c2 Value={-i(VsenRc)*RCx(v(tmp)+273)}
VsenRe e ex DC 0
Ere ex e2 Value={-i(VsenRe)*REx(v(tmp)+273)}
VsenRb b1 blx DC 0
Erb blx b2 Value={-i(VsenRb)*RBx(v(tmp)+273)}
;dioda BE
Vbem b2 bex DC 0
Gbe1 bex e2 VALUE={-Ibe1(-v(b2,e2),v(tmp)+273)/BFt(v(tmp)+273)}
Gbe2 b2 e2 VALUE={-Ibe2(-v(b2,e2),v(tmp)+273)}
;dioda BC
Vbcm b2 bcx DC 0
Gbc1 bcx c2 VALUE={-Ibc1(-v(b2,c2),v(tmp)+273)/BRt(v(tmp)+273)}
Gbc2 b2 c2 VALUE={-Ibc2(-v(b2,c2),v(tmp)+273)}
;hlavní zdroj
Gmain c2 e2 VALUE={-(BFt(v(tmp)+273)*i(Vbem)-BRt(v(tmp)+273)*i(Vbcm))
/Kqb(-v(b2,e2),-v(b2,c2),-i(Vbem)*BFt(v(tmp)+273),
-i(Vbcm)*BRt(v(tmp)+273))+i(Vbcm)}
;DC analýza
.FUNC Ibe1(Vbe,T) {Ist(T)*(EXP(Vbe/(NF*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Ibc1(Vbc,T) {Ist(T)*(EXP(Vbc/(NR*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Ibe2(Vbe,T) {ISEt(T)*(EXP(Vbe/(NE*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Ibc2(Vbc,T) {ISct(T)*(EXP(Vbc/(NC*Vt2(T)))-1)}
.FUNC Kqb(Vbe,Vbc,Ibe1,Ibc1) {Kq1(Vbc,Vbe)*(1+(1+4*
Kq2(Ibe1,Ibc1)**NK)/2}
.FUNC Kq1(Vbc,Vbe) {1/(1-Vbc/VAF-Vbe/VAR)}
.FUNC Kq2(Ibe1,Ibc1) {if(IKF==0,0,Ibe1/IKF)+if(IKR==0,0,Ibc1/IKR)}
;teplota
.FUNC Ist(T) {IS*EXP(((T/TNOMK)-1)*(EG/(N*Vt2(T))))*PWR(T/TNOMK,
XTI/N)}

```

```

.FUNC ISEt(T) { (ISE/(T/TNOMK)**XTB)*EXP((T/TNOMK)-1)
               *(EG/(NE*Vt2(T)))*PWR(T/TNOMK,XTI/NE)}
.FUNC ISct(T) { (ISC/(T/TNOMK)**XTB)*EXP((T/TNOMK)-1)
               *(EG/(NC*Vt2(T)))*PWR(T/TNOMK,XTI/NC)}
.FUNC BFt(T) {BF*(T/TNOMK)**XTB}
.FUNC BRt(T) {BR*(T/TNOMK)**XTB}
.FUNC REt(T) {RE*(1+TRE1*(T-TNOMK)+TRE2*(T-TNOMK)**2)}
.FUNC REx(T) {REt(T)*(1+TK*T)}
.FUNC RBt(T) {RB*(1+TRB1*(T-TNOMK)+TRB2*(T-TNOMK)**2)}
.FUNC RBx(T) {RBt(T)*(1+TK*T)}
.FUNC Rct(T) {RC*(1+TRC1*(T-TNOMK)+TRC2*(T-TNOMK)**2)}
.FUNC RCx(T) {Rct(T)*(1+TK*T)}
.ENDS

```

A.4 Model chladiče

```

.SUBCKT chladic 1
Rtherm 1 2 {RTH}
Ctherm 1 2 {CTH}
Etmp 2 0 VALUE={TEMP}
.ENDS

```