FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ



Modelování a počítačová simulace Sbírka příkladů v. 2.2

Autor textu: prof. Ing. Dalibor Biolek, CSc.

Leden 2020

Obsah

1	ÚVOD		3	
2	ZAŘAZENÍ PŘEDMĚTU VE STUDIJNÍM PROGRAMU		3	
	2.1 2.2	Úvod do předmětu Vstupní test	3	
3	P	RÁCE S ORCAD PSPICE NA ÚROVNI VSTUPNÍCH SOUBORŮ	7	
	3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9	ZÁKLADY PRÁCE S PROGRAMEM V TEXTOVÉM REŽIMU ZÁKLADY MODELOVÁNÍ A PRÁCE S PŘÍKAZY V PSPICE PRÁCE S PODOBVODY SPICE A ZÁKLADY BEHAVIORÁLNÍHO MODELOVÁNÍ KLASICKÁ A ROZMÍTANÁ DC ANALÝZA, ÚVODNÍ PRÁCE S PROBE ANALÝZA TRANSIENT ANALÝZA AC ANALÝZY TF A SENS SPEKTRÁLNÍ A ŠUMOVÁ ANALÝZA TEPLOTNÍ A STATISTICKÁ ANALÝZA.	7 10 17 23 37 46 55 59 70	
4	P	RÁCE S ORCAD PSPICE NA ÚROVNI SCHÉMATICKÉHO EDITORU	80	
5	Š	ABLONA PSPICE – PSPICE TEMPLATE	105	
6	\mathbf{V}	ÝSLEDKY VSTUPNÍHO TESTU Z KAPITOLY 2.2	108	
7	L	ITERATURA A DALŠÍ INFORMAČNÍ ZDROJE	110	

1 Úvod

Skriptum "Modelování a počítačová simulace – sbírka příkladů" je studijním textem stejnojmenného povinného předmětu bakalářského studijního programu "Mikroelektronika a technologie". Navazuje na skripta "Modelování a počítačová simulace PSPICE v kostce".

2 Zařazení předmětu ve studijním programu

Předmět "Modelování a počítačová simulace" je vyučován v letním semestru 2. ročníku bakalářského studia programu Mikroelektronika a technologie v rozsahu 26 hodin přednášek a 26 hodin počítačových cvičení, čemuž odpovídá jeho ohodnocení pěti kredity. Předmět je zakončen zápočtem a zkouškou.

Nejdůležitější předměty bakalářského studia, na které tento předmět obsahově navazuje, jsou "Elektrotechnika 1 a 2" (EL1, EL2), "Analogové elektronické obvody" (AEY), "Elektronické součástky" (ESO), z volitelných oborových předmětů pak "Elektronické součástky - praktikum" (ESOP). Předpokládá se aktivní znalost základních zákonů a principů teoretické elektrotechniky, metod analýzy lineárních a nelineárních obvodů, jakož i znalost vlastností a funkce základních elektrotechnických součástek.

Z teorie signálů je vyžadována znalost spektrální analýzy a praktických zásad používání algoritmu FFT. Zde se navazuje na předmět "Analýza signálů a soustav" (ASI) z 3. semestru.

Pokud jde o navazování na matematiku, v předmětu MPS je běžně používán matematický aparát pro popis a analýzu lineárních a nelineárních elektrických obvodů. To představuje práci se soustavami lineárních algebraických rovnic a manipulace s těmito soustavami prostřednictvím maticového počtu (viz předmět Matematika 1 –MA1 z 1. semestru). Lineární diferenciální rovnice budou formálně převáděny na algebraické prostřednictvím operátorového počtu (viz předmět Matematika 2 – MA2 z 2. semestru). Nelineární rovnice budou řešeny numerickými iteračními metodami (viz předmět Matematika 3 – MA3 z 3. semestru). O těchto metodách je třeba mít alespoň uživatelský přehled ve smyslu globálního porozumění mechanismů jejich fungování. K zvládnutí simulačních metod Monte Carlo a Worst Case a šumové analýzy jsou zapotřebí základní znalosti z teorie pravděpodobnosti, statistiky a náhodných procesů (viz předmět MA3 z 3. semestru).

2.1 Úvod do předmětu

Texty jsou koncipovány pro **samostatné** procvičování látky probírané na přednáškách a posléze prakticky v počítačových cvičeních.

Doporučené zásady práce s příklady v textu na cvičeních nebo během samostatného studia:

- 1. Východiskem práce je "papírové" zadání schématu obvodu a požadavky na cíle analýzy.
- Prvním cílem práce je napsání vstupního souboru. Student může mít k dispozici všechny dostupné materiály a literaturu bez jakéhokoliv omezení, během cvičení i vydatnou pomoc učitele.
- 3. Při použití nového příkazu, funkce apod. by si student měl tyto techniky fixovat jako vzory možného řešení jiných konkrétních problémů počítačové simulace. Dané syntaxe nemusí zpočátku umět zpaměti, měl by však vědět, kde hledat, až je bude později potřebovat. Měl

by si později v manuálech nalézt další varianty a možnosti daných příkazů a orientačně se s nimi seznámit. Doporučeným zdrojem informací je soubor **pspsref.pdf**, který lze volně stáhnout z Internetu. Další dokumenty jsou v elektronické formě k dispozici na webových stránkách předmětu.

4. Preferovanou metodou při práci se SPICE je metoda pokusu a omylu ve smyčce vstupní soubor-simulace, která by měla postupně konvergovat k bezchybným výsledkům. Důležité je, aby student přicházel na řešení alespoň některých problémů sám. Neméně důležité je, aby se zpětně naučil lépe rozumět obvodům, které simuluje. Pro vyučujícího to znamená dvě věci: Dát studentům přiměřený návod a pak i čas na samostatné řešení, pak předvést správné postupy, a v závěru příkladu komentovat výsledky simulací jako elektrikář. Pro studenty to znamená mít po ruce vhodné přehledy syntaxí jazyka SPICE, jakož i zápisky z přednášek, a schopnost provádět efektivní záznamy o probíhajících počítačových experimentech do pracovních sešitů. Důležité je i samostatné procházení příkladů mimo organizovanou výuku na vlastním počítači.

Po zvládnutí práce na úrovni vstupních souborů je pak možné přejít do režimu práce s využitím schématického editoru. K podpoře těchto činností je určena druhá část těchto studijních textů. V rámci plánované výuky tohoto předmětu se však využívání editoru nepředpokládá.

Příklady v tomto učebním textu jsou označovány symboly ebo podle toho, jedná-li se o textový nebo schématický režim práce (režim zadávání modelů a příkazů přes vstupní soubor nebo prostřednictvím schématického editoru).

Výklad je orientován na volně dostupný simulační program OrCAD PSpice 9.1 Student version

https://www.electronics-lab.com/downloads/schematic/013/

Probírané postupy práce na úrovni vstupních souborů jsou však využitelné pro práci s jakýkoliv komerčním simulačním programem z "rodiny SPICE".

Po absolvování předmětu by měl být student schopen samostatně řešit úlohy, vyžadující tvůrčí využívání možností modelování a simulací soudobých verzí PSpice.

2.2 Vstupní test

Průchod následujícím "autotestem" vám ukáže, nakolik vaše současné znalosti odpovídají vstupním požadavkům na úspěšné další studium předmětu. Výsledky jsou uvedeny v kapitole 6.

Vyznačte správnou odpověď (ke každé otázce existuje právě jedna):

č.	obvod	otázka	varianty odpovědí
	$I_x \longrightarrow U_x$	Napětí U_X [V] je	a) 2, b) 3, c) 4, d) -6
1	I	Napětí $U_Y[V]$ je	a) -2, b) -3, c) -4, d) 6
1	$ \begin{array}{c} \bigvee I \\ 10V \end{array} \begin{array}{c} 2\Omega \\ 3\Omega \end{array} \begin{array}{c} \downarrow U_{Y} \end{array} $	Proud I_X je	a) $>I_Y$, b) $, c) I_Y, d) -I_Y$
		Proud I_X [A] je	a) 1, b) -1, c) 2, d) -2
	R_1	Napětí [mV] na R_1 je	a) 200, b) 300, c) 400, d) 0
	$\begin{bmatrix} 2\Omega & R_2 \\ 3\Omega & R_4 & 10\Omega \\ U_B & R_3 & V_{1V} & U_X \end{bmatrix}$	Napětí baterie U_B [V] je	a) 1, b) 2, c) 3, d) 5
2		Napětí U_X [V] je	a) 1, b) 2, c) -1, d) 0
-		Výkon [mW] dodávaný baterií	a) 200, b) 300, c) 400, d) 0
		je	
	$ \begin{array}{c} 10mA \\ 2k\Omega \\ R \\ I \\ I \\ R \\ I \\ I$	Proud I_X [mA] je	a) -8, b) 1, c) 2, d) 8
		Proud I_Y [mA] je	a) -8, b) -1, c) 2, d) 8
3		Napětí U_X [V] je	a) 2, b) 8, c) 16, d) -2
		Poměr výkonů na R_1 a na R_2 je	a) 0,5, b) 2, c)), 0,25, d) 4
	R_2		
	$R_1 \ 1k\Omega$	Po připojení baterie se obvod	a) sekund, b) milisekund, c)
	$\begin{array}{c} \hline \\ \hline $	dostane do ustáleného stavu	mikrosekund, d) nanosekund
4		řádově za několik	
		V ustáleném stavu bude C	a) 0, b) 5, c) 10, d) -10
	$1\mu F \ 1k\Omega$	nabit na napětí [V]	
		Amplituda proudu C [mA]	a) 0, b) 5, c) 10, d) 100
	$R_1 \ 1k\Omega$	v ustáleném stavu bude asi	
	$ \begin{array}{c} 10V \\ 100kHz \\ 1\mu F \\ 1k\Omega \end{array} $	Obvod se chová jako filtr typu	a) dolní propust, b) horní
5			propust, c) pásmová propust,
			d) pásmová zádrž
		Mezní kmitočet [kHz] filtru je	a) 0,1, b) 0,3, c) 1, d) 100
		zhruba	
	R	Napeti na <i>R</i> [V] je zhruba	(a) (0, b) (0, 7, c) (4, 35, d) (5)
C	$\bigvee_{T} \frac{1}{200\Omega} \bigvee_{D} \checkmark$	Proud diodou [mA] je zhruba	a) 0, b) 10, c) 22, d) 25
0		Pri zmene R na 15002 se napeti	a) nezmeni, b) kiesne o neko-
	5V	na K	d) blogge a desitive %,
		Napětí na P [V] ja zhruha	a) $(h) (h) (h) (h) (h) (h) (h) (h) (h) (h) $
	R	Proved diodou [mA] io asi	a) 0, b) 10, c) 22, d) 25
7	$\bigvee_{D} = \frac{200\Omega}{D}$	\mathbf{D} ti změně \mathbf{P} na 1500 se nanětí	a) $(0, 0)$ 10, $(0, 22, 0)$ 23
/		na R	lik % c) vzroste o několik %
	5V		d) klesne o desítky $\%$
			u) Kiesile U desitky /0

	R_B $2k$ 1	Tranzistor je v režimu	a) aktivním, b) saturace, c) nevodivém d) inverzním
	$ 125 \dots 2,5mA] 10V$	Při zvětšení odporu R_{t} se	a) zvětší b) zmenší c)
8		napětí U_{CE}	nezmění se
	5V -	Při zvětšení teploty se napětí	a) zvětší, b) zmenší, c)
	0.65	U_{CF}	nezmění se
	$\begin{bmatrix} R_B \\ 750k \end{bmatrix} = 2k \begin{bmatrix} 10V \\ T \end{bmatrix}$	Střídavé zesílení obvodu je zhruba	a) 1, b) -20, c) -250, d) 500
0	10μ	Střídavý vstupní odpor	a) 50Ω , b) $2k\Omega$, c) $750k\Omega$, d)
9		zesilovače je zhruba	1ΜΩ
		Obvod je schopen zesilovat	a) 0Hz, b) 8Hz, c) 8kHz, d)
		signály o kmitočtech od	80kHz
	U_d	Napětí U_d [V] je	a) 0, b) 0,73, c) 10, d) -1
		Proud I_i [mA] je	a) 0, b) 1m, c) 10, d) 11
10		Napětí U_2 [V] je	a) 0, b) 1, c) 11, d) 14
		Napětí $U_{\perp}[V]$ je	a) 0, b) 0.73, c) 10, d) -1
		Proud I_i [mA] ie	a) 0, b) 1m, c) 10, d) 11
	$\left \left(\bigcup_{i=1}^{n} U_{i} \right) \right ^{*} $	Napětí U_2 [V] je	a) 0, b) 1.27, c) 10, d) 14
11			
	$2V \perp$ $-15V \perp 1k$		
	+15V 741	Napětí U_d [V] je	a) 0, b) 2,27, c) -1,27, d) -1
		Proud I_i [mA] je	a) 0, b) 1, c) 10, d) 11
12		Napětí U_2 [V] je	a) 0, b) -1,27, c) 10, d) -14
	$ _{1V} \downarrow _{1SV} _{1k} _{1k}$	· · · · ·	
	$= I_i = I_i + I_i$		
	$ \begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	Signál má stejnosměrnou	a) 0, b) 2, c) 5, d) 10
		složku [V]	
		První harmonická signálu má	a) 0, b) 0,5, c) 1, d) 2
13		kmitočet [kHz]	
		Po dvojnásobném "zpomalení"	a) 2x sníží, b) 2x zvýší, c)
		signalu se amplituda 1.	nezmeni se, d) vynuluje
		Do průchodu výče uvodoného	(a) u = 5V (b) u = 0 (a) norm ční
	$\begin{array}{c} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\$	signálu obvodem bude signál	se tyar ale rozkmit bude od -
		u_2 změněn oproti u_1 takto.	5V do + 5V d) podstatně se
			změní tvar
1.4		Po průchodu harmonického	a) 1, b) 1,5, c) 2, d) 2,5
14		signálu o kmitočtu 1kHz	
		obvodem zaznamená	
		spektrální analyzátor na	
		výstupu čáru na kmitočtu	
		[kHz]	
		Po průchodu harmonického	a) 0,5, b) 1,5, c) 2, d) 2,5
		signálu o kmitočtu 1kHz	
15		obvodem zaznamená	
	$\bigvee^{u_1} 10k \downarrow^{u_2}$	spektraini analyzator na	
		vystupu (mj.) caru na kmitočtu	
	l		l

3 Práce s OrCAD PSpice na úrovni vstupních souborů

3.1 Základy práce s programem v textovém režimu

Cíle a obsah kapitoly:

• Poskytnout přehledný popis úkonů, rutinně prováděných v prostředí OrCAD PSpice v režimu práce na úrovni vstupních souborů (bez schématického editoru).

Spouštěný program: PSpice.exe (ikona PSpice AD Demo), nikoliv Capture CIS Demo.

Základní metody tvorby vstupního souboru:

A) Tvorba vstupního souboru externím programem.

1. V jakémkoliv textovém manažeru, např. v NotePadu, vytvoříme vstupní soubor pro simulaci. Jeho přípona bude cir.

2. V prostředí jakéhokoliv "file manageru" (Windows Commander, Průzkumník..) kliknutím na soubor spustíme PSpice (pokud jsou soubory s příponou "cir" asociovány s PSpicem). Nebo použijeme jiný postup, viz 3:

3. Spustíme PSpice.exe, zvolíme "File/Open simulation", v okně "Open Simulation" nastavíme masku "Soubory typu" na "Circuit Files (*.cir)" a vybereme náš vstupní soubor.

B) Tvorba vstupního souboru přímo v PSpice (preferováno)

Spustíme PSpice.exe, zvolíme "File/New/Text File" (alternativou je horká klávesa Ctrl N).
 Vytvoříme vstupní soubor a uložíme jej volbou "File/Save As. Maska typu souboru může být nastavena jakákoliv, avšak název souboru musíme napsat úplný, t.j. s příponou cir!!!
 Zvolíme "File/Open simulation", v okně "Open Simulation" nastavíme masku "Soubory typu" na "Circuit Files (*.cir)" a vybereme náš vstupní soubor.

Připravenost programu k simulaci na základě vstupního souboru je indikována modrou šipkou na horní liště (ikona pro spouštění simulace).

👹 RC	- PSpice A/D Demo - [RC (active)]	
E E	ile Edit View Simulation Irace Plot Tools Window Help 🎇	_ & ×
<u> </u> ∦≊ •	- 🕼 🎥 🛃 👗 k 🖻 🛍 🗅 🗠 🗍 RC	}
	Q 與 Q Ⅲ 脏 ※ 目 竺 ズ 咿 ン ♂ ┃ ★ 半 本 本 本 本 本	現代人
	RC clanek * RI 1 2 lk C1 2 0 l6n V1 1 0 AC 1 * .AC DEC 10 10 l0meg .Probe v(Cl) v(Rl) * .END	
	B C (active)	
C:\cad\	SPICE_pokusy\RC.cir (active) Freq = 10.00E+06 100%	

Práce s několika soubory:

Často potřebujeme pracovat s několika textovými soubory "současně". Například tvoříme vstupní soubor pro simulaci a potřebujeme založit svou vlastní novou knihovnu nebo editovat jinou knihovnu na disku.

V prostředí PSpice není možné mít současně otevřených více vstupních souborů typu *.cir. Pokus o otevření dalšího vstupního souboru vede na deaktivaci souboru předchozího. Další soubor jiného typu než vstupní, např. knihovnu, otevřeme volbou "File/Open". Zvolíme příslušnou masku (v případě nutnosti "All Files") a vybereme daný soubor. Chceme-li založit nový soubor, který na disku ještě není, provedeme volbu "File/New/Text File" a po jeho vytvoření jej uložíme pod úplným názvem, tedy i s příponou.

Mezi otevřenými soubory přecházíme klikáním na jejich záložky podobně jako na listy v Excelu. PSpice sice nezobrazuje přípony v názvech souborů, avšak vstupní soubor poznáme podle toho, že je za ním připojena poznámka "(active)". Kromě toho je název "aktivní úlohy", která je připravena k simulaci, napsán v okénku na horní liště (viz název "RC" na obrázku na předchozí straně).

Simulace:

Aktivuje se kliknutím na "modrou šipku" (viz obrázek na předchozí straně) nebo volbou "Simulation/Run".

Pokud jsou ve vstupním souboru instrukce pro výstup dat např. do "Probe", otevře se příslušný další list. Příslušné výstupy simulace je možno zobrazovat a volit pomocí levého sloupce ikon:



Při práci se simulační úlohou často pracujeme tak, že po prozkoumání výsledků simulace, chybových hlášení atd. se vracíme do okna vstupního souboru či do okna knihovny, provedeme určité úpravy a poté opět spouštíme simulaci. Před spuštěním simulace se nás program zeptá, zda chceme uložit provedené změny. Proto je vhodné vždy před kliknutím na "modrou šipku" kliknout na ikonu s disketou.

Struktura vstupního souboru:





3.2 Základy modelování a práce s příkazy v PSpice

Cíle a obsah kapitoly:

Poskytnout vodítko pro první kroky uživatele v prostředí OrCAD PSpice na úrovni vstupních souborů.

Forma: 16 příkladů s komentovaným SPICE kódem a náměty na další experimenty.

- Základy tvorby vstupních souborů (*.cir).
- Základy modelování pasivních prvků (R, C..)a stejnosměrných zdrojů napětí (V).
- o Příkaz .OP.
- Způsob používání příkazů .PARAM a .STEP.
- o Příkaz .TEMP.
- Práce s diodami (D) a tranzistory (Q). Základy práce s příkazem .MODEL.
- o Příkaz .LIB.



Odporovy delic

R1 1 2 4k; rezistor mezi uzly 1 a 2, odpor 4kohm

R2 2 0 1k; rezistor mezi uzly 2 a 0, odpor 1kohm

V1 1 0 DC 10V; zdroj stejnosmerneho napeti 10V mezi uzly 1 a 0

.END

Není specifikována žádná analýza. Přesto proběhne výpočet ss pracovního bodu (implicitně proběhne vždy) s výsledkem

NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE (1) 10.0000 (2) 2.0000

Vyzkoumejte, co značí údaj TOTAL POWER DISSIPATION, ověřte vypočítanou hodnotu. Vyzkoumejte, co značí údaj VOLTAGE SOURCE CURRENTS, ověřte vypočítanou hodnotu. Jak je to se znaménkem?

Náměty k experimentům:

1) Vynechejte u zdroje V1 výraz DC. Výsledek bude stejný. Proč? (syntaxe!!!)

2) U zdroje V1 zaměňte pořadí uzlů, tedy 0 1. Výsledná napětí budou záporná. Proč?

3) Přidejte před poslední příkaz .END příkaz .OP. Ve výsledku není žádná změna. Proč?

4) Vyzkoušejte různé jiné názvy než R1, R2, V1. Vyzkoušejte si, že důležité je neměnit první identifikační znak ve jméně a že to funguje i bez dalších znaků, tedy že jsou povolená i jména R a V.



Doplňte vstupní soubor takto:

Odporovy delic * R1 1 2 {**Rpromenny**} R2 2 0 1k V1 1 0 10V * .PARAM Rpromenny=4k *

Výsledek je pořád stejný. Vysvětlení o co tady jde (globální parametry simulace, výrazy v závorkách {}).

Doplníme takto:



```
Odporovy delic

*

R1 1 2 {Rpromenny}

R2 2 0 1k

V1 1 0 10V

*

.PARAM Rpromenny=4k

.STEP param=Rpromenny LIST 1k 2k 4k

*
```

Vysvětlení, co se stalo (krokování odporu Rpromenny, opakovaný výpočet pracovního bodu). Ověření výsledků.

Připomenutí dalších metod krokování, resp. odkaz na minimanuál. Tip: zkuste do seznamu krokovaných hodnot zařadit odpor 0. Není povoleno!

Modifikujte vstupní soubor tak, aby modeloval obvod s diodou:



Obvod s diodou * R1 1 2 4k; rezistor mezi uzly 1 a 2, odpor 4kohmy

 D1 2 0 obycejna_dioda; dioda mezi uzly 2 a 0, jmenuje se obycejna_dioda,

* anodu ma na uzlu 2, katodu na uzlu 0

V1 1 0 10V; zdroj stejnosmerneho napeti 10V mezi uzly 1 a 0 *

.model obycejna_dioda D; diode obycejna_dioda je prirazen implicitni model diody D

.END

Diskuse nad příkazem .MODEL. Připomenutí teorie. Diskuse nad výsledky simulace.

Přidejte nad příkaz .END příkaz .OP. Co se stane? Vysvětlení. Přehoď te pořadí vývodů diody a potvrď te analýzou to, co si myslíte.

Modifikujte soubor takto:



```
Obvod s diodou

*

R1 1 2 4k

D1 2 0 obycejna_dioda

V1 1 0 10V

*

.model obycejna_dioda D

*

.TEMP 50

.OP

*
```

Teplota je nyní 50 stupňů Celsia, ne implicitně 27, změnilo se napětí na diodě?



Obvod s diodou * R1 1 2 4k D1 2 0 obycejna_dioda V1 1 0 10V .model obycejna_dioda D .TEMP 27 50 100 *

.END

Krokování teploty, příkaz .OP je vynechán.



```
Obvod s diodou

*

R1 1 2 4k

D1 2 0 obycejna_dioda

V1 1 0 10V

.model obycejna_dioda D(Is=80p Rs=2)

*

.END
```

Připomenutí významu tzv. implicitních parametrů modelu.





Stabilizator se Zenerovou diodou * R1 1 2 250; rezistor mezi uzly 1 a 2, odpor 250ohmu D1 0 2 D1N750; Zenerova dioda polovana v zavernem smeru, * Zenerovo napeti je asi 4.7V pri proudu 20mA V1 1 0 10V ; zdroj stejnosmerneho napeti 10V mezi uzly 1 a 0 * .model D1N750 D(Is=880.5E-18 Rs=.25 Ikf=0 N=1 Xti=3 Eg=1.11 Cjo=175p M=.5516 + Vj=.75 Fc=.5 Isr=1.859n Nr=2 Bv=4.7 Ibv=20.245m Nbv=1.6989 + Ibvl=1.9556m Nbvl=14.976 Tbv1=-21.277u)

```
.END
```

Příslušný model je možné získat například z knihovny EVAL.LIB, příp. z jiné (u profi verze OrCadPSpice je v knihovně DIODE.LIB).

Diskuse.



*

Stabilizator se Zenerovou diodou

```
R1 1 2 250;
D1 0 2 D1N750
V1 1 0 10V
*
```

.lib eval.lib

*

.END

Místo **eval** případně napíšeme správný název knihovny s diodou D1N750. Diskuse o významu knihoven.



Zjistěte teplotní součinitel výstupního napětí: vypočtěte stabilizované napětí při teplotě 27 stupňů (V27) a pak 37 stupňů (V37), součinitel=(V37-V27)/V27/10. Výsledek: -23,4.10⁻⁶ /stupeň.



Zjistěte činitel stabilizace $\Delta V(1)/\Delta V(2)$. Návod - Vypočtěte výstupní napětí při vstupním napětí 10V a pak při 20V. Můžete provést opakovaný výpočet nebo využít příkaz .STEP. Výsledek: 169,8.



Vysvětlete význam řádku s definicí Vin. U modelu tranzistoru jsou uvažovány implicitní parametry.

Opište si souřadnice vypočteného pracovního bodu, parametry BF, betaDC, betaAC tranzistoru. Poznatek: BF (Beta Forward) není přesně rovno "betě" tranzistoru, od tohoto čísla se však proudové zesilovací činitele odvíjejí.

Pomocí odečteného parametru betaDC ověřte výpočtem daný pracovní bod.

Všimněte si nezvykle velkého napětí mezi bází a editorem. Ne všechny implicitní hodnoty parametrů tranzistoru jsou "optimální" pro konkrétní aplikaci. Pro konkrétní aplikaci se vyplatí použít model konkrétní součástky – viz dále.



Jak donutit SPICE, aby vypsal proud rezistorem Rb2? SPICE vypisuje proudy procházející zdroji napětí. Proto umístíme do série s Rb2 zdroj V, ale jeho napětí nastavíme na 0V, aby nebyla ovlivněna funkce zesilovače.

Výsledek: I(Rb2)=0,4661mA.



Zjistěte změny pracovního bodu po výměně tranzistoru za jiný s parametrem BF 100, 200 a 500.

Řešení:

zesilovac Vin 1 0 AC 1 sin 0 10mV 1kHz Cv1 1 2 10uF Rb1 6 2 16.7k Rb2 2 0 3.7k QT 3 2 5 obycejny_tranzistor Rc 6 3 1k Re 5 0 200 Cv2 3 4 10u Rz 4 0 5k Vbat 6 0 10V .param BF=100 .model obycejny_tranzistor NPN BF={BF} .step param=BF list 100 200 500 .OP * .end

Všimněte si, že parametry modelu nemusí být v závorkách, neboli že jsou přípustné oba zápisy: .model obycejny_tranzistor NPN **BF={BF}**

.model obycejny_tranzistor NPN (**BF**={**BF**})



Zjistěte stabilitu pracovního bodu při změnách teploty. Konkrétně pro BF=100 "změřte" klidový kolektorový proud pro teplotu 20 stupňů (Ic20) a 30 stupňů (Ic30) a pak vypočtěte činitel teplotní stabilizace 100*(Ic30-Ic20)/(10*Ic20), tj. procentuální změnu Ic při změně teploty o 1 stupeň.

Výsledek: Při vzrůstu teploty o 1 stupeň vzroste klidový proud kolektoru asi o 0,12 procenta.



Najděte v knihovnách model tranzistoru Q2N2222 a nahraď te jím původní implicitní model. Buď si model překopírujte do vašeho vstupního souboru nebo se napojte na knihovnu příkazem .lib. V ukázce je zvolena první možnost:

zesilovac

```
Vin 1 0 AC 1 sin 0 10mV 1kHz
Cv1 1 2 10uF
Rb1 6 2 16.7k
Rb2 2 0 3.7k
OT 3 2 5 O2N2222
Rc 6 3 1k
Re 5 0 200
Cv2 3 4 10u
Rz 4 0 5k
Vbat 6 0 10V
*
.model Q2N2222 NPN(Is=14.34f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=255.9 Ne=1.307
          Ise=14.34f Ikf=.2847 Xtb=1.5 Br=6.092 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1
+
          Cjc=7.306p Mjc=.3416 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=22.01p Mje=.377 Vje=.75
+
          Tr=46.91n Tf=411.1p Itf=.6 Vtf=1.7 Xtf=3 Rb=10)
+
*
.OP
*
.end
```

Ověřte, že klidové napětí báze-emitor je nyní 0,688V.

Doporučujeme zopakovat s tímto tranzistorem experimenty z příkladu **T12**.

3.3 Práce s podobvody SPICE a základy behaviorálního modelování

Cíle a obsah kapitoly:

Demonstrovat přístupy k tvorbě vlastních podobvodů SPICE s využitím prvků behaviorálního modelování.

Forma: 10 příkladů s komentovaným SPICE kódem a náměty na další experimenty.

- Základy práce s podobvody SPICE (.SUBCKT).
- o Zakládání vlastních knihoven.
- o Zdroje napětí typu E.
- Užitečné funkce LIMIT a TABLE.
- o Definování uživatelských funkcí .FUNC.



R2 R4 3 W٨ obvod s operacnim zesilovacem 10k 10k R3 1k Vin 1 0 1V R1 R1 1 2 10k R2 2 3 10k 10k (4) /in R3 3 0 1k R43410k X1 0 X1 0 2 4 operak_jednoduchy .subckt operak_jednoduchy 1 2 4 Rin 1 2 1meg Rout (4) 3 \sim Rout 3 4 50 A*V(1,2) E1 3 0 1 2 200k .ends * .OP * .end

Na základě schématu podobvodu a schématu celého obvodu se snažte pochopit mechanismus tohoto hierarchického modelování.

Zopakujte si z teorie způsob modelování zdroje napětí řízeného napětím E.

Proveďte analýzu pracovního bodu a ručním výpočtem ověřte její správnost. Zdůvodněte nepatrné numerické odchylky.

Všimněte si výrazu

(X1.3) -12.0540

(interní uzel č. 3 podobvodu X1 a jeho napětí; tento uzel není připojen k vnějším uzlům obvodu, proto jeho napětí SPICE rovněž zviditelnil).

```
Γ18
obvod s operacnim zesilovacem
Vin 1 0 1V
R1 1 2 10k
R2 2 3 10k
R3 3 0 1k
R43410k
X1 0 2 4 operak_jednoduchy params: A=1T Rin=1e12 Rout=1e-10
.subckt operak_jednoduchy 1 2 4 params: A=200k Rin=1meg Rout=50
Rin 1 2 {Rin}
Rout 3 4 {Rout}
E1 3 0 1 2 {A}
.ends
*
.OP
*
.end
```

Nyní je podobvod volán s parametry, a to tak, abychom simulovali "téměř ideální" operační zesilovač. Poznamenejme, že Rout nelze nastavit na nulu a žádný číselný údaj na nekonečno. Volání podobvodu s parametry je zvlášť výhodné, pokud je podobvod umístěn v knihovně. Pak jej může využívat více uživatelů ve svých konkrétních vstupních souborech, které jsou na tuto knihovnu napojeny příkazem .lib.



Zkuste si vytvořit svou vlastní knihovnu se jménem pokus.lib, do které vložíte definiční text podobvodu:

vstupní soubor:

```
obvod s operacnim zesilovacem

*

Vin 1 0 1V

R1 1 2 10k

R2 2 3 10k

R3 3 0 1k

R4 3 4 10k

X1 0 2 4 operak_jednoduchy params: A=1T Rin=1e12 Rout=1e-10

*

.lib pokus.lib

.OP

*

.end
```

Knihovna pokus.lib:

```
Moje pokusna knihovna
*
.subckt operak_jednoduchy 1 2 4 params: A=200k Rin=1meg Rout=50
Rin 1 2 {Rin}
Rout 3 4 {Rout}
E1 3 0 1 2 {A}
.ends
```



Knihovnu pokus.lib rozšíříme o model operačního zesilovače se saturací. Výstupní napětí operačního zesilovače pak nemůže být větší než zvolená hodnota 13V a menší než -13V. Je k tomu využit speciální zápis zdroje E spolu s funkcí LIMIT (viz výpis níže). Prostudujte!

```
obvod s operacnim zesilovacem
Vin 1 0 1V
R1 1 2 10k
R22310k
R3 3 0 1k
R43410k
X1 0 2 4 operak_se_saturaci params: A=200k Rin=1meg Rout=50
.lib pokus.lib
.OP
*
.end
moje pokusna knihovna
.subckt operak_jednoduchy 1 2 4 params: A=200k Rin=1meg Rout=50
Rin 1 2 {Rin}
Rout 3 4 {Rout}
E1 3 0 1 2 {A}
.ends
.subckt operak_se_saturaci 1 2 4 params: A=200k Rin=1meg Rout=50
Rin 1 2 {Rin}
Rout 3 4 {Rout}
```

```
E1 3 0 value={limit(A*V(1,2), -13,13)}
.ends
```

Analýzou se přesvědčete o tom, že naprogramování saturace funguje (například zvětšete vstupní napětí na 20V nebo zmenšete R3 na 100 ohmů).



Pokuste se napěťovou převodní charakteristiku operačního zesilovače modelovat funkcí TABLE.

Řešení:

E1 3 0 value={table(V(1,2), -13/A, -13, 13/A,13)}



Pomocí příkazu .FUNC definujte novou funkci y=OUTPUT(x), která bude modelovat závislost výstupního napětí zdroje E1, tj. y, na vstupním diferenčním napětí, tj. x. Tuto funkci pak použijte v podobvodu operak_se_saturaci. Řešení – podobvod:

.subckt operak_se_saturaci 1 2 4 params: A=200k Rin=1meg Rout=50 Rin 1 2 {Rin} Rout 3 4 {Rout} E1 3 0 value={output(V(1,2))} .FUNC output(x)=limit({A}*x, -13,13); funguje i bez rovnítka a taky {limit(A*x, -13,13)} .ends ; dokonce nemusí být funkce limit ani v {}

Funkce má pouze lokální platnost v rámci podobvodu.

Zkuste změnit parametry operačního zesilovače tak, aby představoval ideální OZ, viz příklad **T15**. SPICE bude mít problémy s nalezením řešení. O této problematice bude pojednáno později.



Námět na další zdokonalení modelu: napište podobvod operačního zesilovače, který bude mít další dva vývody na napájecí napětí, a saturační napětí bude odvozeno z napájecího vzorcem Saturační napětí = napájecí napětí -1,5V. Řešení:

R2 R4 ദ്ര obvod s operacnim zesilovacem 10k 10k * R3 1k Vin 1 0 1V Vplus 5 0 15V 0 6 R1 2 Vminus 6 0 -15V ۱ΛΛ (4) Vminus -15\ 10k R1 1 2 10k llŀ0 R2 2 3 10k R3 3 0 1k X1 R43410k



Pomocné odpory 1Tohm (Terra = $1*10^{12}$) jsou připojeny k napájecím vývodům z toho důvodu, že každý z uzlů obvodu musí mít stejnosměrné spojení se zemí (s uzlem 0). Odzkoušejte nyní fungování celého obvodu v saturačním režimu při různých napájecích napětích.



Nahraďte model OZ profesionálním SPICE modelem zesilovače typu 741 z knihovny PSPICE.

Řešení – viz předchozí příklad, pouze volání podobvodu bude jiné:

X1 0 2 5 6 4 uA741

V demo verzi OrCadPSpice je tento model v knihovně EVAL.LIB, v profi verzi je v knihovně OPAMP.LIB. Prohlédněte si jej. Pořadí vývodů operačního zesilovače při volání podobvodu je standardně (viz též hlavička podobvodu v knihovně): neinvertující vstup, invertující vstup, kladné napájení, záporné napájení, výstup.

Pro úspěšnou simulaci potřebujeme tuto informaci, nepotřebujeme rozumět "vnitřku" daného podobvodu.

Porovnáme-li chování obvodu s operačním zesilovačem 741 a s naším zesilovačem operak_se_saturacix, nezaznamenáme velké rozdíly. Je tomu tak proto, že náš model je dostatečně přesný pro analýzu stejnosměrných poměrů (při napájecím napětí nad 1,5V). Naprosto nevyhovující však bude pro analýzu v dynamickém režimu (řešení přechodných dějů a kmitočtových charakteristik).



Z Internetu nebo odjinud si sežeňte SPICE model integrované napěťové reference REF01 firmy Analog Devices. Příslušný podobvod si uložte do pomocné knihovny POKUS.LIB. Zjistěte výstupní napětí podle schématu na obrázku při teplotě 27 stupňů Celsia.

Řešení – vstupní soubor:

zdroj 10V * Vnap 1 0 15V R1 2 3 5k R2 3 0 5k Xreference 1 0 3 2 REF01_AD * .lib pokus.lib *

Výstupní napětí vyjde 9,0977V.

Diskuse: zjišťování vývodů obvodu z hlavičky příslušného podobvodu, souvislost se zápisem podobvodu ve vstupním souboru.

Náměty na další pokusy, viz příklad T26:



Pomocí příkazu .PARAM realizujte odpory R1 a R2 jako potenciometr o odporu 10kohmů. Zjistěte, jak se mění výstupní napětí při "točení" potenciometru. Pokuste se tak nastavit výstupní napětí přesně na 10V.

Řešení:

zdroj 10V * Vnap 1 0 15V R1 2 3 **{Rprom}** R2 3 0 **{10k-Rprom}**

Xreference 1 0 3 2 REF01_AD

.param Rprom=5k .lib pokus.lib



.step param=Rprom list 8k 8.5k 9k

* .end

Při růstu R1 roste výstupní napětí. Napětí 10V je nastaveno při R1 asi 8,77k.

3.4 Klasická a rozmítaná DC analýza, úvodní práce s PROBE

Cíle a obsah kapitoly:

Procvičování postupů výpočtů stejnosměrných poměrů v obvodech a zviditelňování výsledků analýzy v textovém a grafickém prostředí.

Forma: 22 příkladů s komentovaným SPICE kódem a náměty na další experimenty.

- Příkaz .NODESET.
- Práce s řízenými zdroji.
- Stejnosměrná analýza příkaz .DC. Základní a parametrický režim (jednoduché a vnořené rozmítání).
- Příkaz .PROBE.
- o Příkaz .PRINT.
- Zobecněná DC analýza (rozmítání jiných proměnných než napětí a proudů).



Nalezněte všechny stejnosměrné pracovní body bistabilního klopného obvodu s tranzistory podle obrázku.

Řešení:

flipflop Vbat 1 0 10V R1 1 2 1k R2 1 3 1k R3 2 5 56k R4 3 4 56k Q1 2 4 0 Q2N2221 Q2 3 5 0 Q2N2221 .lib bipolar.lib .end $\begin{array}{c} \hline \\ 10V \\ 10V \\ \hline \\ 10V \\ \hline 10V \\ 10V \\ \hline 10V \\ \hline 10V \\ \hline 10V \\ 10V \\ \hline 10V \\ \hline 10V \\ 10V \\ \hline 10V \\ 10V \\ \hline 10V \\ 10V$

PSpice nalezne tzv. nestabilní stejnosměrný pracovní bod, kdy oba tranzistory jsou v aktivním režimu (v praxi se nemůže udržet): V(2) = V(3) = 4.7792V.

K nalezení stabilního pracovního bodu, odpovídajícího otevřenému Q1 a uzavřenému Q2, přidáme příkaz .NODESET, např.

.nodeset V(3)=10V

Pak vyjde V(2)=0.1244V, V(3)=9.8370V Vyzkoušejte obdobně nastavit pracovní bod pro uzavřený Q1 a otevřený Q2.



Nalezněte všechny stejnosměrné pracovní body invertujícího komparátoru s hysterezí.

V praxi může nastat pouze saturace OZ, neboť v obvodu působí kladná zpětná vazba. Kladné saturaci odpovídá napětí V(2) cca +14V, záporné saturaci napětí V(2) cca -14V.



V obvodu může nastat další teoretický stav – nestabilní

rovnováha, kdy diferenční napětí je nulové, z toho plynoucí napětí V(3)=1V a V(4)=2V. Tento stav, který je běžně pozorovatelný u záporné zpětné vazby (při přehozených vývodech OZ), je však v tomto zapojení trvale neudržitelný.

Vyzkoušejte, který pracovní bod nalezne PSpice bez příkazu .NODESET. Pak nalezněte všechny stavy.

invert.komparator s OZ Vin 1 0 1V R1 2 3 1k R2 3 0 1k X1 3 1 5 4 2 LF411 Vplus 5 0 15V Vminus 0 4 15V .lib .end Bez příkazu .NODESET je nalezen nestabilní pracovní bod (!). S příkazy .NODESET V(2)=15V, případně .NODESET V(2)=-15V, jsou nalezeny stabilní pracovní body, kdy V(2)=14.2960V, případně V(2)=-14.2960V.



Přehoďte vstupní svorky OZ z předchozího příkladu, takže dostanete lineární zesilovač se zesílením 2. Zjistěte výstupní napětí. Zjistěte, zda je možné příkazem .NODESET nalézt další řešení.

Výsledky: Výstupní napětí bude nyní 2V, žádné další řešení neexistuje (jde o lineární úlohu s jediným řešením, zpětná vazba je záporná, obvod je stabilní).



Vypočtěte napětí na výstupu kvadrátoru. Zjistěte, zda je možné příkazem .NODESET nalézt další řešení.



Obvod má dvě stejnosměrná řešení: V(3)=250mV a V(3)=2.25V. Ověřte si to.

obvod s kvadratorem Vin 1 0 750mV R1 1 2 1k R2 2 3 1k Ekvad 3 0 VALUE={V(2)^2} .end

PSpice nalezne řešení V(3)=250mV. Další řešení nalezne např. po použití příkazu .NODESET V(2)=2V. Vyzkoušejte, že nastavování V(3) nemá efekt (jedná se o výstupní napětí řízeného zdroje).



Modelujte kvadrátor z příkladu 30 polynomiálním zdrojem.

Řešení: Ekvad 3 0 POLY(1) 2 0 0 0 1



Pokuste se nalézt výstupní napětí z příkladu 30, je-li vstupní napětí V(1)=1V.

Obvod má nyní jediné řešení V(3)=1V. Toto řešení je velmi citlivé na parametry součástek. Při vstupním napětí větším než 1V dokonce řešení (v rámci tohoto modelu obvodu) neexistuje!

PSpice bude mít nyní problémy s konvergencí řešení. Odpomoc – modifikace globálních podmínek simulace. Změníme parametr ABSTOL ze standardního 10^{-12} na 10^{-10} a potvrdíme "OK & resume simulation". Podrobnosti později. Částečně si lze pomoci i příkazem .NODESET, ale musíme dobře odhadnout konečné řešení, např. .NODESET V(2)=0.9V.



Zjistěte stejnosměrnou napěťovou převodní charakteristiku zesilovače, tj. graf závislosti výstupního napětí na vstupním napětí, v rozsahu vstupního napětí od -10V do +10V. Z charakteristiky odvoďte střídavé zesílení, saturační úrovně a rozsah vstupního napětí, v němž se zesilovač chová jako lineární prvek.



Vin 1 0 1V R1 2 3 1k

```
R2 3 0 1k
Xoz 1 3 4 5 2 LF411
Vplus 4 0 15V
Vminus 5 0 -15V
.dc Vin -10 10 0.01 ; rozmítání Vin od -10V do +10V s krokem 0.01V
.probe ; vygenerování souboru *.dat pro postprocesor PROBE a spuštění
PROBE
.lib
.end
```

Po otevření prázdného okna PROBE přidáme křivku (Add Trace), odpovídající napětí V(2).



Výsledky: saturační úrovně -14.296V, +14.296V, hranice lineárního režimu pro V(1) jsou - 7.15V a +7.15V (lze změřit pomocí kurzorů – "Toggle Cursor", jemně krokovat po vypočtených bodech "Cursor Point". Pak střídavé zesílení vychází cca 14.296/7.15=1.9994. Podle teorie má vyjít 2.

Zesílení lze i automaticky změřit: Trace/Measurement, vybereme SlewRate_Rise, Eval, Name of trace to search: V(2). OK. Objeví se výsledek 1.99998 (rozdíl oproti předchozímu výpočtu je způsoben zaokrouhlováním mezivýsledků).

Další možnost automatického měření: Trace/Evaluate measurement...

Poznámka: Zkuste nahradit příkaz .PROBE příkazem .PROBE V(2). Význam – viz přednášky.



Získejte charakteristiky zesilovače z příkladu **T33** pro odpory R1 z řady 1000hmů, 1kohm, 10kohmů.

neinvertujici zesilovac s OZ

```
Vin 1 0 1V

R1 2 3 {R1}

R2 3 0 1k

Xoz 1 3 4 5 2 LF411

Vplus 4 0 15V

Vminus 5 0 -15V

.dc Vin -10 10 0.01

.param R1 1k

.step param R1 list 100 1k 10k

.probe

.lib

.end
```



Získejte charakteristiky zesilovače z příkladu **T33** pro symetrické napájecí napětí (10, 11, 12, 13, 14, 15)V.

```
neinvertujici zesilovac s OZ
Vin 1 0 1V
R1 2 3 1k
R2 3 0 1k
Xoz 1 3 4 5 2 LF411
Vplus 4 0 {Vnap}
Vminus 5 0 {-Vnap}
.dc Vin -10 10 0.01
.param Vnap 15V
.step param Vnap 10 15 1; lineární krokování od 10V do 15V s krokem 1
.probe
.lib
.end
```

Rozbor, jak souvisí napájecí napětí se saturačním napětím.



Vyřešte předchozí příklad s využitím vnořeného rozmítání v příkazu .DC.

neinvertujici zesilovac s OZ Vin 1 0 1V R1 2 3 1k R2 3 0 1k Xoz 1 3 4 5 2 LF411 Vplus 4 0 {Vnap} Vminus 5 0 {-Vnap}

```
.dc Vin -10 10 0.01 param Vnap 10 15 1
.param Vnap 15V
.probe
.lib
.end
```



Nakreslete stejnosměrnou převodní charakteristiku komparátoru s hysterezí z příkladu **T28** při změně vstupního napětí a) z -10V do +10V, b) z +10V do -10V.

a)

invert.komparator s OZ Vin 1 0 1V R1 2 3 1k R2 3 0 1k X1 3 1 5 4 2 LF411 Vplus 5 0 15V Vminus 4 0 -15V .dc Vin -10 10 0.01 .probe .lib .end



b)

Modifikujeme příkaz .DC: .DC Vin 10 -10 0.01



Z výsledků simulací je vidět hystereze. Příkaz .DC nemůže být použit vícekrát v rámci jednoho vstupního souboru, takže běžně nelze při stejnosměrné analýze vykreslit hysterezní charakteristiku.

Překlápěcí úrovně vstupního napětí jsou rovny polovině hysterezního napětí, tedy asi ±7.14V.



Nakreslete stejnosměrnou převodní charakteristiku komparátoru s hysterezí z příkladu **T28** při změně vstupního napětí a) z -7V do +7V, b) z +7V do -7V.

invert.komparator s OZ Vin 1 0 1V R1 2 3 1k R2 3 0 1k X1 3 1 5 4 2 LF411 Vplus 5 0 15V Vminus 4 0 -15V .dc Vin **-7 7 0.01**; v dalším pokusu změníme na .dc Vin 7 -7 0.01 .probe .lib .end

Tentokrát PSpice vypočte v obou případech nesprávnou charakteristiku:

R1

250

D1



Na vině je nalezení nestabilního (tedy nesprávného) pracovního bodu hned při výpočtu prvního bodu křivky. Při vstupním napětí -7V, resp. +7V jsou totiž tři možná řešení. Při vstupním napětí -10V, resp. +10V (předchozí příklady) je jediné možné řešení - saturace. Obrázek tak vlastně ukazuje část převodní charakteristiky jiného obvodu - lineárního zesilovače se zesílením 2 z příkladu 33.

Vyřešení problému – kombinace s příkazem .NODESET: .NODESET V(2)=15V pro a), .NODESET V(2)=-15V pro b).



*

Stabilizátor se Zenerovou diodou – viz též příklad **T8**. Pomocí příkazu .PRINT zobrazte ve vstupním souboru napětí na R1, výkon na R1 a výkon na diodě.

Poznámka: příkaz .PRINT funguje jen při některé ze základních analýz, např. .DC. Pomocí .PRINT lze přímo zobrazit pouze napětí a proudy, nikoliv tedy výkony. Pomůžeme si např. řízeným zdrojem proudu typu G, zapojeným oběma vývody na referenční uzel, jeho proud vypočteme tak, aby byl roven sledované veličině (třeba výkonu), a následně tento proud zobrazíme příkazem .PRINT.

Stabilizator se Zenerovou diodou V1 1 0 10V R1 1 2 250 10V D1 0 2 D1N750 .DC V1 10 10 1; nastaví se jen jedna hodnota V1=10V; krok nesmí být 0 D1N750 乙 .print DC V(R1) i(GvykonR) i(GvykonD) GvykonR 0 0 value= $\{V(1,2)^2/250\}$;výpočet výkonu na R1 0 GvykonD 0 0 value= $\{-V(2)*i(V1)\}$;výpočet výkonu na D1 .lib .END

Výsledky: Napětí na R1 je 5.297V, výkon na R1 je 112.2mW, výkon na diodě je 99.65mW.



Získejte tabulku napětí na R1, napětí na D1, výkonů na R1 a výkonů na D1 pro vstupní napětí od 0V do 10V po 1V.

Řešení:

```
stabil
V1 1 0 10V
R1 1 2 250
D1 0 2 D1N750
.DC V1 0 10 1
.print DC V(R1) V(2) i(GvykonR) i(GvykonD)
GvykonR 0 0 value={V(1,2)^2/250}
GvykonD 0 0 value=\{-V(2)*i(V1)\}
.lib
*
.END
Výsledek:
                               I(GvykonR) I(GvykonD)
V1
            V(R1)
                       V(2)
0.000E+00 2.842E-23 -2.842E-23 0.000E+00 0.000E+00
1.000E+00 3.547E-05 1.000E+00 5.032E-12 1.419E-07
2.000E+00 4.595E-04 2.000E+00 8.447E-10 3.675E-06
3.000E+00 5.978E-03 2.994E+00 1.429E-07 7.159E-05
4.000E+00 6.741E-02 3.933E+00 1.818E-05 1.060E-03
5.000E+00 4.589E-01 4.541E+00 8.422E-04 8.335E-03
6.000E+00 1.371E+00 4.629E+00 7.523E-03 2.539E-02
7.000E+00 2.341E+00 4.659E+00 2.191E-02 4.362E-02
8.000E+00 3.322E+00 4.678E+00 4.413E-02 6.216E-02
9.000E+00 4.308E+00 4.692E+00 7.423E-02 8.085E-02
1.000E+01 5.297E+00 4.703E+00 1.122E-01 9.965E-02
1.100E+01 6.288E+00 4.712E+00 1.581E-01 1.185E-01
1.200E+01 7.280E+00 4.720E+00 2.120E-01 1.374E-01
1.300E+01 8.273E+00 4.727E+00 2.738E-01 1.564E-01
1.400E+01 9.267E+00 4.733E+00 3.435E-01 1.754E-01
1.500E+01 1.026E+01 4.739E+00 4.212E-01 1.945E-01
```

Obvod začíná stabilizovat výstupní napětí při vstupním napětí cca od 5V nahoru. Při vyšších hodnotách vstupního napětí je výkon na R1 větší než výkon na diodě.

Výpis hodnot bývá nepřehledný, mnohdy dáme přednost grafům v PROBE.

Tip: pokud chcete zobrazit čísla na více míst za desetinnou tečkou, umístíme do vstupního souboru příkaz .OPTIONS, např.

.OPTIONS NUMDGT=6



Získejte v PROBE dva obrázky: závislost výkonů na R1 a D1 na vstupním napětí (obrázek 1) a závislost výstupního napětí na vstupním napětí (obrázek 2).

Řešení:

stabil V1 1 0 10V R1 1 2 250 D1 0 2 D1N750 .DC V1 0 15 0.1 ;je zmenšen krok, aby křivky byly hladké GvykonR 0 0 value={V(1,2)^2/250} GvykonD 0 0 value={-V(2)*i(V1)} .probe .lib .END



Nejprve definujeme spodní obrázek přidáním křivky V(2). Potom přidáme další obrázek (Plot/Add Plot to Window) a definujeme v něm křivky I/(GvykonD) a I(GvykonR).

Ze spodního obrázku je zřejmé, že obvod nestabilizuje napětí, pokud vstupní napětí poklesne pod cca 5V. Horní obrázek ukazuje, že pro vstupní napětí menší než cca 9.5V je výkon na diodě větší než výkon na rezistoru, pro větší vstupní napětí je tomu naopak.

Horní obrázek sice "ukazuje" proudy v mA, ve skutečnosti se ale jedná o výkony v mW.



Zobrazte výkony na rezistoru a diodě bez mezivýpočtů GvykonR a GvykonD, jen s využitím možností PROBE.

Řešení:

stabil V1 1 0 10V R1 1 2 250 D1 0 2 D1N750 .DC V1 0 15 0.1 .probe .lib .END



V PROBE zavedeme do obrázku dvě křivky pomocí těchto matematických operací (například): (V(1)-V(2))* I(R1)40mA V(2)* I(R1)nebo ještě pohodlněji W(R1) W(D1) ന -OmA dioda D1N750 Dzener **`**43 n -40mA Zobrazte ampérvoltovou charakteristiku diody D1N750 pro napětí od -4.8V do +0.8V. Zenerka Dzener 1 0 D1N750 -80mA Vdioda 1 0 1V .DC Vdioda -4.8 0.8 0.01 .probe .lib .END -120mA· Problém: zdrojem napětí nelze dobře -5.0V -2.5V 0V □ I(Dzener) regulovat proud diodou. Lepší by bylo otvírat Vdioda diodu zdrojem proudu, který budeme rozmítat např. od -100mA do +100mA: 100mA 1 100mA Idioda D1N750 Dzener n 50mA Zenerka Dzener 1 0 D1N750 Idioda 1 0 100mA .DC Idioda -100m 100m 1m .probe 0A .lib *

.END

PROBE zobrazuje na vodorovnou osu standardně rozmítanou veličinu. Je třeba "přehodit osy" a upravit jejich měřítka, vše v okně "Plot/Axis Settings".

Otázka: proč jsou obě charakteristiky mírně odlišné pro napětí cca od -4.5V do 0V?

(Je to v důsledku toho, že nejprve bylo

krokováno napětí a pak proud. Krok byl krokován po 1mA, takže v závěrné oblasti diody bylo použito málo bodů k jejímu vykreslení. Zmenšení kroku by vše napravilo).

-50mA

-100mA

-5.0V

-Idioda

-2.5V

V(1)

0V



Zobrazte síť výstupních charakteristik tranzistoru Q2N3904. Rozsah napětí kolektoremitor od 0V do 10V, proud báze od 0 do 100µA.



AV char Qtest 2 1 0 Q2N3904 Vce 2 0 5V Ib 0 1 100uA .DC Vce 0V 10V 0.01V Ib 0A 100uA 10uA .probe .lib .END



Změřte zatěžovací charakteristiku zdroje napětí 10V s napěťovou referencí REF01, tj. závislost výstupního napětí na zatěžovacím proudu. Tento obvod byl řešen v Příkladu **T25**. Níže je použit podobvod REF-01/AD z knihovny 1 profesionální verze OrCadPSpice10.

zdroj 10V * Vnap 1 0 15V R1 2 3 8.77k R2 3 0 1.23k Iload 2 0 20mA Xreference 1 0 3 2 REF-01/AD .DC Iload 0 20mA 0.1mA .PROBE * .lib .end

Z výsledků simulace je zřejmé, že daný zdroj spolehlivě pracuje do odběrného proudu cca 17mA.



T46

Zjistěte, jak se budou zatěžovací charakteristiky měnit při vstupních napětích od 10V do 20V. Návod: .DC Iload 0 20m 0.1m Vnap 10 20 2



zesilDC

Vin in 0 AC 1

*

Zjistěte závislost stejnosměrného kolektorového napětí a kolektorového proudu na teplotě. Teplotu rozmítejte od nuly do 100 stupňů Celsia. Z křivek odečtěte změnu kolektorového napětí na jeden stupeň v mV/°C a procentuální změnu kolektorového proudu na jeden stupeň (nominální hodnotu IC uvažujte při teplotě 27 stupňů Celsia).

Pozn.: Model tranzistoru je např. v knihovně ebipolar.lib profesionální verze OrCadPSpice, nebo si jej získejte např. z Internetu. Řešení: 9.0





Cv in baze 5u R2 baterie baze 100k R3 baze 0 56k R1 baterie kolektor 2k R4 emitor 0 2k Ce emitor 0 800u Q1 kolektor baze emitor BC107A Vbat baterie 0 12V .lib ebipolar.lib .DC TEMP 0 100 1 .probe Ic(Q1) Vc(Q1) .end

Z grafů odečteme: Při 0°C je napětí na kolektoru 8.8092V, při 100°C je napětí 8.5123V. Tedy teplotní součinitel je -2.969mV/°C.

Při 27°C je proud kolektoru 1.6411mA, při 97°C je proud 1.7387°C. Na 1°C to dělá cca nárůst o 0.085%. Pracovní bod je poměrně dobře teplotně stabilizován.



Zjistěte závislost kolektorového a emitorového napětí na odporu kolektoru, který rozmítejte od 1kohmu do 10kohmů.

Řešení:

..... Viz příklad **T47**.

R1 baterie kolektor {Rc}

... .param Rc 2k .DC param Rc 1k 10k 100 .probe V([kolektor]) V([emitor]) .end


3.5 Analýza TRANSIENT

Cíle a obsah kapitoly:

Procvičování postupů při přípravě modelu pro analýzu časových průběhů a při realizaci této analýzy.

5.0mA

Forma: 14 příkladů s komentovaným SPICE kódem a náměty na další experimenty.

- Analýza Transient. 0
- Povolování/zakazování výpočtu pracovního bodu. 0
- Zadávání počátečních podmínek u kapacitorů a induktorů. 0
- Příkaz .IC. 0
- Modelování zdrojů signálů. 0
- Příkazy .LOADBIAS, .SAVEBIAS 0



Zjistěte časový průběh napětí na R, L a C a proudu tekoucího obvodem od okamžiku připojení stejnosměrného zdroje k obvodu. Uvažujte nulové počáteční podmínky. Časový průběh sledujte do R

2 \bigcirc \sim času 50us. Vin Lс 2.53m 800

Řešení:

priklad49 - RLC transient Vin 1 0 10V R 1 2 800 L 2 3 2.53mH C 3 0 1nF .TRAN 1u 50u SKIPBP .PROBE V(R) V(L) V(C) I(R) .end

0A SEL>> -5.0mA □ I(R) 20V 10V 0ν -10V 50u s 25us 0 s \square V(C) \diamond V(L) V(R) V Time

SKIPBP znamená zákaz výpočtu pracovního bodu před vlastní analýzou Transient. Zkuste SPICE přímo vyblokovat najde

stejnosměrný ustálený stav. Zkuste zaměnit za ekvivalent – UIC (Use Initial Conditions). Všimněte si nepřesně vykreslených časových průběhů v oblastech "špiček" průběhů.

1n



Pokuste se lépe vykreslit detaily křivek pomocí parametru "step ceiling".

Řešení:

Priklad50 - RLC transient Vin 1 0 10V R 1 2 800 L 2 3 2.53mH C 3 0 1nF .TRAN 1u 50u **0 0.1u** SKIPBP .PROBE V(R) V(L) V(C) I(R) .end

Dvě vložená čísla značí: čas, do něhož je potlačen výstup výsledků simulace, a "step ceiling", t.j. maximální povolený krok časové analýzy. Bez uvedení těchto čísel platí implicitní hodnoty

0, Tstop/50, neboli 0, 1us.



Time

Pokuste se lépe vykreslit detaily křivek

zpřesněním analýzy, konkrétně snížením chybového kritéria RELTOL (standardně nastaveno na 0.001).

5.0mA

Řešení: Analýzu inicializujeme bez modifikace "step ceiling", viz př. **T49**, ale přidáme příkaz .OPTIONS RELTOL 1e-6



.TRAN 1u 50u 0 0.1u SKIPBP .PROBE V(R) V(L) V(C) I(R) .end



Příklad **T52** vyřešte s využitím příkazu .IC.

Řešení:

priklad53 - RLC transient Vin 1 0 0V R 1 2 800 L 2 3 2.53mH C 3 0 1nF .IC V(3)=10V .TRAN 1u 50u 0 0.1u SKIPBP .PROBE V(R) V(L) V(C) I(R) .end

Poznámky: Ověřte si, že daný příkaz .IC V(3)=10V vede na stejné výsledky jako například příkazy .IC V(3)=10V I(L)=0A .IC V(3)=10V V(2)=0V .IC V(3)=10V V(2)=10V Pokuste se vysvětlit "nesrovnalost" v posledních dvou příkazech. Pokuste se vysvětlit, proč po uvedení příkazu .IC V(3)=10V I(L)=0A můžeme odstranit slovo SKIPBP a výsledek analýzy se nezmění.



Při odporu 10Ω teče obvodem v ustáleném stavu proud 1A. Nakreslete přechodný děj, který nastane, když se náhle odpor zvětší na $1k\Omega$ (simulujeme rozpojení spínače). Sledujte napětí na L a proud obvodem.



Řešení:

priklad54 - RL transient Vin 1 0 0V R 1 2 1k L 2 0 10mH IC=1A .TRAN 1u 50u SKIPBP

.PROBE V(R) V(L) I(R) .end

Na cívce se objeví záporná napěťová špička 1kV. Vysvětlete.





Zobrazte přechodný děj v tranzistorovém zesilovači po jeho připojení k napájecí

baterii. Před připojením baterie je zesilovač v nulovém energetickém stavu. Vstupní signál je nulový.

Řešení:

priklad55 - zesilovac Vin in 0 0V Cv in b 10u Rb1 bat b 60k Rb2 b 0 44k Rc bat c 3.3k Re e 0 3.3k Ce e 0 100u Vbat bat 0 10V Q1 c b e Q2N2222 .TRAN 1u 2 SKIPBP .PROBE .lib .end

Závěr: Trvá skoro dvě sekundy, než je stejnosměrný pracovní bod "připraven". Ověřte si, že po blokování slova SKIPBP začne analýza TRANSIENT přímo z pracovního bodu, vypočteného iterační procedurou (je potlačen přechodný děj).





Zobrazte přechodný děj v tranzistorovém zesilovači po jeho připojení k napájecí baterii. Před připojením baterie je zesilovač v nulovém energetickém stavu. Současně s baterií se připojí na vstup signál, který je sinusový o amplitudě 50mV a kmitočtu 10Hz.



Řešení:

priklad56 - zesilovac Vin in 0 **SIN 0 50mV 10Hz** Cv in b 10u Rb1 bat b 60k Rb2 b 0 44k Rc bat c 3.3k Re e 0 3.3k Ce e 0 100u Vbat bat 0 10V Q1 c b e Q2N2222 .TRAN 1u 2 **0 1m** SKIPBP; zjemnění kroku .PROBE .lib .end

Z časového průběhu odečteme rozkmit napětí na kolektoru cca 1.898V špička-špička, což je amplituda 0.949V. To představuje střídavé zesílení na kmitočtu 10Hz cca 0.949V/50mV=18.98.





Potlačte "pomalý" přechodný děj náběhu zesilovače do stejnosměrného pracovního bodu povolením jeho výpočtu před analýzou Transient.

Řešení: Upravíme pouze příkaz .TRAN: .TRAN 1u 2 0 1m



Na vstup komparátoru s hysterezí připojte zdroj symetrických trojúhelníkových kmitů, napětí od -10V do +10V, kmitočet 1Hz. Prozkoumejte průběh výstupního napětí komparátoru a zobrazte hysterezní charakteristiku komparátoru U2=f(U1).

Řešení:

priklad58 - komparator Vin 1 0 PULSE -10 10 0 0.5 0.5 1p 1 *misto 1p ma byt teoreticky nula (sirka impulsu); *pak ale PSPICE misto nuly dosadi implicitni *hodnotu Tstop. Xkomp 3 1 5 4 2 LF411 Vplus 5 0 15V Vminus 0 4 15V R1 2 3 1k R2301k .TRAN 1m 2 *vykresli se 2 opakovaci periody; *pocitani pracovniho bodu povoleno .PROBE .lib .end

V PROBE zobrazíme V(1) a V(2). Pak založíme další obrázek, do něhož umístíme hysterezní charakteristiku. Protože na vodorovnou osu nyní vyneseme V(1), nikoliv čas, je třeba zadat Plot/Unsynchronize X Axis

Náměty na další práci:

Vysvětlete, jak PSPICE dospěl k prvnímu bodu převodní charakteristiky. Jaký vliv na analýzu bude mít klíčové slovo SKIPBP v příkaze .TRAN? Zkuste "zrychlit" rozmítání vstupního signálu, např. Vin 1 0 PULSE -10 10 0 5u 5u 1p 10u .TRAN 1n 20u

Ověřte, že se nyní výrazně uplatní mezní rychlost přeběhu OZ a převodní charakteristika již bude silně deformovaná (již to nebude DC, kterou jsme chtěli získat).

Pokuste se realizovat rozmítání komparátoru zdrojem typu "PWL".



V příkladu **T58** odstraňte zdroj vstupního signálu a komparátor doplňte zpětnovazebními součástkami R a C podle obr. Jde o generátor obdélníkových a pilovitých kmitů o kmitočtu $f \approx 0.455/(RC) \approx 98.6$ Hz.

Prostudujte možnosti rozběhu generátoru do provozního režimu.





Řešení:

priklad59 - funkcni generator Xkomp 3 1 5 4 2 LF411 Vplus 5 0 15V Vminus 0 4 15V R1 2 3 1k R2 3 0 1k R 2 1 100k C 1 0 47nF .TRAN 1n 60m 0 100u SKIPBP .PROBE .lib .end Změřte opakovací periodu kmitů a z ní odvod'te kmitočet. Možné správné výsledky:

odvoďte kmitočeť. Možné správné výsledky: 10.336ms, 96.75Hz. ZV důsledku numerických chyb mírně závisí na pořadí měřené periody. Pokuste se periodu změřit i pomocí měřicích funkcí Period, příp. Period_XRange.



Náměty na samostatnou práci:

Ověřte si, jaké problémy má PSpice s nasazováním kmitů, pokud mu ponecháme přednastavenou hodnotu max. časového kroku (Step ceiling), tj.

.TRAN 1n 60m SKIPBP

Obvod nyní nabíhá do ustálených kmitů podstatně déle (je třeba zvětšit simulační čas). Simulátoru můžeme "pomoci" například nastavením počátečního napětí na kapacitou na 100mV.

Pokuste se rozběhnout generátor při povolení výpočtu pracovního bodu:

.TRAN 1n 60m 0 100u

Postupně zkoušejte tyto nastavené počáteční podmínky a přemýšlejte o získaných výsledcích:

.IC V(2)=15V .IC V(2)=15V V(1)=0V .IC V(2)=-15V .IC V(2)=-15V V(1)=0V



Prostudujte rozběh oscilátoru s tranzistorem MOSFET z nulových počátečních podmínek. Pozn.: Prostudujte syntaxi zadávání tranzistoru MOSFET.

Řešení:



priklad60 - RC oscilator s MOSFETem M1 D G 0 0 M2N6661 Vbat bat 0 10V R1 D 1 10k R2 1 2 100k R3 2 G 1meg C1 1 0 28.4nF C2 2 0 2.84nF C3 G 0 284pF R4 bat D 100 .TRAN 1n 20m 0 20u SKIPBP .PROBE .lib .end

Ověřte, že kmitočet generovaných kmitů je asi 971Hz.



Pomocí příkazů .SAVEBIAS a .LOADBIAS dosáhněte přímo simulace ustálených kmitů oscilátoru bez mezivýpočtů přechodného děje.



Řešení:

1. Vytvoření souboru s výsledky simulace na konci analyzačního běhu analýzy Transient:

priklad61 - RC oscilator s MOSFETem

```
.SAVEBIAS 60.ope TRAN TIME=20ms
.TRAN 1n 20m 0 20u SKIPBP
```

.

- 2. Editace vzniklého souboru záměnou .NODESET za .IC
- 3. Spuštění simulace s modifikovaným příkazem:

.LOADBIAS 60.ope

Poznámka: příkaz .IC v externím souboru je možno překopírovat do našeho vstupního souboru. Pak již k simulaci nebudeme externí soubor potřebovat (a tím ani příkaz .LOADBIAS):

priklad61 - RC oscilator s MOSFETem M1 D G 0 0 M2N6661 Vbat bat 0 10V R1 D 1 10k



R2 1 2 100k R3 2 G 1meg C1 1 0 28.4nF C2 2 0 2.84nF C3 G 0 284pF R4 bat D 100 IC + V(1)= 2.0676387445+ V(2)= 3.1072366239+ V(D) = 1.0196013703+ V(G)= 3.4454667233= 10.000000000+ V(bat).TRAN 1n 20m 0 20u SKIPBP .PROBE .lib .end



Simulujte odezvu zesilovače na skokovou změnu vstupního napětí z 0V na 1V pro odpory R1=R2= (1000, 400, 300, 200) ohmů, nejprve bez a pak s uvažováním parazitní kapacity 10pF.

Uvažte, že AD8001 je velmi rychlý OZ typu CFA s dobou ustálení jednotek až desítek ns a že dynamické vlastnosti zesilovače budou záviset nejen na poměru R1/R2, ale i na absolutních velikostech odporů. Čím menší odpory, tím větší náchylnost k nestabilitám.

Řešení:

Zesilovac s AD8001 Vin in 0 PWL (0,0) (1n,0)(1.1n 1) 1.0V *jednotkový skok z 0V na 1V v čase 1ns, *nástupná hrana 0.1ns. Vplus Vp 0 5V Vminus Vn 0 -5V 0.5V R1 out inv $\{Rx\}$ R2 inv 0 $\{Rx\}$ *Cpar inv 0 10p X in inv Vp Vn out AD8001a/AD 0V 0s 2.0ns .param Rx 10 ▲ V(out) + × Time .step param Rx list 1k 400 300 200 .TRAN 1p 6n 0 100p ;časová analýza do 6ns s max. časovým krokem 100ps .probe .lib .end



Při R1=R2=1k ohm se výstupní napětí ustálí bez překmitu za cca 3.5ns. Při R1=R2=200 ohmů je zesilovač potenciálně nestabilní, protože např. při parazitní kapacitě 10pF dojde k netlumeným oscilacím.

Pozn.: Při simulaci vlivu parazitní kapacity zvolte delší simulační čas, např. 20ns.



3.6 Analýza AC

Cíle a obsah kapitoly:

Procvičování postupů při přípravě modelu pro analýzu obvodu v harmonickém ustáleném stavu a při realizaci této analýzy.

Forma: 12 příkladů s komentovaným SPICE kódem a náměty na další experimenty.

- o Analýza AC.
- o Příkaz .AC.
- Příkaz .PLOT v analýze AC.
- Vykreslování kmitočtových charakteristik amplitudových a fázových, klasických, Bodeho, komplexních.



Zjistěte střídavá napětí a proudy u všech součástek Wienova článku, je-li kmitočet střídavého vstupního napětí 1kHz, amplituda 10 a počáteční fáze 0. Zjistěte amplitudy a počáteční fáze těchto veličin a jejich reálné a imaginární složky. Nakreslete fázorové diagramy.



Řešení:



.end

Výsledky z výstupního souboru (zkráceno):

FREQ	V(R1)	VP (R 1)	V(C1)	VP(C1)	V(R2)	VP(R2)
1.000E+03	4.712E-01	4.501E+01	4.716E-01	-4.499E+01	3.333E-01	3.720E-02
FREQ	VR(R1)	VI(R1)	VR(C1)	VI(C1)	VR(R2)	VI(R2)
1.000E+03	3.331E-01	3.332E-01	3.336E-01	-3.334E-01	3.333E-01	2.164E-04
FREQ	I(R1)	IP(R1)	I(R2)	IP(R2)	I(C2)	IP(C2)
1.000E+03	4.712E-04	4.501E+01	3.333E-04	3.720E-02	3.330E-04	9.004E+01
FREQ	IR(R1)	II(R1)	IR(R2)	II(R2)	IR(C2)	II(C2)
1.000E+03	3.331E-04	3.332E-04	3.333E-04	2.164E-07	-2.162E-07	3.330E-04



Do výstupního souboru vytiskněte tabulku závislosti amplitudy a počáteční fáze výstupního napětí V(3) na kmitočtu v kmitočtových bodech 100Hz, 1kHz a 10kHz.

Řešení:

Wienuv clanek na 1kHz Vin 1 0 Ac 1 R1 1 2 1k C1 2 3 159nF R2 3 0 1k C2 3 0 159nF .AC DEC 1 100 10k .print AC V(3) VP(3) .end

Výsledky:

FREQV(3)VP(3)1.000E+029.658E-027.316E+011.000E+033.333E-013.720E-021.000E+049.676E-02-7.313E+01

Závěr: Zdá se, že v okolí kmitočtu 1kHz má Wienův článek největší přenos 1/3 a nulový fázový posuv mezi vstupním a výstupním napětím. Tento kmitočet je dán vzorcem $1/(2\pi RC)$.



Zobrazte amplitudovou a fázovou kmitočtovou charakteristiku Wienova článku ve frekvenčním rozsahu od 10Hz do 100kHz (logaritmická frekvenční osa, logaritmické rozmítání kmitočtu).

Řešení:

Wienuv clanek, kmitoctove charakteristiky

Vin 1 0 Ac 1 R1 1 2 1k 1.400mV-0 -100d 2 3 C1 2 3 159nF R2 3 0 1k C2 3 0 159nF .AC DEC 10 10 100k -10 .probe V(3) 300mV · 50d .end -20 Pozn.: V PROBE je amplitu-200mV-0d charakteristika dová zobrazena jednak jako -30 klasický přenos napětí a jednak v decibelech. Každá křivka má svou 100mV--50dvlastní osu Y -40 (Plot/Add Y Axis). 0V--50--100d-100Hz 10KHz 1.0KHz 100KHz 10Hz 1 □ V(3) 2 ◆ DB(V(3)) 3 ▼ P(V(3))

Frequency



Zobrazte komplexní kmitočtovou charakteristiku Wienova článku z příkladu **T65**.

Řešení: V PROBE je třeba nastavit na vodorovnou osu zobrazování reálné části přenosu a na svislou osu zobrazování imaginární části přenosu.

Pro vykreslení hladké křivky je vhodné zvýšit počet kroků na dekádu na cca 100.



Zjistěte stejnosměrná a střídavá napětí ve všech uzlech zesilovače, je-li kmitočet vstupního signálu 10kHz.

Řešení:

Tran. zesilovac

Vin in 0 AC 20mV

Cv in baze 330nF

Rb1 bat baze 100k

Rb2 baze 0 56k

Rc bat kol 2k

Re emi 0 2k Ce emi 0 500uF



Vbat bat 0 12V Q kol baze emi BC107A .AC LIN 1 10k 10k .print AC V([in]) V([baze]) V([kol]) V([emi]) V([bat]) .lib .end

Výsledky: Ss pracovní bod:

NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE 0.0000 (bat) 12.0000 (emi) 3.2979 (kol) 8.7207 (in) (baze) 3.9738

Střídavý signál – amplitudy:

FREQ	V(in)	V(baze)	V(kol)	V(emi)	V(bat)
1.000E+04	2.000E-02	1.997E-02	2.464E+00	3.942E-05	1.000E-30

Střídavý signál na kolektoru nebude ořezán, protože ss napětí na kolektoru 8.7207V je "vzdáleno" od napětí baterie asi 3.28V a amplituda na kolektoru je 2.464V.

Střídavé zesílení je asi 2.464/0.02=123.2.

Přesvědčte se, že fázový posuv napětí na kolektoru oproti vstupnímu napětí je asi -179 stupňů, tj. prakticky 180 stupňů (invertováno).

Návod: .print VP(v[kol]).

T68	1 ^{.42}]	2 -100d-			
Analyzujte amplitudovou a fázovou	10-		\ <i>.↓</i>		
kmitočtovou charakteristiku zesilovače	40-		X		
z příkladu T67 v kmitočtovém rozsahu		-150d-			
100Hz až 100MHz			+		
ž , ,	38-				
Keseni:					
Tran. zesilovac	36-	-200d-			
Vin in 0 AC 1V		2004	þ		
Cv in baze 330nF					
Rb1 bat baze 100k					
Rb2 baze 0 56k	34-				
Rc bat kol 2k		-2504-			
Re emi 0 2k		-2 J U U			
Ce emi 0 500uF	32 -				
Vbat bat 0 12V					
O kol baze emi BC107A					
AC DFC 10,100,100 meg	20	<< ><			
nroho V([kol])	50-	-3000-	1.0KHz		1.0MHz 100MHz
		[<u>1</u> □ DB(V	(kol)) [2 Erequi	.] ♦ P(V(kol))
and	· – ()			
.end					
Ověřte si, že na kmitočtu 10kHz je zesílení					
asi 41 813 dB ti zesílení 123 2 a fázový	-50)	R		
posuv -178.956 stupňů Porovnejte					
s výsledky z příkladu 67					
s vysiedky z příkladů 07.	-100)			
	200	·			
					2
T69	SEL>	>			
	-150		B(V(emi))	·	
Zobrazte amplitudové kmitočtové	50)			
charakteristiky zesilovače s výstupem na					
kolektoru a na emitoru pro blokovací					
emitorovou kapacitu 1pF, 1uF a 500uF.					
	25	5 —			
Řešení:			/		
		/			
Tran zesilovac					
Tran. zesilovac					
Tran. zesilovac Vin in 0 AC 1V	() -=			8
Tran. zesilovac Vin in 0 AC 1V Cv in baze 330nF	(00Hz	10KHz		L. OMHZ 100MHz

Frequency

Rb1 bat baze 100k Rb2 baze 0 56k Rc bat kol 2k Re emi 0 2k Ce emi 0 {**Cx**} Vbat bat 0 12V Q kol baze emi BC107A .param Cx 500u .step param Cx list 1p 1u 500u .AC DEC 10 100 100meg .probe V([kol]) V([emi]) .lib .end

Při zanedbatelné kapacitě Ce se zesilovač chová z hlediska emitoru jako sledovač (zesílení +1) a z hlediska kolektoru jako invertor (zesílení -1), a to až do desítek MHz. Při růstu Ce roste zesílení na kolektoru, neboť je blokována záporná zpětná vazba přes Re.



20 db/dekádu neboli 6 db/oktávu.

Za tranzitním kmitočtem se nachází druhý lomový kmitočet, který způsobuje dvojnásobně rychlý pokles zesílení 40 db na dekádu neboli 12 db na oktávu.

Poznámka: strmost poklesu zesílení lze měřit v PROBE například měřicí funkcí Swing_XRange.

Příklady:

Swing_XRange(db(V(out)),10meg,100meg)

(měření strmosti 40 db/dekádu za kmitočtem 2. lomu)

Swing_XRange(db(V(out)),10meg,20meg)

(měření strmosti 12 db/oktávu za kmitočtem 2. lomu)

Swing_XRange(db(V(out)),1k,10k)

(měření strmosti 20 db/dekádu před kmitočtem 2. lomu).



Nakreslete amplitudové kmitočtové charakteristiky zesilovače s CFA operačním zesilovačem AD8001 pro odpory R1= 1k, R2=100, 1K, 1G.



Řešení:

Operacni zesilovac AD8001 Vin in 0 AC 1V Vplus Vp 0 5V Vminus Vn 0 -5V R1 out inv 1k **R2 inv 0 {Rx}** X in inv Vp Vn out AD8001A/AD .param Rx 10k .step param Rx list 100 1k 1G .AC DEC 10 1k 1000meg .probe .lib .end



Poznámky:

Tento operační zesilovač je "rychlejší" než uA741, má daleko vyšší tranzitní kmitočet. Způsob řízení zesílení odpory je jiný než u napěťového OZ. Řídíme-li zesílení odporem R2, pak je zachována šířka pásma zesilovače.

Ověřte, že stejnosměrné zesílení je dáno vzorcem A0=1+R1/R2.



Zapojte operační zesilovač AD8001 jako neinvertující zesilovač se zesílením 2. Změřte jeho amplitudovou kmitočtovou charakteristiku v kmitočtovém rozsahu od 10MHz do 400MHz pro odpory R1=R2= (649, 698, 750) ohmů.

Vp Vin 1Vac(🔨 out lŀO OU 0Vdc 5\ Vn Vminus -0 Хора (inv AD8001A/AD R1 750 R2 750 6.0 5.5 5.0 4.5 10MHz 100MHz 400MHz Frequency

(în)

Vplus

5V

Řešení:

Operacni zesilovac AD8001 Vin in 0 AC 1V Vplus Vp 0 5V Vminus Vn 0 -5V R1 out inv $\{Rx\}$ R2 inv 0 $\{Rx\}$ X in inv Vp Vn out AD8001a/AD .param Rx 10k .step param Rx list 649 698 750 .AC OCT 10 10meg 400meg .probe .lib .end

Poznámka: U operačních zesilovačů CFA záleží nejen na poměrech odporů R1 a R2, ale i na jejich absolutních velikostech. Je třeba optimalizovat zejména zpětnovazební odpor R1. Čím menší R1, tím větší šířka pásma, ale tím větší překmity v kmitočtové charakteristice a náchylnost k nestabilitě.

Hodnoty odporů jsou převzaty z katalogového listu AD8001. Zkontrolujte s výsledky simulace.



Analyzujte amplitudovou a fázovou kmitočtovou charakteristiku otevřené smyčky zesilovače pro R1=R2=(1000, 400,300,200) ohmů

a pro parazitní kapacitu Cpar=10pF.

Z charakteristik odečtěte fázovou bezpečnost pro všechny 4 případy a rozhodněte o



potenciální stabilitě zesilovače. Porovnejte s výsledky z příkladu 62.

Poznámka: Fázová bezpečnost je doplněk fázového posunu mezi výstupním a vstupním napětím zesilovače do 180 stupňů na kmitočtu, při němž je zesílení 1, tj. 0 db. Čím je fázová bezpečnost větší, tím lépe pro stabilitu obvodu.



Fázovou bezpečnost změříme buď pomocí kurzorů nebo lépe pomocí měřicí funkce PhaseMargin. Pro odpory 200 ohmů je již fázová bezpečnost záporná, což znamená nestabilitu.

Poznámka: Přenos tzv. otevřené smyčky (Open Loop Gain) je přenos od vstupních svorek OZ k výstupu děliče R1-R2, tj. V(inv)/V(in, inv).

Ověřte si, že při parazitní kapacitě 7pF a méně je již fázová bezpečnost vždy kladná pro všechny uvažované odpory.

3.7 Analýzy TF a SENS

Cíle a obsah kapitoly:

Procvičování postupů při používání rozšiřujících analýz typu přenosová funkce a citlivostní analýza.

Forma: 6 příkladů s komentovaným SPICE kódem a náměty na další experimenty.

- Analýza TF Transfer Function (přenosová funkce).
- o Příkaz .TF.
- o Hledání parametrů Théveninova modelu obvodu pomocí příkazu .TF.
- o Hledání malosignálových charakteristik nelineárních obvodů pomocí příkazu .TF.
- Analýza .SENS Sensitivity Analysis (citlivostní analýza).



Rezistory R1, R2 a R3 tvoří zeslabovač TV signálu. Ověřte, že vstupní odpor zeslabovače bude50 ohmů, jestliže výstupní svorky budou zatíženy opět 50 ohmy (impedanční přizpůsobení koaxiálními kabely), a to za předpokladu, že odpory v zeslabovači jsou navrženy podle vzorců

 $R_1 = R_2 = R = \frac{50}{\sqrt{1+2a}}$, $R_3 = aR$, *a* je libovolné číslo větší než 0 a závisí na něm zeslabení

signálu.

Dále ověřte, že výstupní odpor zeslabovače je rovněž 50 ohmů.

Ověřte pro a = 4, 12, 24. Pro tyto hodnoty stanovte zeslabení signálu.

Pozn.: Vstupní odpor zeslabovače 50 ohmů je to samé jako odpor 100 ohmů naměřený na svorkách zdroje Vin. Výstupní odpor zeslabovače 50 ohmů je to samé jako odpor 25 ohmů naměřený na svorkách zátěže Rout.

Napětí Vin se 2x zeslabí na svorkách 2-0, takže zeslabení signálu je ve skutečnosti 2x větší než zeslabení obvodem R1-R2-R3.

Řešení:

Zeslabovac Vin 1 0 1V Rin 1 2 50 R1 2 3 {R} R2 3 4 {R} R3 3 0 {a*R} Rout 4 0 50 .param a 12 .param R {50/sqrt(1+2*a)} .step param a list 4 12 24 .TF V(4) Vin .end



Výsledky – uvedeno v zhuštěné formě: PARAM A=4 NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE 1.0000 .5000 .3333 (4) .2500 (1) (2) (3) V(4)/Vin = 2.500E-01INPUT RESISTANCE AT Vin = 1.000E+02 OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 2.500E+01PARAM A=12 NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE .5000 1) 1.0000 2) (3) .4000 (4) .3333 ((V(4)/Vin = 3.333E-01INPUT RESISTANCE AT Vin = 1.000E+02 OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 2.500E+01PARAM A=24 NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE 2) .5000 (4) .3750 (1) 1.0000 3) .4286 ((V(4)/Vin = 3.750E-01INPUT RESISTANCE AT Vin = 1.000E+02OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 2.500E+01



Pomocí příkazu .TF nalezněte Théveninův model obvodu vzhledem k jeho svorkám A-GND, tj. nalezněte velikost napětí naprázdno na svorce A a výstupní odpor. Obvod představuje náhradní lineární model tranzistorového zesilovače v pásmu středních kmitočtů.



Řešení:

Thevenin Vin 1 0 1V Rbe 1 3 2k Re 3 0 100 Rb 1 2 100k Rc 2 0 1k G 2 3 1 3 0.1 .TF V(2) Vin .end

Výsledky:

V(2)/Vin = -8.950E+00 INPUT RESISTANCE AT Vin = 6.908E+03 OUTPUT RESISTANCE AT V(2) = 9.901E+02



Určete střídavé zesílení v pásmu středních kmitočtů, je-li výstup zesilovače na emitoru.

Vazební kapacitor znemožní výpočet zesílení příkazem .TF, protože obvodové veličiny se počítají jako stejnosměrná řešení. Klasické použití .TF vede k nesprávným výsledkům:



Vbat bat 0 12V

(bat)

pom

vystup

0

0Vdc

BC107A

Rc ≥ 2k

Vbat

12V

0

.TF V([emi]) Vin .lib .end



Řešení:

Vypočtěte citlivost výstupního napětí stabilizátoru na

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(2)



vstupní napětí a odpory R a Rz.

C4 - 1- 11'	FIFMENT	FIFMENT	FIFMENT	NODMALTZED
Stabilizator	E BEFIEN I NAME	WALLE	GENETTUTTV	GENGTTIVITY
Vin 1 0 10V	MATIE	VALOE	VOLTS (INIT)	VOLTS (DEDCENT)
R 1 2 250			(*0513/0011)	(VOLIS/PERCENI)
D1 0 2 D1N750	R	2.500E+02	-2.679E-04	-6.697E-04
Rz 2 0 1k	Rz	1.000E+03	1.479E-05	1.479E-04
SENS $V(2)$	Vin	1.000E+01	1.261E-02	1.261E-03
lib	Dl			
.110	SERIES RESISTANCE			
.end	RS	2.500E-01	1.629E-02	4.072E-05
	INTRINSIC PARAMETERS			
	IS	8.805E-16	-2.907E+00	-2.559E-17
	N	1.000E+00	0.000E+00	0.000E+00

Výstupní napětí se zvýší o 1.261mV, když se vstupní napětí zvýší o 1% nad 10V, tedy o 100mV. Činitel stabilizace je tedy 100/1.261=79.3.



Vypočítejte citlivosti napětí na kolektoru a proudu kolektorem na odpory Rb, Rc a parametr BF tranzistoru.

Poznámka: Abychom mohli počítat citlivost proudu, je třeba do série s Rc vložit pomocný zdroj napětí o nulovém napětí a počítat citlivost proudu tímto zdrojem.

Řešení:

Zesilovac Vin vstup 0 Cv vstup baze 5uF Rb bat baze 757k Rc bat pom 2k Vpom pom vystup Q vystup baze 0 BC107A Vbat bat 0 12V .SENS V([vystup]) I(Vpom) .lib .end

Výsledky:

Relativní citlivost kolektorového napětí na Rb, Rc a BF je 60.74mV, -54mV, -29.19mV.

Rb

Vpom

baze

01

757k

┨┠

Cv

5u

vstup

n

Vin

0Vd

Relativní citlivost kolektorového proudu na Rb, Rc a BF je

-30.37uA, -1.251uA, 14.59uA.



Zapojení zesilovače z příkladu **T79** je změněno tak, že v obvodu působí záporná zpětná vazba. Odpor Rb je navržen tak, aby nedošlo k podstatné změně ss pracovního bodu (můžete si ověřit). Vypočtěte citlivosti stejně jako v příkladu **T79** a porovnejte výsledky. V důsledku stabilizační zpětné vazby by měly být citlivosti menší.



Řešení:

Zesilovac Vin vstup 0 Cv vstup baze 5uF Rb **pom** baze 380k Rc bat pom 2k Vpom pom vystup Q vystup baze 0 BC107A Vbat bat 0 12V .SENS V([vystup]) I(Vpom) .lib .end Výsledky:

stabilitě obvodu?

Relativní citlivost kolektorového napětí na Rb, Rc a BF je 29.26mV, -26.09mV, -13.99mV. Relativní citlivost kolektorového proudu na Rb, Rc a BF je -14.56uA, -15.16uA, 7.03uA.

Citlivosti jsou zhruba 2x nižší s výjimkou citlivosti Ic na Rc, která vzrostla. Pokuste se o vysvětlení. Jaké jsou praktické závěry z této analýzy o teplotní

3.8 Spektrální a šumová analýza



Procvičování postupů při používání rozšiřujících analýz typu FOUR a NOISE.

Forma: 11 příkladů s komentovaným SPICE kódem a náměty na další experimenty.

- Analýza .FOUR Fourier Analysis (Fourierova analýza výpočet spekter signálů).
- Zjišťování činitele harmonického zkreslení (THD) signálů.
- o Studium intermodulačního zkreslení signálů.
- Analýza .NOISE Noise Analysis (Šumová analýza).
- Úvod do vyhodnocovací analýzy.

Tip pro použití PROBE k spektrální analýze:

Chceme-li zobrazit spektrum signálu v samostatném okně, pak nepoužijeme ikonu **1**, ale zvolíme "Plot/Add Plot To Windows" (nebo ikonu). Poté navolíme "Fourier Transform" v "Plot Window Templates" a za argument vybereme příslušný signál.



Pomocí zdroje typu E vygenerujte harmonické napětí typu "sinus" o amplitudě 3V a kmitočtu 1kHz. Zobrazte pět opakovacích period. Vypočtěte amplitudy prvních 9 harmonických složek. Spektrum amplitud zobrazte v PROBE.

Řešení: Zdroj sinus .param pi=3.14159 Esinus 1 0 value={3*sin(2*pi*1k*time)} .tran 1u 5m .FOUR 1k V(1)



4.0V





.probe .end

Přesvědčte se o tom, že ve výstupním souboru je 1. harmonická vypočtena přesně 3V a další harmonické že jsou zanedbatelné (mají být nulové, hodnoty jsou dány numerickými nepřesnostmi). Počáteční fáze 1. harmonické vyšla 0 (standardně SPICE chápe sinusovku jako signál s nulovou poč. fází). Stejnosměrná složka i THD by teoreticky měly být nulové.

V PROBE kliknutím na ikonu **f** zobrazíme spektrální čáry signálu. Je však třeba upravit měřítko na ose x, např. od 0 do 5kHz. PROBE proloží vypočtené body lomenou čarou.

Pozn.: V PROBE se počítá spektrum odděleně od SPICE. Za 1 periodu je považován celý zobrazený úsek signálu, tj. 5mS. Z toho vychází opakovací kmitočet 200Hz. PROBE tedy považuje 200Hz za kmitočet základní harmonické. Na tomto kmitočtu ale spočítá prakticky nulovou spektrální složku. Nenulová je až na "pravém" kmitočtu 1kHz..

Mnohdy je lepší přepnout osu Y na logaritmickou. Zvýrazní se složky, které nejsou v lin. měřítku viditelné.

Námět na další experimenty:

Co se stane, když nepřesně stanovíme opakovací kmitočet signálu, např.

.FOUR 1.1k V(1)

Výsledek: ve spektru se objeví "falešné" vyšší harmonické.



Namodelujte součet sinusovky o amplitudě 3V a kmitočtu 1kHz a kosinusovky o amplitudě 1V a kmitočtu 5kHz. Zobrazte v intervalu 0 až 5ms. Vypočtěte pomocí SPICE prvních 9 harmonických. Amplitudové spektrum zobrazte pomocí PROBE.

Řešení:

Zdroj sinus+cosinus .param pi=3.14159 Esincos 1 0 value={ 3*sin(2*pi*1k*time)+cos(5*2*pi*1k*time)} .tran 1u 5m .FOUR 1k V(1) .probe .end

Ve výstupním souboru si ověřte, že ve spektru přibyla složka na kmitočtu 5kHz o amplitudě 1V a počáteční fázi 90 stupňů (kosinus). Činitel zkreslení THD je 33.3 %. Proč jsme jako opakovací kmitočet zadali opět 1kHz?



Vygenerujte 5 opakovacích period obdélníkového signálu o úrovních 0V a 10V, šířce impulsu 0.2ms a opakovací periodě 1ms. Strmost náběžné a sestupné hrany 1ns. Vypočtěte prvních 20 harmonických. Zobrazte v PROBE.

Řešení:

Vobdel 1 0 PULSE 0 10 0 1n 1n 0.2m 1m .tran 1u 5m .FOUR 1k 20 V(1); počet harmonických je 20 .probe .end

V PROBE se omezte na zobrazení spektra do cca 20kHz.

Náměty:

V časové analýze měňte simulační čas po násobcích opakovací periody, tj. 1ms, 2ms, 3ms, ... Jaký to bude mít vliv na spektrum zobrazované v PROBE? Jaký vliv to bude mít na přesnost výpočtu spektrálních čar?





0V

0Hz 5 □ V(1)

5KHz

10KHz

Frequency

15KHz



Zjistěte spektrum výstupního napětí oscilátoru v ustáleném stavu. Změřte činitel harmonického zkreslení výstupního napětí. Pozn.: Oscilátor byl řešen v příkladech **T60** a **T61**.



Řešení:

V první fázi se změří kmitočet oscilací v ustáleném stavu (970.58 Hz). V druhé fázi se doplní příkaz pro Fourierovu analýzu.

Oscilator 10V M1 D G 0 0 M2N6661 Vbat bat 0 10V R1 D 1 10k R2 1 2 100k R3 2 G 1meg C1 1 0 28.4nF 5١ C2 2 0 2.84nF C3 G 0 284pF R4 bat D 100 .TRAN 1n 20m 0 20u SKIPBP .FOUR 970.58 V([D]) .PROBE 0V .lib .end



DC COMPONENT = 3.212885E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	9.706E+02	2.800E+00	1.000E+00	-5.201E+01	0.000E+00
2	1.941E+03	2.782E-01	9.936E-02	1.614E+02	2.654E+02
3	2.912E+03	2.373E-01	8.474E-02	-1.552E+02	8.423E-01
4	3.882E+03	5.549E-02	1.982E-02	-1.085E+02	9.951E+01
5	4.853E+03	3.286E-02	1.173E-02	9.776E+01	3.578E+02
6	5.823E+03	4.315E-02	1.541E-02	1.435E+02	4.555E+02
7	6.794E+03	1.549E-02	5.531E-03	-1.719E+02	1.921E+02
8	7.765E+03	1.106E-02	3.951E-03	3.575E+01	4.518E+02
9	8.735E+03	1.671E-02	5.966E-03	8.008E+01	5.481E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.338015E+01 PERCENT

V PROBE se však spektrum zobrazí nesprávně, a to ze dvou důvodů:

1. V analyzačním okně není periodický signál v ustáleném stavu,

2. Simulační čas není celistvým násobkem opakovací periody.

Postupem, uvedeným v příkladu **T61**, zavedeme počáteční podmínky, vedoucí k okamžitému ustálenému stavu. Simulační čas nastavíme na pětinásobek opakovací periody, tj. na 5.1516ms.





Poznámka – jiné řešení (jednodušší): přechodný stav "odřežeme" nastavením parametru Tstart v příkazu .TRAN, například:

.TRAN 1n 20m 14.8484m 20u SKIPB

Zobrazí se přímo posledních 5 period ustáleného stavu.



Zjistěte činitel harmonického zkreslení na výstupu zesilovače při jeho testování harmonickým napětím o kmitočtu 1kHz a amplitudě 5mV.

Řešení:

zesilovac .param pi=3.14159 Ein vstup 0 value={5m*sin(2*pi*1k*time)} Cv vstup baze 5u Vbat bat 0 12V Rb bat baze 757k Rc bat vystup 2k Q1 vystup baze 0 BC107A .TRAN 1n 5m 1m 1u .FOUR 1k V([vstup]) V([vystup]) .PROBE v([vstup]) v([vystup]) .lib .end



V(vystup) Time

□ 200*V(vstup) ◇



Zkreslení výstupního signálu: TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.392710E+00 PERCENT

Počáteční úsek 1ms je v časové analýze vynechán pro vyloučení případných přechodných dějů.

Zkreslení výstupního signálu již je patrné pouhým okem z časového průběhu (kladné "půlvlny" jsou širší než záporné). Ze spektra je vidět, že za to mohou zejména dominantní 2. a 3. harmonická.



Zobrazte spektrum amplitud výstupního napětí zesilovače, působí-li na jeho vstupu součet harmonických napětí, každé o amplitudě 5mV a kmitočtech 1kHz a 10kHz. Pomocí PROBE prostudujte intermodulační zkreslení zesilovače.

Řešení:

zesilovac .param pi=3.14159 Ein vstup 0 value= {5m*sin(2*pi*1k*time) +5m*sin(2*pi*10k*time)} Cv vstup baze 5u Vbat bat 0 12V Rb bat baze 757k Rc bat vystup 2k Q1 vystup baze 0 BC107A .TRAN 1n 5m 1m 1u .PROBE v([vstup]) v([vystup]) .lib .end



Poznámky:

První 1ms je v časové analýze vynechána pro vyloučení případných přechodných dějů.

Ve spektru vstupního signálu jsou 2 dominantní spektrální čáry na kmitočtech 1kHz a 10kHz. Další čára na kmitočtu 14kHz je o 4 dekády menší a představuje numerickou chybu algoritmu FFT.

Ve spektru výstupního signálu jsou patrné spektrální čáry na tzv. kombinačních kmitočtech mF1+nF2.





Zjistěte spektrální hustotu šumového výkonu a šumového napětí na kolektoru tranzistoru pro kmitočet 1kHz. Určete hustotu šumového výkonu jednotlivých zdrojů šumu v obvodu. Odhadněte efektivní hodnotu šumového napětí na výstupu zesilovače pro kmitočtové pásmo od 10Hz do 10kHz.

Pozn.: Zdroj proudu o nulovém proudu je pomocný, SPICE potřebuje označit zdroj pro přepočet výstupního šumu na vstup.

Řešení:

tranzistor. zesil. Vbat 3 0 5V Rc 3 2 1k Rb 3 1 120k Ii 0 1 AC 1; střídavý proud může mít libovolnou hodnotu, nemá vliv na šumovou analýzu Q 2 1 0 Q2N2221 .AC LIN 1 1k 1k .NOISE V(2) Ii 1; jednička znamená, že výsledek šumové analýzy se zapíše do výstupního souboru .lib .END

Výsledky lze nalézt ve výstupním souboru:

Vbat

5V

Rc

1k

Q2N2221

Rh

120k

**** TRAI	NSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ) Q1			
RB	5.316E-20; tepelný šum, odpor báze			
RC	1.488E-23; tepelný šum, odpor kolektoru			
RE	0.000E+00; tepelný šum, odpor emitoru			
IBSN	5.343E-14; výstřelový šum, proud báze			
IC	7.064E-16; výstřelový šum, proud kolektoru			
IBFN	0.000E+00; blikavý šum, proud báze			
TOTAL	5.414E-14; celkový šum, dodávaný tranzistorem			
**** RES	ISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ) Rc Rb 1.560E-17 6.379E-16 tepelný šum dodávaný odpory Rc a Rb			
101112				
**** TOT	AL OUTPUT NOISE VOLTAGE = 5.479E-14 SQ V/HZ = 2.341E-07 V/RT HZ			
TRANS V(2)/I	SFER FUNCTION VALUE: i = $6.795E+04$			

EQUIVALENT INPUT NOISE AT Ii = 3.445E-12 A/RT HZ

Veličiny SQUARED NOISE VOLTAGES jsou spektrální hustoty výkonu v [V²/Hz]. Veličiny NOISE VOLTAGES jsou spektrální hustoty napětí v [V/ $\sqrt{\text{Hz}}$].

Tranzistor "šumí" více než vnější rezistory. Prakticky všechen šum tranzistoru pochází z výstřelkového šumu, jehož příčinou je klidový proud báze.

Z údaje TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE = 2.341E-07 V/RT HZurčíme efektivní hodnotu šumového napětí v kmitočtovém pásmu od 10Hz do 10kHz, tj. Δf je zhruba 10kHz:

 $U_{ef} = 2.341.10^{-7} \sqrt{10000} = 23.41 \mu V.$

Pak napětí špička-špička bude cca 5 až 6 krát větší, tj. cca 120µV.

Pozn.: Výpočet efektivní hodnoty platí za předpokladu, že spektrální hustota šumového výkonu je konstantní v celém audiopásmu 10Hz až 10kHz.



Zjistěte kmitočtový průběh spektrální hustoty šumového výkonu na kolektoru tranzistoru v kmitočtovém pásmu 0.1Hz až 10MHz. Identifikujte příspěvky jednotlivých zdrojů šumu k celkovému šumu na výstupu.

Z křivky spektrální hustoty určete výkon šumu v kmitočtovém pásmu od 10Hz do 10kHz. Určete kmitočtový průběh ekvivalentního vstupního šumu mezi bází a emitorem.

Řešení:

tranzistor. zesil. Vbat 3 0 5V Rc 3 2 1k Rb 3 1 120k Ii 0 1 AC 1 Q 2 1 0 Q2N2221 .AC DEC 10 0.1 10meg .NOISE V(2) Ii *nepožadujeme tisk do výst. souboru .probe .lib .END

Veškerá analýza dat ze SPICE se provede v PROBE.

Význam veličin V(ONOISE), NTOT(ONOISE), ... viz přednášky.

Největším přispívatelem k výstupnímu šumu je tranzistor, konkrétně výstřelový šum NSIB vyvolávaný klidovým proudem báze.

Integrací NTOT(ONOISE), což je spektrální hustota šumového výkonu na výstupu, získáme výkon v daném kmitočtovém pásmu od 0,1Hz výše. Druhá odmocnina je pak efektivní hodnota napětí. Integrace se v PROBE provádí funkcí S (). Na kmitočtu 10kHz lze odečíst výkon 541.792pV² a efektivní hodnotu 23.405 μ V. To je v dobré shodě s výsledky z příkladu **T87** (tam jsme řešili šum od 10Hz, zde od 0.1Hz, rozdíly jsou prakticky nulové).

Z funkce INOISE vyplývá, že výstupní šum si lze představit jako výsledek působení vstupního šumového proudu cca 3.4 pA/ \sqrt{Hz} , který je následně zesílen na kolektor.



10MHz



Proveďte analýzu výstupního šumu zesilovače s uvažováním celého vstupního obvodu (zdroj střídavého signálu o vnitřním odporu 10 Ohmů a vazební kapacitor.

Poznámka:

Na nízkých kmitočtech, kdy zdroj signálu je od zesilovače oddělen vazebním kapacitorem, bude šumové napětí na výstupu stejné jako v příkladu **T88**.



Na vyšších kmitočtech bude k přechodu báze-emitor připojen vnitřní odpor zdroje. To bude mít dva následky: a) Šumové napětí tohoto odporu začne být zesilováno na výstup, b) budou ovlivněny příspěvky dalších zdrojů šumu na výstup.



Řešení:

tranzistor. zesil. Vbat 3 0 5V Rc 3 2 1k Rb 3 1 120k Vin x 0 AC 5mV Ri x in 10 Cv in 1 5u Q1 2 1 0 Q2N2221 .NOISE V(2) Vin .AC DEC 10 0.1 10meg .probe .lib .END Celkový šumový výkon v pásmu do 10kHz poklesl na cca 34.7pV^2 a efektivní hodnota šumového napětí klesla na cca 5.89 uV. Z křivek V(ONOISE) a NTOT(ONOISE) je zřejmý pokles šumové aktivity od kmitočtu cca 100Hz, kdy se začíná uplatňovat nízká reaktance vazebního kapacitoru. Vnitřní odpor zdroje se střídavě připojuje paralelně k přechodu báze-emitor a snižuje tak přenos výstřelového šumu v bázovém přechodu tranzistoru na výstup. Podstatný příspěvek k šumu tranzistoru pak představuje výstřelový šum kolektorového přechodu. Výstupní šum se v podstatě skládá z tohoto šumu a z příspěvku tepelného šumu vnitřního odporu zdroje.



Analyzujte spektrální hustotu napětí na výstupu nízkošumového operačního zesilovače LT1113, zapojeného jako jednotkový zesilovač, v pásmu kmitočtů 0.1Hz až 100kHz.

Řešení:

sledovac s LT1113 Vin 1 0 AC 1 Rs 1 2 1 X1 2 3 4 5 3 LT1113/LT Vplus 4 0 15V Vminus 5 0 -15V .lib .AC DEC 10 0.1 100k .NOISE V(3) Vin .PROBE .END

Do kmitočtu cca 100Hz se uplatňuje šum 1/F, pak bílý šum.

Na 1kHz vychází spektrální hustota šumového napětí cca $4.58 \text{nV} / \sqrt{Hz}$.



T91

Pomocí vyhodnocovací analýzy (Performance Analysis) zjistěte závislost "desetikilohertzové" spektrální hustoty výstupního šumového napětí na odporu Ri. Tento odpor krokujte logaritmicky od 1 Ohmu do 100kOhmů.

Řešení:

sledovac s LT1113 Vin 10 AC 1 Rs 12 {Rs} X1 2 3 4 5 3 LT1113/LT Vplus 4 0 15V Vminus 5 0 -15V .lib .param Rs 1 .step dec param Rs 1 100k 5 .AC DEC 10 0.1 100k .NOISE V(3) Vin .PROBE .END



Použití vyhodnocovací analýzy v PROBE:

Trace/Performance Analysis/Wizard/Next

Vybereme měřicí funkci YatX

Next

Zvolíme křivku, na kterou aplikujeme měřicí funkci, tj. V(ONOISE). Do políčka "X value to get Y value at" vepíšeme 1k

Next

Next

Upravíme osu X na logaritmickou, uživatelské nastavení měřítka od 1 do 100k Ohmů.

Z grafu je zřejmé, že při odporu vnitřního zdroje do cca $1k\Omega$ je šum určen pouze vynikajícími šumovými vlastnostmi OZ. Při větších odporech pak začíná postupně převládat tepelný šum vnitřního odporu zdroje.

3.9 Teplotní a statistická analýza

Cíle a obsah kapitoly:

Procvičování postupů při používání rozšiřujících analýz typu TEMP, MC a WCASE.

Forma: 9 příkladů s komentovaným SPICE kódem a náměty na další experimenty.

- Modelování teplotních závislostí součástek. Teplotní analýza. Příkaz .TEMP.
- Modelování tolerancí součástek. Statistická analýza. Analýza .MC. Analýza .WCASE.



U tranzistorového obvodu analyzujte závislost stejnosměrného napětí na kolektoru na teplotě od 0 do 50 stupňů Celsia. Uvažujte

a) teplotně nezávislé odpory RC a RB

b) odpor RB s lineárním teplotním koeficientem (0, 2000, 4000, 6000)ppm.



Řešení: a)

tran. obvod Vbat 3 0 5V Rb 3 1 120k Rc 3 2 1k Q 2 1 0 Q2N2221 .DC temp 0 50 1 .probe .lib .end

Při vzrůstu teploty z 0 na 50 stupňů poklesne napětí kolektoru z 3.0051V na 2.3437V. Teplotní koeficient tohoto napětí je asi -13.2mV/°C. V obvodu není pracovní bod stabilizován.

b) ppm znamená "part per milion", neboli např. 2000ppm je 2000.10⁻⁶=2m/stupeň.

. . . Rb 3 1 120k **TC={TC}** Rc 3 2 1k .param TC 1m .step LIN param TC 0 6m 1m . . .

Při teplotním koeficientu TC asi 5.4m bude napětí kolektoru téměř teplotně vykompenzováno.

Přesvědčte se o tom, že teplotní závislost RC působí na V(2) opačným směrem než teplotní závislost Rb.



U obvodu z příkladu 92 analyzujte teplotní závislost napětí kolektoru, jestliže:

a) teplota tranzistoru je stabilizována na 30 °C a odpory RB a RC jsou: jen RB teplotně závislý, jen RC teplotně závislý, oba teplotně závislé,

b) teplota tranzistoru je vždy o 15 °C vyšší než teplota odporů, oba odpory jsou teplotně závislé.



Řešení:

a)

Do modelu tranzistoru je třeba vpravit údaj o fixní teplotě tranzistoru, která bude nezávislá na globální teplotě:

T_ABS=30

Model tranzistoru je v originální knihovně na disku a není rozumné do ní zasahovat. Pak jsou 2 další možnosti:

Buď si okopírovat model do vstupního souboru a zde přidat údaj o fixní teplotě,

nebo provést klonování originálního modelu syntaxí AKO (A Kind Of).

Použijeme druhou možnost.

tran. obvod

Vbat 3 0 5V

Rb 3 1 120k TC={TC} ;uvažujeme teplotní závislost RB

Rc 3 2 1k; TC={TC} ;teplotní závislost RC je nyní vyblokována

.param TC 1m

step LIN param TC 0 6m 1m

Q 2 1 0 Q2N2221x ;zaveden nový model tranzistoru

.MODEL Q2N2221x AKO:Q2N2221 NPN T_ABS=30

*tento nový model vznikl klonováním originálního modelu Q2N2221 .DC temp 0 50 1

.probe

.lib .end



Z výsledků vyplývá, že teplotní závislost RB působí proti teplotní závislosti tranzistoru a teplotní závislost RC podporuje teplotní závislost tranzistoru.

b)

.MODEL Q2N2221x +AKO:Q2N2221 NPN T_REL_GLOBAL=15

Zde parametr T_REL_GLOBAL znamená relativní zvýšení teploty součástky o 15 stupňů oproti globální teplotě.






Namodelujte Band-Gap napěťovou referenci, která by na svých svorkách poskytovala napětí 1.25V při 25 °C. Teplotní závislost napětí je dána obrázkem, resp. vzorcem

1.26V $V = a + b * TEMP + c * TEMP^2$ kde a=1.24859, b=8.75e-5, c=-1.25e-6. 1.25V Řešení: BANDGAP .param a=1.24859 b=8.75e-5 c=-1.25e-6 1.24V Ebandgap 1 0 value= $\{a+b*TEMP+c*TEMP^2\}$.DC temp -55 125 1 .probe .lib 1.23V .end -50 0 50 100 125 v(1) ТЕМР

T95

Namodelujte rezistor, který by vykazoval teplotní závislost odporu podle lomené čáry na obrázku (viz výsledky simulace).

Řešení:

V SPICE lze teplotní závislost odporu modelovat přímo jen pomocí lineárního a kvadratického, resp. exponenciálního teplotního součinitele. Musíme proto použít nepřímé modelování, a to přes řízené zdroje.

Odpor R mezi svorkami x y lze modelovat zdrojem proudu řízeným napětím (G), tj. zdrojem o rovnici I=GV. Řídicí svorky budou x a y a paralelně k nim budou výstupní svorky zdroje proudu. Pak mezi svorkami x a y naměříme odpor R=1/G. Vodivost G definujeme vzorcem, v němž může figurovat i teplota:

Gtemp x y value= {1/(vzorec pro odpor)}

Abychom mohli simulovaný odpor měřit, připojíme k němu zdroj napětí a v PROBE zobrazíme odpor jako

NAPĚTÍ_NA_ZDROJI/(-PROUD_ZDROJEM) Mínus proto, že SPICE chápe směr proudu zdrojem od svorky + ke svorce – vnitřkem zdroje.



Vin 1 0 1V G 1 0 value {1/TABLE(temp, 20,1k,70,5k)}; nastudujte syntaxi funkce TABLE .DC temp 0 100 1 .probe .end



Nalezněte histogram stejnosměrného napětí na kolektoru, jestliže odpory RC a RB mají tolerance 10% (Gaussovo pravděpodobnostní rozložení). Použijte 100 běhů analýzy Monte Carlo.

Řešení:

Tolerance odporů se definuje pomocí modelu odporu, konkrétně klíčovým slovem LOT nebo DEV u násobícího součinitele odporu R. Podrobnosti viz přednášky.

Provedeme jednobodovou analýzu DC při pseudorozmítání napětí baterie Vbat. V příkazu .MC zadáme libovolnou povolenou mřicí funkci (např. YMax). Nakonec ji nepoužijeme, výsledky analýzy budeme zpracovávat v PROBE. Nesmíme zapomenout uvést OUTPUT ALL, aby data ze všech 100 simulačních běhů byla k dispozici pro PROBE.

Monte Carlo Vbat 3 0 10V Rc 3 2 **odpor** 1k Rb 3 1 **odpor** 330k Q 2 1 0 Q2N2222 **.MODEL odpor RES R=1 lot=10%** .DC Vbat 10 10 1 **.MC 100 DC V(2) YMAX OUTPUT ALL** .lib .probe .end

V PROBE se po analýze otevře okno vyhodnocovací analýzy. Přidáme křivku V(2). Objeví se histogram.

Desetiprocentní variace obou odporů způsobí nepatrné změny napětí na kolektoru, od 6.967V do 5.025V. Jak je to možné, když v obvodu není stabilizace pracovního bodu? Vysvětlení: LOT je tolerance, uplatňovaná při každém simulačním



běhu na všechny součástky, napojené na model ODPOR, stejně. Tedy když se o 10 % změní RB, změní se o 10% i RC. Tyto změny se kompenzují (zvětšení RB zvýší napětí na kolektoru, zvětšení RC sníží napětí na kolektoru).

V praxi jsou tolerance RC a RB nekorelované. Individuálně pro každou součástku se nastavují slovem DEV.

.MODEL odpor RES R=1 dev=10%

. . .

Další histogram již odpovídá realitě. Střední hodnota napětí je 4.978V (mean), praktické hranice změn tohoto napětí jsou dány 10%ním a 90%ním kvantilem.

Při zvyšování počtu běhů MC se zřetelnějí začne rýsovat Gaussova křivka (a v prvním případě tolerancí LOT půjde o rovnoměrné rozdělení).

Shrnutí:

DEV použijeme pro modelování nezávislých tolerancí součástek, které jsou napojeny na stejný model.

LOT použijeme na modelování vzájemně závislých tolerancí, např. tolerancí odporů CMOS na společném čipu.

Tolerance LOT a DEV lze kombinovat.



U obvodu z příkladu **T96** uvažujte navíc toleranci parametru BF tranzistoru 30%.

Řešení:

Toleranci libovolného parametru v modelu tranzistoru definujeme přidáním syntaxe LOT nebo DEV přímo za daný parametr do modelu. Abychom nemuseli zasahovat do originálního

modelu, je možné opět využít techniky klonování modelu (viz příklad **T93**). K tomu ale budeme potřebovat znát velikost parametru BF. Toto lze zjistit například z výstupního souboru po výpočtu pracovního bodu (viz předchozí příklad), nebo přímo z modelu na disku. Výsledek je BF=255.9.

Monte Carlo Vbat 3 0 10V Rc 3 2 odpor 1k Rb 3 1 odpor 330k Q1 2 1 0 Q2N2222x .model Q2N2222x +AKO:Q2N2222 NPN BF=255.9 lot=30% .MODEL odpor RES R=1 dev=10% .DC Vbat 10 10 1 .MC 100 DC V(2) YMAX OUTPUT ALL .lib .probe .end



Rozptyl klidového pracovního bodu se nyní podstatně zvětšil.



U tranzistorového obvodu změřte vstupní impedanci (mezi svorkami 1-0) v kmitočtovém rozsahu od 1Hz do 100MHz. Uvažujte nekorelované tolerance odporů RB a RC 10% a toleranci BF tranzistoru 30%.



Pomocí vyhodnocovací analýzy získejte histogramy vstupní impedance na kmitočtu 1kHz a mezního kmitočtu (kmitočtu třídecibelového poklesu impedance).

Řešení:

K bázi připojíme střídavý zdroj proudu. Jeho DC atribut je nulový, takže zdroj nebude narušovat nastavený pracovní bod. Nastavíme-li jeho atribut AC na jedničku, pak střídavé napětí na bázi bude číselně rovno vstupní impedanci.

Monte Carlo Vbat 3 0 10V Iin 0 1 AC 1 Rc 3 2 odpor 1k Rb 3 1 odpor 330k Q1 2 1 0 Q2N2222x .model Q2N2222x +AKO:Q2N2222 NPN BF=255.9 lot=30% .MODEL odpor RES R=1 dev=10% .AC DEC 10 1 100meg .MC 100 AC V(2) YMAX OUTPUT ALL .lib .probe .end

Postup v PROBE:

Histogramy přidáme pomocí performance Analysis". Měřicí funkce YatX zjistí souřadnici Y křivky, je-li zadána X-ová souřadnice. Pro lkHz tak změříme vstupní impedanci na tomto



kmitočtu. Měřicí funkce Cutoff_Lowpass_3dB pak přímo změří kmitočet třídecibelového poklesu impedance.



U tranzistorového obvodu zjistěte metodou Worst Case, jaká bude největší odchylka vstupní impedance na kmitočtu 1kHz od jmenovité hodnoty při uvažování tolerancí RB, RC a BF tranzistoru z příkladu **T98**.



Řešení:

Worst Case Vbat 3 0 10V Iin 0 1 AC 1 Rc 3 2 odpor 1k Rb 3 1 odpor 330k Q1 2 1 0 Q2N2222x .model Q2N2222x +AKO:Q2N2222 NPN BF=255.9 lot=30% .MODEL odpor RES R=1 dev=10% .AC lin 1 1k 1k ; aktivace jednobodové AC analýzy na kmitočtu 1kHz .WCASE AC V(2) YMAX; aktivace analýzy Worst Case s měřicí funkcí YMAX .lib .end

Vysvětlení (podrobnosti viz přednášky):

YMAX je funkce, hledající v každém běhu absolutní hodnotu z maximálního rozdílu mezi aktuální a nominální křivkou. V případě jednobodové analýzy tato funkce vrací absolutní hodnotu rozdílu mezi hodnotou impedance v daném běhu a hodnotou nominální. Program nejprve provede tolik běhů, kolik je parametrů se zadanou tolerancí. V každém běhu je jeden z parametrů zvětšen nad nominální hodnotu o zadaná procenta. Je zaznamenáno, zda došlo k zvýšení či snížení sledované veličiny V(2). Když jsou známy všechny tyto citlivosti, provede se finální analýza s dosazením parametrů na hranicích tolerančního pásma, buď horní nebo spodní hranice tak, aby se sčítaly nejnepříznivější případy.

Výsledky z výstupního souboru (zkráceně):

Mean Deviation =	= 96.5
Sigma = 5	8.886
RUN	MAX DEVIATION FROM NOMINAL
Rc ODPOR R	156.02 (2.65 sigma) higher at $F = 1.0000E+03$.8797% change per 1% change in Model Parameter)
Q2N2222X BF D	EVICES 117.19 (1.99 sigma) higher at F = 1.0000E+03
(.6608% change per 1% change in Model Parameter)

Rb ODPOR R 16.297 (.28 sigma) higher at F = 1.0000E+03(.0919% change per 1% change in Model Parameter)

WORST CASE ALL DEVICES

Device	MODE	EL	PAR	AMETER	NEW	VALUE
Q1	Q2N222	22x	BF	332.6	7	(Increased)
Rc	odpor	R		1.1	(Incre	eased)
Rb	odpor	R		1.1	(Incre	eased)

**** SORTED DEVIATIONS OF V(2) TEMPERATURE = 27.000 DEG C WORST CASE SUMMARY

Sigma = 0

RUN MAX DEVIATION FROM NOMINAL

WORST CASE ALL DEVICES 52.3470E+03 higher at F = 1.0000E+03 (129.52% of Nominal)

Závěr analýzy: K největší odchylce od nominální hodnoty impedance dojde o 29.5 % sm2rem nahoru, jestliže se vychýlí RC, RB i BF směrem nahoru o 10%, 10% a 30%.



U tranzistorového obvodu zjistěte metodou Worst Case nejhorší případ, který může nastat pro změnu stejnosměrného pracovního bodu, konkrétně napětí na kolektoru, při uvažování toleraní RB, RC a BF z příkladu **T99**.



Řešení:

Worst Case Vbat 3 0 10V Rc 3 2 odpor 1k Rb 3 1 odpor 330k Q1 2 1 0 Q2N2222x .model Q2N2222x +AKO:Q2N2222 NPN BF=255.9 lot=30% .MODEL odpor RES R=1 dev=10% .DC Vbat 10V 10V 1V; jednobodová DC analýza .WCASE DC V(2) YMAX .lib .end

Výsledky z výstupního souboru (zkráceně):

Mean Deviation = -1.0115E-03 *Sigma* = 4.2879E-03

RUN MAX DEVIATION FROM NOMINAL

Rb ODPOR R 5.0006E-03 (1.17 sigma) higher at Vbat = 10 (1.0009% change per 1% change in Model Parameter) Rc ODPOR R 4.7035E-03 (1.10 sigma) lower at Vbat = 10 (.9415% change per 1% change in Model Parameter)

Q2N2222X BF DEVICES 3.3317E-03 (.78 sigma) lower at Vbat = 10 (.6669% change per 1% change in Model Parameter)

WORST CASE ALL DEVICES

*** Device MODEL PARAMETER NEW VALUE *Q2N2222x* 179.13 01 BF (Decreased) .9 (Decreased) Rc odpor R Rb odpor R 1.1 (Increased)

WORST CASE SUMMARY

WORST CASE ALL DEVICES 1.8006 higher at Vbat = 10 (136.04% of Nominal)

Shrnutí: Při snížení BF, snížení Rc a zvýšení Rb na hranice tolerancí dojde k nejhoršímu případu – k vzrůstu kolektorového napětí o 36 %.

4 Práce s OrCAD PSpice na úrovni schématického editoru

Cíle a obsah kapitoly:

• Poskytnout přehledný popis úkonů, rutinně prováděných v prostředí CAPTURE za účelem modelování a simulace analogových obvodů.

Spouštěný program: Capture.exe, nikoliv PSpice AD.



<u>Řešení</u>:

Spustíme Capture

vybereme nový projekt

pojmenujeme nový projekt a cestu, kde bude uložen, OK

👪 Orcad Capture - [Session Log]	New Project	New Project 🛛 🕹		
File View Edit Options Window Help New Open > Open > Save Ctrl+S Save As Print Preview Print. Ctrl+P Print Setup Import Design Export Design 1 C:\CAD\\PROJEKTY\oscil 2 C:\CAD\\SCHEMATIC1\DC\DC 5 c:\cad\\SCHEMATIC1\DC\DC 7 C:\cad\\projekty\hierar 8 C:\CAD\\PROJEKTY\OPERAK Exit	Project Name Design library Library Create a New P Verilog File Create a New P Text File Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P Image: Create a New P	OK Cancel Help alog or Mixed A/D Board Wizard grammable Logic Wizard grammable Logic Wizard nematic		

nezakládat projekt na bázi již existujícího projektu, OK

Create PSpice Project	
C Create based upon an existing project	ОК
empty.opj	Browse
Create a blank project	Cancel
	Help

Objeví se okno schématického editoru, resp. okno pro kreslení schématu.

<u>Poznámka 1</u>: Doporučujeme před kreslením kliknout na ikonu ZOOM.

<u>Poznámka 2</u>: Schématická značka tranzistoru MOSFET je "podivná": Chybí v ní čáry v oblasti kolektoru a emitoru. Není na závadu, ale je možno dodatečně vyspravit vodiči.



Zmáčkneme **P** (Place Part). Obsah okna Place Part bude záviset na předchozích stavech editoru. Do okénka "Libraries" je třeba dostat knihovny grafických značek součástek, s nimiž budeme pracovat.

Pokud do okna nejsou knihovny načteny, provede se volbou "Add Library". V příslušném okně se vyselektují všechny knihovny (přípona olb) z adresáře ..capture/library/pspice/ (klikne se na první v seznamu, najde se poslední, zmáčkne se Shift a klikne se na poslední soubor) a potvrdí se (Otevřít).

Po zapsání písmena r do okénka Part se v seznamu najde první součástka z vyselektovaných knihoven, jejíž název začíná na r. Je to rezistor. Potvrdíme OK. Před umístěním součástky na plochu můžeme měnit její polohu takto:

R .. rotace

H ..zrcadlení horizontální

V .. zrcadlení vertikální

Place Part Part: Part List: QSCH-5545/27C/DIODE QTIP31C/ON/ON_BJT QZP100K,XTAL QZP10MEG,XTAL QZPDMEG,XTAL QZS10MEG,XTAL QZS10MEG,XTAL QZS10MEG,XTAL QZS1MEG,XTAL QZS1MEG,XTAL QZS1MEG,XTAL QZS32768/XTAL QZS32768/XTAL R/ANALOG		OK Cancel Add Library Part Search Filter	Nejprve položte všechny součástky na plochu (horkou klávesou P, pak hledání součástky; uzemnění je výjimka): P R rezistory P C kapacitory P M2N6661 tranzistor MOSFET P VDC baterii P VAC střídavý zdroj G 0/SOURCE
Libraries: ABM ADV_LIN ANA_SWIT ANALOG ANALOG ANALOG_P ANL_MISC ANLG_DEV APEX APEX_PWM BIPOLAR BREAKOUT	Graphic Normal Convert Packaging Parts per Pkg: 1 Part: Type: Homogeneous	R? ^/// 1k ₩ ₩	Pak proveď te pospojování vodiči (W). Pak změňte parametry součástek. To lze dvěma způsoby: poklepáním přímo na příslušné textové pole, nebo poklepáním na tělo součástky

Druhá metoda: Každá součástka má své editační okno. Příklad – zdroj VAC:

záměna řádků za sloupce (dvojí kliknutí) filtr

New Column Apply Display.	Delete P	roperty Filte	r by:	Orcad-PSp	oice			Help	
	PSpiceOnly	Reference	Value	ACMAG	ACPHASE	DC	Location X-Coordinate	Location Y-Coordinate	Source Part
1 E SCHEMATIC1 : PAGE1 : Vin	TRUE	Vin	VAC	1Vac		0Vdc	90	130	VAC.Normal

	Α
	E SCHEMATIC1 : PAGE1
PSpiceOnly	TRUE////
Reference	Vin 🗸
Value	VAC
ACMAG	////1Vac/+////
ACPHASE	
DC	0Vdc +
Location X-Coordinate	90
Location Y-Coordinate	130
Source Part	VAC.Normal

Volbou filtru Orcad-PSpice zobrazíme jen parametry součástky, které mají přímý dopad na simulaci. Pro větší přehlednost zvolíme sloupcový výpis na místo standardního řádkového. Změníme příslušné parametry a okno zavřeme (křížkem v pravém horním rohu <u>tohoto</u> okna).



Simulujte závislost stejnosměrného napětí na kolektoru (Drain) na stejnosměrném napětí zdroje Vin, pro Vin od 0 do 5V. Nalezněte stav, kdy se obě napětí budou shodovat.

<u>Řešení</u>:

Je třeba provést DC analýzu. Před simulací je nutné založit tzv. <u>simulační profil</u>: PSpice/New Simulation Profile

Vyplníme jméno, např. DC a zvolíme "Create".

New Simulation	J		
Name:		_	Create
DC		1	Cancel
Inherit From:		▼	
Root Schematic:	SCHEMATIC1		_

Okno "Simulation Settings – DC" vyplníme podle obrázku

Podíváme se do záložky "Probe Window" a přesvědčíme se, že je zvolena položka Show

All markers on open schematics

Na kolektor tranzistoru a na vstup Vin umístíme napěťové měřicí sondymarkery, konkrétně "Voltage/Level Marker" ø (můžeme s nimi i jako rotovat s každou jinou součástkou). Umístěním markerů dojde automaticky k zobrazení příslušných napětí v PROBE.

· JP P · ···		_
Simulation Settings - DC		×
General Analysis Configuration Analysis type: DC Sweep Image: Configuration Dptions: Image: Configuration Image: Configuration Options: Image: Configuration Image: Configuration Options: Image: Configuration Image: Configuration Options: Image: Configuration Image: Configuration Image: Configuration Image: Configuration Image: Co	ion Files Options Data Collection Probe Window Sweep variable Voltage source Name: Vin Current source Model type: Global parameter Model name: Model parameter Parameter name: Sweep type Linear Start value: OV Logarithmic Decade Vincement: 0.01V Value list	
	OK Storno Použít Nápověd	а



Poznámka: sondy by neměly mít šedou barvu (někdy se to napoprvé nepodaří), protože pak to může značit, že nejsou řádně přiloženy k měřenému uzlu. Spustíme analýzu () nebo F11).



Aplikací příslušné měřicí funkce zjistíme, že obě křivky se protínají v bodě 3.20092V. Poznámka: všimněte si "nové" syntaxe veličin v PROBE, jestliže spolupracuje se schématickým editorem (např. V(M1:D), V(N001062) apod.).



Proveď te analýzu z příkladu **\$2** při krokování odporu R4 v hodnotách 50 a 100 ohmů.

<u>Řešení</u>:

Nejprve zavedeme globální parametr Rx. Pak jeho hodnotu přiřadíme odporu R4. Pak provedeme jeho krokování.

Zavedení globálního parametru: pomocí pseudosoučástky PARAM. Umístíme ji kamkoliv na plochu (nikam se nepřipojuje). Po vyvolání editačního okna přidáme nový řádek (New Row), okno "Add New Row" vyplníme podle obrázku, zmáčkneme "Apply" a pak "Cancel".

Add New Row					
Name:					
Rx					
Value:					
Enter a name and click Apply or UK property editor and optionally the cur properties> filter).	to add a column/row to the rent filter (but not the <current< td=""></current<>				
No properties will be added to select here or in the newly created cells in t	ed objects until you enter a value he property editor spreadsheet.				
✓ Always show this column/row in	this filter				
Apply OK	Cancel Help				
Display Desperties					
DISURVETURE LIES					
	X				
Name: Rx	Font Arial 7				
Name: Rx Value: 100	Font Arial 7 Change Use Default				
Name: Rx Value: 100 Display Format	Font Arial 7 Change Use Default				
Name: Rx Value: 100 Display Format O Do Not Display	Font Arial 7 Change Use Default				
Name: Rx Value: 100 Display Format O Do Not Display Value Only Name and Value	Font Arial 7 Change Use Default Color				
Name: Rx Value: 100 Display Format O Do Not Display Value Only Name and Value Name Only	Font Arial 7 Change Use Default Color Default				
Name: Rx Value: 100 Display Format O Do Not Display Value Only Name and Value Name Only Both if Value Exists	Font Arial 7 Change Use Default Color Default Rotation © 0° © 180° © 90° © 270°				

	Α
	E SCHEMATIC1 : PAGE1
PSpiceOnly	TRUE
Reference	1
Value	PARAM
Rx	100
Location X-Coordinate	410
Location Y-Coordinate	130
Source Part	PARAM.Normal

V okně pseudosoučástky se objeví řádek s definicí parametru Rx. Klikneme na tento řádek a pak na "Display", v okně zatrhneme "Name and Value" a potvrdíme "OK". Po zavření editačního okna pseudosoučástky se objeví na pracovní ploše toto:

PARAMETERS:

Rx = 100

<u>Přiřazení hodnoty globálního</u> <u>parametru odporu R4</u>: Změníme hodnotu odporu R4, tj. 100, na {Rx}.



Krokování globálního parametru:

Editujeme simulační profil podle obrázku: Přidáme "Parametric Sweep", budeme rozmítat "Global parameter" s názvem Rx, metoda "Value list". Potvrdíme OK a spustíme analýzu.



Při odporu Rx 50 Ohmů bude řešení (rovnost napětí na vstupu a výstupu) 3.64291V.



Vypočtěte stejnosměrné napětí na kolektoru, jestliže odstraníme vstupní zdroj Vin a "levý" konec odporu R1 spojíme s kolektorem.

<u>Řešení</u>:

Lze očekávat, že po příslušném spojení SPICE naměří na kolektoru napětí 3.64291V pro Rx=50 Ohmů a 3.20092V pro Rx=100 Ohmů.

Pro potřeby pozdější analýzy můžeme zdroj Vin v obvodu ponechat, jen jej odpojíme od obvodu. Odstraníme oba markery. Provedeme spojení R1 s kolektorem. Rx nastavíme nejprve na 100 Ohmů v součástce PARAM. Uzel, k němuž je připojen kolektor, opatříme názvem out.



Nyní provedeme pouze výpočet pracovního bodu – na úrovni vstupního souboru by to byl příkaz .OP. Můžeme buď modifikovat současný simulační profil nebo založit jiný. Zvolíme druhou možnost. Postupujeme stejně jako při zakládání prvního profilu:

PSpice/New Simulation Profile

Nazveme jej DC2 a konfigurujeme tak, jak je vidět na obrázku. Potvrdíme OK.

Simulation Settings - DC	
General Analysis Configurat Analysis type: Bias Point • Options: General Settings Temperature (Sweep) Save Bias Point Load Bias Point	ion Files Options Data Collection Probe Window Output File Options Include detailed bias point information for nonlinear controlled sources and semiconductors (.OP) Perform Sensitivity analysis (.SENS) Output variable(s): Calculate small-signal DC gain (.TF) From Input source name: To Output variable:
	OK Storno Použít Nápověda

Vlevo nahoře se v okně aktivního simulačního profilu objeví **SCHEMATICI-DC2** Spustíme analýzu a přečteme si ve výstupním souboru, že napětí uzlu out je 3.2009V. Po změně Rx na 50 Ohmů vyjde 3.6429V. To je ve shodě s výsledky z příkladu **S**3.

Poznámky (podrobnosti viz přednáška):

Všimněme si začátku výstupního souboru (kráceno):

** Creating circuit file "DC2.cir"

*Libraries: * Profile Libraries : * Local Libraries : * From [PSPICE NETLIST] section of C:\OrCAD\OrCAD_10.0\tools\PSpice\PSpice.ini file: .lib "nom.lib"

Analysis directives: .OP .PROBE V(alias()) I(alias(*)) W(alias(*)) D(alias(*)) NOISE(alias(*)) .INC "..\SCHEMATIC1.net"

**** INCLUDING SCHEMATIC1.net **** * source ABC *R_R*1 OUT N00259 10k *R R*2 N00259 N00272 100k *R_R3* N00272 N00287 1meg M M1OUT N00287 0 0 M2N6661 *R R*4 OUT N00304 $\{Rx\}$ V_Vbat N00304 0 10Vdc C C10 N00259 28.4n V_Vin *M_UN0001 0 DC 0Vdc AC 1Vac* C_C2 0 N00272 2.84n *C C*3 0 N00287 284p .PARAM Rx=50

• • • •

Automaticky se vygeneroval vstupní soubor DC2.cir. Netlist není součástí vstupního souboru. Je vygenerován zvlášť do souboru SCHEMATIC1.net a včleněn do vstupního souboru příkazem .INC.

V netlistu jsou "podivná" čísla uzlů, např. N00259 apod.

Přímo do netlistu je možno nahlédnout z prostředí schématického editoru volbou PSpice/View Netlist

"Podivná" označení uzlů generuje automaticky editor. Lze se o tom přesvědčit poklepáním přímo na daný vodič ve schématu.



Zobrazte přímo ve schématu napětí a proudy v nalezeném pracovním bodu pro Rx je 50 Ohmů a 100 Ohmů.

Řešení: aktivace ikon	V	Ι
-----------------------	---	---

Napětí 3.643V, resp. 3.200V je ve všech uzlech vyjma uzlu, k němuž je připojena baterie, protože proudový odběr hradla tranzistoru je nulový. Kolektorový proud je 127.1mA, resp. 68mA.



Analyzujte amplitudovou a fázovou kmitočtovou charakteristiku obvodu na obrázku postupně pro Rx je 50 a 100 ohmů tak, aby v obvodu byl zachován původní stejnosměrný pracovní bod.



Poznámka: Zjišťujeme kmitočtovou charakteristiku zpětnovazební smyčky. Po rozpojení této smyčky zajistíme uachování pracovního bodu tím, že vstupnímu zdroji definujeme DC parametr, odpovídající stejnosměrnému napětí 3.64281V pro Rx=50 Ohmů, resp. 3.20092V pro Rx=100 Ohmů.

Aby se oscilátor rozkmital, musí být zesílení smyčky větší než 1 na kmitočtu, při němž je nulový fázový posuv mezi vstupním a výstupním napětí.

<u>Řešení</u>:

Obvod modifikujeme podle obrázku. Založíme nový simulační profil, který nazveme např. AC, o těchto atributech:

Simulation Settings - AC		×
General Analysis Configurat Analysis type: AC Sweep/Noise Options: General Settings Monte Carlo/Worst Case Parametric Sweep Temperature (Sweep) Save Bias Point Load Bias Point	tion Files Options Data Collection Probe Window AC Sweep Type C Linear Start Frequency: 1 C Logarithmic End Frequency: 1meg Decade Points/Decade: 10 Noise Analysis Enabled Output Voltage: I/V Source: I/V Sou	
	Interval: Output File Options Include detailed bias point information for nonlinear controlled sources and semiconductors (.OP) OK Storno Použít Nápověda	3

V složce Probe Windows zatrhneme Show/Last plot

Spustíme analýzu. Otevře se okno PROBE, ale je prázdné (poslední data –Last plot – v tomto simulačním profilu nejsou k dispozici). Zadáme zobrazení napětí na kolektoru v decibelech a fázové charakteristiky – viz obrázek. Rx = 50 Ohmů

Fázová charakteristika protne úroveň nulového fázového posunu na kmitočtu 983.7Hz, kdežto amplitudová charakteristika dosahuje přenosu 0dB při nižším kmitočtu 903.2Hz. Tedy na kmitočtu 983.7 Hz je již přenos v zpětnovazební smyčce menší než 1 a oscilátor se nerozkmitá.

Nyní v editoru přepíšeme DC složku Vin na 3.20092V, Rx na 100 Ohmů a provedeme analýzu znovu.

Z křivek vyplývá, že nyní je situace opačná. Na kmitočtu nulového fázového posunu, tj. na 978.57Hz je zesílení cca 1.638dB. Oscilátor se rozkmitá.





Prostudujte chování oscilátoru po připojení k napájecímu zdroji pro obě výše uvedené hodnoty Rx (zda se oscilátor samovolně rozkmitá nebo ne).



<u>Rx = 100 Ohmů</u>



<u>Řešení</u>:

Založíme si další simulační profil a nazveme jej např. OSCIL. Bude mít tyto parametry:

V složce Probe Window opět vybereme možnost Show/Last plot.

Výsledky analýzy:



Kmity sice vzniknou, ale rychle se utlumí, v obvodu se neudrží.

Výsledek pro Rx=100 Ohmů:

V obvodu se udrží ustálené kmity, viz obrázek.

Poznámky:

Prostudujte výstupní soubor a netlist pro danou simulaci, zkonfrontujte se svými dosavadními znalostmi tvory vstupních souborů.

Klikněte v editoru na ikonu Project manager a prozkoumejte okno tohoto manažeru včetně struktury simulačních profilů (který je aktivní, jak učinit libovolný profil aktivním atd.).

Do schématu se vrátíme poklepáním na "Page1".

Projekt uzavřeme volbou File/Close Project







U obvodu na obrázku zjistěte metodou Monte Carlo histogram stejnosměrného výstupního napětí, jestliže odpory R1 a R2 budou mít

nekorelované tolerance 10%. Uvažujte Gaussovo pravděpodobnostní rozložení rozptylů odporů.

<u>Řešení</u>:

Založíme nový projekt s názvem např. Monte. Nakreslíme schéma podle obrázku. Tolerance nastavíme v editačních oknech rezistorů podle obrázku (je zapnut filtr Orcad-PSpice):

<u>Poznámka</u>: Je-li aktivní původní filtr Current properties, objeví se položka PSpice Template (šablona PSpice), která je důležitá pro pochopení, jak editor transformuje model součástky do netlistu:

	A
	SCHEMATIC1 : PA
PSpiceOnly	
Reference	R1
Value	1k
Rx	
DIST	FLAT
Location X-Coordinate	470
Location Y-Coordinate	240
MAX_TEMP	ŔŢMAX
POWER	(/// RMAX
SLOPE	RSMAX
Source Part	R.Normal
TOLERANCE	10%
VOLTAGE	RVMAX

0Vac

10Vdd

1k

R2

1k

out

V tomto zápise je např. zakódováno, že má být vygenerován příkaz .model, pro každý rezistor samostatný, s definovanou tolerancí typu DEV. Tím je zaručeno, že odpory ve schématu budou mít nekorelované tolerance. Podrobnosti viz přednášky.

Zajímá nás statistický rozptyl stejnosměrného napětí, proto je třeba aktivovat analýzu DC. Založíme simulační profil s názvem MONTEDC s těmito atributy:

General Analysis Configurati	on Files Options Data Collection Probe Window
Analysis type: DC Sweep Options: Primary Sweep Secondary Sweep Monte Carlo/Worst Case	Sweep variable Name: V1 Voltage source Name: V1 Current source Model type: Image: Constraint of the source Global parameter Model name: Image: Constraint of the source Model parameter Model name: Image: Constraint of the source Temperature Parameter name: Image: Constraint of the source
Parametric Sweep Temperature (Sweep) Save Bias Point Load Bias Point	Sweep type Start value: 0V Image: Linear End value: 10V Logarithmic Decade Increment: 1V
General Analysis Configuration	on Files Options Data Collection Probe Window
Analysis type: DC Sweep	 Monte Carlo Worst-case/Sensitivity Output variable: V(out)
Options: Primary Sweep Secondary Sweep Monte Carlo/Worst Case Parametric Sweep Temperature (Sweep) Save Bias Point Load Bias Point	Monte Carlo options Number of runs: 100 Use distribution: Gaussian Distributions Random number seed: [132767] Save data from All Worst-case/Sensitivity options Vary devices that have both DEV and LOT tolerances

Vstupní napětí se bude rozmítat od 0V do 10V po 1V.

Odpory R1 a R2 se budou rozmítat generátorem náhodných čísel, který je řízen Gaussovým pravděpodobnostním rozložením. Počet analyzačních běhů je 100.

Po proběhnutí analýzy zobrazíme závislost napětí V(out) na napětí rozmítaného zdroje. Bude nás zajímat histogram výstupního napětí pro vstupní napětí 10V (řez sítí křivek pro konečnou hodnotu 10V na vstupu). Proto použijeme vyhodnocovací analýzu (Performance Analysis) podle obrázku.

Střední hodnota výstupního napětí je cca 5.01V. Praktické hranice variací tohoto napětí jsou dány hodnotami 10%ního kvantitu a 90%ního kvantilu, tedy cca 4.51V a 5.52V.

<u>Poznámka</u>: Kdybychom zadali v simulačním profilu tzv. jednobodové rozmítání napětí V1, tedy rozmítání od 10V do 10V, zobrazil by se histogram automaticky, bez nutnosti použití vyhodnocovací analýzy.

<u>Poznámka</u>: Kdybychom chtěli učinit variace odporů závislými (např. kombinací typů DEV a LOT apod.), museli bychom buď zasáhnout do "PSpice Template" rezistorů (viz přednáška), nebo použít odpory typu RBREAK, u nichž je možné jednoduše modifikovat jejich modely (volbou Edit/PSpice Model po vyznačení součástky).





Pomocí řízeného zdroje typu E vyrobte napětí složené ze dvou harmonických složek a popsané vzorcem

$$v(t) = 5 * \sin(2 * \pi * F1 * t) + 5 * \sin(2 * pi * F2 * t)$$

F1=19kHz a F2=21kHz.

Signál zobrazte v časovém intervalu 0 až 2ms.

<u>Poznámka</u>: Problém je v tom, že schématický editor má sice zavedený prvek typu E, ale se 4 svorkami – se vstupní a výstupní branou. Úlohu chceme ale řešit zdrojem typu E, který má jen výstupní svorky a jeho napětí je dáno vzorcem.

Možná řešení: 1) Úprava šablony (template) řízeného zdroje, 2) Použití některého z prvků ABM (Analog Behavioral Model).

Zvolíme první možnost.

<u>Řešení</u>:

Založíme nový projekt s názvem SIGNAL. Na plochu položíme prvek E/ANALOG a zapojíme podle obrázku. Řídicí bránu nebudeme zapojovat.

Na plochu vložíme pseudosoučástku PARAM, pomocí níž definujeme Ludolfovo číslo

pi=3.14159265.

Provedeme následující změny v položkách editačního okna zdroje:

původně

změny

	А	Α
	SCHEMATIC1 : PAGE1 : E1	SCHEMATIC1 : PAGE1 : E3
Color	Default	Default
Designator		
GAIN	//////////////////////////////////////	value={5*sin(2*pi*19k*time)+5*sin(2*pi*21k*time)}
Graphic	E.Normal	E.Normal
ID		
Implementation		
Implementation Path		
Implementation Type	<none></none>	<none></none>
Location X-Coordinate	460	620
Location Y-Coordinate	260	220
Name	INS30	INS242
Part Reference	E1	E3
PCB Footprint		
Power Pins Visible		
Primitive	DEFAULT	DEFAULT
PSpiceOnly	TRUE	TRUE
PSpiceTemplate	E^@REFDES %3 %4 %1 %2 @GAIN	E^@REFDES %3 %4 @GAIN
Reference	E1	E3
Source Library	CAORCADAORCAD_10.0ATOOL	CAORCADAORCAD_10.0ATOOLSACAPTUR
Source Package	E	E
Source Part	E.Normal	E.Normal
Value	E	E

Založíme simulační profil pro analýzu TRAN s parametry ze zadání, s max. krokem 5us.

Výsledek:





* uzly:

Rin 1 2 {Rin} Rout 5 6 {Rout}

*

*

*

*

*

Máme k dispozici uživatelem definovaný SPICE model operačního zesilovače podle obrázku (viz příklad T23). Model je uložen v knihovně OZ.lib na disku. Máme tento model začlenit do OrCadPSpice tak, aby s ním mohl pracovat schématický editor, a určit výstupní napětí (uzel 4) v zesilovači na obrázku.

neinvertujici vstup

| | | | vystup

.subckt OZ 1 2 3 4 5 params:

+ A=200k Rin=1meg Rout=50

| invertujici vstup

R1 6 Rout 1 (5) **۸۸۸** Rin $\overline{\mathbb{Q}}$ 0 (4) R2 R4 3 \sim R3 ^{10k} 10k ≶ 1k



R1 3 0 1T R2 4 0 1T E1 6 0 value={limit(A*V(1,2),V(4)+1.5,V(3)-1.5)} .ends

Řešení může být dvojí: Model přiřadíme buď některé z existujících schématických značek v editoru, nebo značce, kterou si vytvoříme.

Druhé řešení je pracné a v demo verzi OrCadPSpice prakticky nemožné. Proto si pro náš OZ "vypůjčíme" značku, která je již přiřazena jinému zesilovači.

<u>Řešení</u>:

původní definice U	A772	modifikace pro náš OZ
	A	А
	E SCHEMATIC1 : PAGE1 : U2	E SCHEMATIC1 : PAGE1 : U2
Color	Default	Default
Designator	A	A
Graphic	UA772.Normal	UA772.Normal
ID	po,	vinne
Implementation	UA772	OZ
Implementation Path		
Implementation Type	PSpice Model	PSpice Model
Location X-Coordinate	160	160
Location Y-Coordinate	40	40
Name	101442	101442
Part Reference	U2A	U2A
PCB Footprint	DIP.100/8AVV.300/L.450	DIP.100/8AVV.300/L.450
Power Pins Visible		
Primitive	DEFAULT	DEFAULT
PSpiceTemplate	X^@REFDES %+ %- %V+ %V- %OUT @MODEL	X^@REFDES %+ %- %V+ %V- %OUT @MODEL
Reference	U2	U2
Source Library	CACADAORCADPSPICEFULLATOOLSACAP	CACADAORCADPSPICEFULLATOOLSACAPT
Source Package	UA772	. , UA772
Source Part	UA772.Normal ne	UA772.Normal
Value	UA772	muj_OZ

Z knihovny značek si vybereme např. UA772 nebo jinou s 5 vývody. Definici součástky upravíme podle návodu. Důležité je v poli Implementation změnit typ na jméno podobvodu z naší knihovny.

Zkontrolujeme posloupnost vývodů: musí být v souladu posloupnost v PSpice šabloně a posloupnost v hlavičce podobvodu OZ. V šabloně je posloupnost

V editačním okně součástky se podíváme do záložky Pins:

	А	В	С	D	E
	E SCHEMATIC1 : PAGE1				
BiasValue Current	-60.27pA	60.27pA	1.100mA	15.00pA	-15.00pA
FLOAT	Error	Error	Érror	Error	Error
Is No Connect	Π	Γ	Π	Γ	Γ
Name	+	-	OUT	V+	V-
Net Name	0	N00309	out	N00445	N00425
Number	3	2	1	8	4
Order	0	1	4	2	3
Swap Id	-1	-1	-1	-1	-1
Туре	Input	Input	Output	Power	Power

Jména pinů (Name) mají definováno pořadí (Order), počínaje číslicí 0, tak, jak je uvedeno v šabloně. Je to v souladu s pořadím v hlavičce našeho podobvodu, takže nic není nutné měnit. Dále je třeba implementovat do zadání simulace příkaz .lib s označením naší knihovny OZ.lib, včetně úplné cesty k ní.



LIBRARY: c:/cad/Spice pokusy/OZ.lib

Nejjednodušší metoda: Použijeme pseudosoučástku LIB. Po jejím umístění na plochu zadáme úplný název knihovny (s cestou), viz obr.

Kontrolní analýza (Bias Point): Výstupní napětí je -11.999V. Možno zobrazit přímo ve schématu.

<u>Poznámka</u>: Další metoda, jak napojit knihovnu: V editačním okně simulačního profilu zvolíme záložku Configuration Files, klikneme na Category/Library a danou knihovnu přidáme buď k profilu, k celému projektu, nebo ji učiníme globální.

Simulation S	Settings - DC	
General Analysis Category:	Configuration Files Options Data Collection Probe Windows Details Filename:	indow
Library Include	Configured Files	Browse
	🔀 . \oz.lib	Add as Global
	nom.lib	Add to Design
		Add to Profile
		Edit
		Change
	Library Path "C:\Cad\OrCadPSpicefull\tools\PSpice\UserLib";"C:\	Browse
	OK Storno Po	pužít Nápověda



Namodelujte operační zesilovač z příkladu 10 jako hierarchický blok [3]. Pak jej použijte k simulaci zesilovače z příkladu **S10**.

<u>Řešení</u>:

Založíme nový projekt o názvu např. HIERA.

Nakreslíme schéma podle obrázku. Řízený zdroj E1 nakonfigurujeme takto:

inp

inm

Rin

{Rin}

• OZ : OZ : E1 Color Default Designator
Color Default Designator
Designator
GAIN value={limit(A*V(inp,inm),V(Vn)+1.5,V(Vp)-1.5
Graphic E.Normal
ID ////////////////////////////////////
Implementation
Implementation Path
Implementation Type <none></none>
Location X-Coordinate 580
Location Y-Coordinate 170
Name /01088
Part Reference E1
PCB Footprint
Power Pins Visible
Primitive DEFAULT
PSpiceOnly
PSpiceTemplate E'@REFDES %3 %4 @GAIN
Reference E1
Source Library CACADAORCADPSPICEFULLATOOLSACAP
Source Package E
Source Part E.Normal
Value E

Před "zapouzdřením" do hierarchického bloku umístíme na vývody inp, inm, Vp, Vn, out tzv. porty. Jsou dostupné přes ikonu Porty jsou v knihovně značek CAPSYM. Nejprve umístíme porty typu PORTRIGHT-R na piny inp a inm,

Vp

0

n

lVn

R2 1T

pom

0

R3

1T

Rout

 \sim

{Rout}

out

PARAMETERS:

Rin = 1meg

Rout = 50

A = 200k

pak port PORTLEFT-L na pin out. Tento port pak po rotaci umístíme i na piny Vp a Vn. Následně je přejmenujeme tak, jak je zřejmé z obrázku.





Vstoupíme do Project Manageru a přejmenujeme SCHEMATIC1 na OZ a PAGE1 na OZ:

Vytvoříme nové schéma a nazveme ho hlavni_obvod:



Na úrovni "hlavni_obvod" vytvoříme novou stránku a nazveme ji "hlavni_obvod:



Práci uložíme (klikneme na ikonu s disketou) a schématu "hlavni_obvod" přiřadíme atribut ROOT:



Dvojklikem na stránku hlavni_obvod (pod schématem hlavni_obvod) otevřeme kreslicí plochu, na kterou nakreslíme hlavní obvod – zesilovač, využívající OZ jako hierarchický blok.

Nejprve vytvoříme hierarchický blok. Klikneme na ikonu 🔝. Vzniklé okno vyplníme takto (potvrdíme OK):

Place Hierarchi	cal Block	
Reference: 0Z	Primitive	ОК
	© Yes	Cancel
	 Default 	User Properties
		Help
Implementation		
Schematic View		
Implementation name:		
OZ		
Path and filename		
1		Browse

Objeví se kurzorový kříž, kterým předběžně nakreslíme blok (za držení levého tlačítka myši). Po uvolnění levého tlačítka se objeví toto:



Pomocí táhnutí myší můžeme upravit jak polohu pinů, tak i rozměry bloku jak potřebujeme. Možný výsledek je na obrázku vpravo.

Nyní klasickým způsobem dokreslíme zbytek obvodu. Značku bloku bychom měli vertikálně zrcadlit (vstup minus nahoru).



Ověřte výpočtem pracovního bodu, že obvod funguje.

"Dovnitř" hierarchického bloku se můžeme podívat jeho vyselektováním a výběrem (pravým tlačítkem) "Descend Hierarchy". Zpět z úrovně hierarchického bloku na hlavní úroveň se dostáváme volbou "Ascend Hierarchy".

5 Šablona PSpice – PSpice Template

Šablona PSPICE - PSPICETEMPLATE - obsahuje:

- normální znaky, které schématický editor interpretuje takové jaké jsou
- *názvy parametrů a vlastností modelů a kontrolní znaky,* které schématický editor překládá.

Normální znaky v šabloně:

- alfanumerické znaky
- znaky psané klávesnicí vyjma (@ & ? ~ #).
- klasické mezery

Identifikátor je souhrn normálních znaků v tvaru:

alfanumerický znak [jakýkoliv další normální znak]*.

Názvy parametrů a vlastností v šabloně:

Jsou před nimi speciální znaky:

[@ | ? | ~ | # | &]<*identifikátor>*

Schématický editor provádí interpretaci podle tohoto přiřazení:

@ <id></id>	Hodnota <i><id></id></i> . Vznikne chyba, když atribut <i><id></id></i> neexistuje nebo když nemá
	definovanou hodnotu.
& $$	Hodnota < <i>id</i> >, když je < <i>id</i> > definováno
? <id>ss</id>	Text mezi dvojicí oddělovačů ss, je-li <id> definováno.</id>
? <id>ss</id>	Text mezi první dvojicí oddělovačů ss, když je <id> definováno, jinak</id>
	platí text mezi druhou dvojicí oddělovačů.
~< <i>id</i> >ss	Text mezi dvojicí oddělovačů ss, není-li <id> definováno.</id>
$\sim < id > ssss$	Text mezi první dvojicí oddělovačů ss, není-li <id> definováno, jinak platí</id>
	text mezi druhou dvojicí oddělovačů.
# <id>ss</id>	Text mezi dvojicí oddělovačů ss, je-li <id> definováno, ale zbytek šablony</id>
	je smazán, pokud <i><id></id></i> není definováno.

Možné oddělovače (Separators):

,.;/|

Dvojice musí být stejného typu.

<u>Příklad</u>:

G|G=@G||G=1000|

G=<*G* property value>

Má-li G nějakou hodnotu, pak

Když ne, pak

G=1000

Znak ^ v šabloně:

Tento znak je nahrazen úplnou hierarchickou cestou k dané součástce.

Posloupnost znaků \n v šabloně:

Je přeložena jako přechod na další řádek. Takto je možno tvořit víceřádkové části netlistu pomocí jednořádkové šablony.

Znak % a jména pinů v šabloně:

Jména pinů jsou značena takto:

%<pin name>

kde *pin name* je jeden nebo více normálních znaků. Editor přeloží strukturu

%<pin name>

jako jméno uzlu, spojeného s daným pinem. Konec jména pinu je vyznačen oddělovačem. Aby nedošlo ke konfliktu jmen v PSpice, schématický editor překládá níže uvedené znaky v jménech pinů takto:

původní znak	znak po překladu
<	l (L)
>	g
=	e
XXX	XXXbar

Poznámka: Chceme-li vložit do netlistu znak %, je třeba v šabloně zapsat %%.

Doporučená struktura šablony:

PSpice device letter + hierarchical path + reference designator (REFDES) property.

Příklad: R^@REFDES ... pro rezistor

Jednoduchá šablona pro rezistor (R)

Součástka R má:

- dva piny: 1 a 2
- dvě požadované vlastnosti: REFDES a VALUE

Šablona

R^@REFDES %1 %2 @VALUE

Příklad překladu

R_R23 abc def 1k

kde REFDES se rovná R23, VALUE je 1k, R je zapojen mezi uzly abc a def.

Šablona pro zdroj napětí s podmíněnou specifikací AC a DC (VAC) Součástka VAC má:

- dvě vlastnosti: AC a DC
- dva piny: + a -

Šablona

V^@REFDES %+ %- ?DC|DC=@DC| ?AC|AC=@AC|

Příklad překladu

V_V6 vp vm DC=5v

kde REFDES se rovná V6, zdroj je zapojen mezi uzly vp a vm, DC je nastaveno na 5v a AC není definováno. *Příklad překladu*

V_V6 vp vm DC=5v AC=1v

kde je navíc specifikováno AC na 1v. Šablona pro volání parametrického podobvodu (X) Uvažujme podobvod Z, který má:

- dva piny: a a b
- parameter: G s defaultní hodnotou 1000, která platí, není-li G specifikováno

G může být měněno ve schématickém editoru prostřednictvím jeho definice v šabloně. *Šablona*

X^@REFDES %a %b Z PARAMS: ?G|G=@G|~G|G=1000|

Equivalentní šablona

X^@REFDES %a %b Z PARAMS: ?G|G=@G||G=1000|

Příklad překladu

X_U33 101 102 Z PARAMS: G=1024

kde REFDES je U33, G je nastaveno na 1024 a podobvod je připojen mezi uzly 101 a 102.

Příklad překladu

X_U33 101 102 Z PARAMS: G=1000

kde je vše nastaveno jako u předchozího příkladu, avšak G není definováno.

6 Výsledky vstupního testu z kapitoly 2.2

č.	obvod	otázka	varianty odpovědí
1	$I_{x} \rightarrow U_{x}$	Napětí U_{X} [V] je	a) 2, b) 3, c) 4, d) -6
		Napětí $U_{Y}[V]$ je	a) -2, b) -3, c) -4, d) 6
	$\downarrow \downarrow 2\Omega$	Proud I_X je	a) $>I_Y$, b) $, c) I_Y, d) -I_Y$
	$10V$ $3\Omega^{-1}$ V^{C_Y}	Proud I_X [A] je	a) 1, b) -1, c) 2, d) -2
	R_1	Napětí [mV] na R_1 je	a) 200, b) 300, c) 400, d) 0
2		Napětí baterie U_B [V] je	a) 1, b) 2, c) 3, d) 5
	$\begin{bmatrix} \frac{1}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2\Omega & R_2 \\ 2\Omega \end{bmatrix} R_1 10\Omega$	Napětí U_X [V] je	a) 1 , b) 2, c) -1, d) 0
		Výkon [mW] dodávaný baterií	a) 200 , b) 300, c) 400, d) 0
	$ \begin{array}{c c} U_B & R_3 \\ 5\Omega & 1 \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} & & \\ \end{array} \\ \end{array}$	je	
3	10mA 2kQ 8kQ	Proud I_X [mA] je	a) -8, b) 1, c) 2, d) 8
		Proud I_{Y} [mA] je	a) -8 , b) -1, c) 2, d) 8
		Napětí U_X [V] je	a) 2, b) 8, c) 16, d) -2
	$\begin{array}{c} \begin{array}{c} & & \\ $	Poměr výkonů na R_1 a na R_2 je	a) 0,5, b) 2, c)), 0,25, d) 4
	$R_1 \ 1k\Omega$	Po připojení baterie se obvod	a) sekund, b) milisekund , c)
		dostane do ustáleného stavu	mikrosekund, d) nanosekund
4	$\left \pm \right _{10V} = C \left[R_2 \right]$	řádově za několik	
		V ustáleném stavu bude C	a) 0, b) 5, c) 10, d) -10
	$1\mu F \ 1k\Omega$	nabit na napětí [V]	
		Amplituda proudu C [mA]	a) 0, b) 5 , c) 10, d) 100
	$\frac{R_1}{1}$ 1kΩ	v ustáleném stavu bude asi	
		Obvod se chová jako filtr typu	a) dolní propust, b) horní
5	$\left[\bigcirc 10V \\ 100I \\ 100I$		propust, c) pásmová propust,
	<u>■100kHz</u>		d) pásmová zádrž
	$1\mu F \ 1k\Omega$	Mezni kmitočet [kHz] filtru je	a) 0,1, b) 0,3, c) 1, d) 100
		Znruba Nanžtí na <i>P</i> [V] ia zhruba	(a) (b) (b) (c) (c) (c) (c) (c) (c) (c) (c) (c) (c
	R	Proud diodou [mA] ie zhruba	a) (0, b) (0, 7, c) (4, 55, d) (5)
6		Při změně R na 1500 se nanětí	a) $(0, 0)$ 10, $(0, 22, 0)$ 25
0	$\bigvee \pm 20032 D \mp$	na R	lik % c) vzroste o několik
	5V		% d) klesne o desítky %
		Napětí na <i>R</i> [V] je zhruba	a) 0, b) 0,7. c) 4.35. d) 5
	R	Proud diodou [mA] je asi	a) 0 , b) 10, c) 22, d) 25
7	$1/200\Omega$	Při změně R na 150 Ω se napětí	a) nezmění, b) klesne o něko-
	$\begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ 5 \mathbf{V} \end{bmatrix} D$	na R	lik %, c) vzroste o několik %,
			d) klesne o desítky %
8		Tranzistor je v režimu	a) aktivním, b) saturace, c)
	750k $2k$		nevodivém, d) inverzním
	$ 12,5\mu A ^{\frac{1}{2},5mA} ^{10v}$	Při zvětšení odporu R_b se	a) zvětší, b) zmenší, c)
		napětí U _{CE}	nezmění se
		Při zvětšení teploty se napětí	a) zvětší, b) zmenší , c)
	0,65	U _{CE}	nezmeni se
9	$\begin{array}{c c} R_B \\ \hline 750k \end{array} \begin{array}{c} 1 \\ 2k \end{array} \begin{array}{c} 1 \\ \hline 10V \\ \hline 1 \end{array}$	Střídavé zesílení obvodu je zhruba	a) 1, b) -20, c) -250, d) 500
	$ 10\mu $	Střídavý vstupní odpor	a) 50 Ω , b) 2k Ω , c) 750k Ω , d)
	╽┎╢┝╇╍╌╢╴╴╴	zesilovače je zhruba	1ΜΩ
	$ \odot$ 1	Obvod je schopen zesilovat	a) 0Hz, b) 8Hz , c) 8kHz, d)
	<u>-</u> -	signály o kmitočtech od	80kHz
	o + 15V	Napětí II. [V] je	a) (1 b) (173 c) 1(1 d) 1
----	---	-----------------------------------	--
	741	Proud L [mA] ie	a) $(0, b) (0, 75, c) (0, d) (1)$
10	$\left \bigcup_{d} U_{d} \right > 1 \setminus U_{2}$	Napětí U_i [V] je	a) $(0, 0)$ 111, (c) 10, (d) 11 a) $(0, 0)$ 1 (c) 11 (d) 14
	$I_{i} = I_{i} = I_{i} = I_{i}$		
		Napětí U_d [V] je	a) 0, b) 0,73, c) 10, d) -1
11		Proud I_i [mA] je	a) 0 , b) 1m, c) 10, d) 11
	$\left \left(= U_d \right) \right ^*$	Napětí U_2 [V] je	a) 0, b) 1,27, c) 10, d) 14
	10k		
	9+15V	Napětí U_d [V] je	a) 0, b) 2,27, c) -1,27, d) -1
12	$ - \sqrt{741}$	Proud I_i [mA] je	a) 0, b) 1, c) 10, d) 11
		Napětí U ₂ [V] je	a) 0, b) -1,27, c) 10, d) -14
	$ _{1V} \perp \qquad $		
13		Signál má stejnosměrnou	a) 0, b) 2, c) 5, d) 10
	<i>u</i> ₁ [<i>V</i>]	složku [V]	
		První harmonická signálu má	a) 0, b) 0,5, c) 1, d) 2
	0	kmitočet [kHz]	
	0 1 2 3 4 0	Po dvojnásobném "zpomalení"	a) 2x sníží, b) 2x zvýší, c)
	t[ms]	signalu se amplituda 1.	nezmění se, d) vynuluje
		harmonicke	\rightarrow 5V b \rightarrow \rightarrow
		Po pruchodu vyse uvedeneno	a) $u_2 = 5V$, b) $u_2 = 0$, c)
14		signalu obvodem bude signal	hezmeni se tvar, ale rozkmit budo od 5V do 15V d)
		u_2 zinenen oproti u_1 takto.	podstatně se změní tvar
		Po průchodu harmonického	a) 1 b) $15 c$) 2 d) 25
	$\begin{bmatrix} 10\mu \\ 10\mu \end{bmatrix}$	signálu o kmitočtu 1kHz	a) 1 , 0) 1,5, c) 2, d) 2,5
		obyodem zaznamená	
		spektrální analyzátor na	
		výstupu čáru na kmitočtu	
		[kHz]	
		Po průchodu harmonického	a) 0,5, b) 1,5, c) 2, d) 2,5
15	│ 	signálu o kmitočtu 1kHz	
		obvodem zaznamená	
	$\begin{bmatrix} \mathbf{v} & \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{v} & \mathbf{u}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v} & \mathbf{u}_2 \\ \mathbf{v} & \mathbf{v} \end{bmatrix}$	spektrální analyzátor na	
	<u>م م م</u>	výstupu (mj.) čáru na kmitočtu	
		[kHz]	

7 Literatura a další informační zdroje

- [1] Biolek, D. Modelování a počítačová simulace. Elektronické učební texty, 136 stran, ÚMEL FEKT VUT Brno, 2020.
- [2] Pspcref.pdf Elektronická dokumentace k OrCadPSpice.
- [3] PSpice 9.1 student version funkční verze OrCad PSpice (28MB). K stažení např. z https://www.electronics-lab.com/downloads/schematic/013/