

Bakalářská práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra elektromagnetického pole

## VF obvody s reálnými SMD komponentami

**Filip Došlov**

Vedoucí: doc. Ing. Přemysl Hudec CSc.  
Studijní program: Elektronika a komunikace  
Leden 2020



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Došlov** Jméno: **Filip** Osobní číslo: **456959**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**VF obvody s reálnými SMD komponentami**

Název bakalářské práce anglicky:

**RF circuits with real SMD components**

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte a realizujte tranzistorový zesilovač a filtry typu DP, HP a PP, a to s použitím dosažitelných SMD komponent RLC. Vlastnosti použitých SMD prvků zjistěte z dosažitelných referencí nebo měřením pomocí VNA. Pracovní, resp. zlomové frekvence by měly být v rozsahu 0,5 až 1 GHz, obvody realizujte na substrátu RF4 výšky 0,5 mm, a to v krabičkách s konektory SMA. Do návrhu zahrňte i vliv substrátu. Navržený a realizovaný zesilovač by měl být absolutně stabilní. Výsledné vlastnosti obvodů ověřte měřením.

Seznam doporučené literatury:

Sorrentino R., Bianchi G.: Microwave and RF Engineering, John Wiley 2010.  
Li R. Ch.: RF Circuit Design, John Wiley 2009.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc., katedra elektromagnetického pole FEL**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **30.08.2019**

Termín odevzdání bakalářské práce: **07.01.2020**

Platnost zadání bakalářské práce: **19.02.2021**

\_\_\_\_\_  
doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc.  
podpis vedoucí(ho) práce

\_\_\_\_\_  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

\_\_\_\_\_  
prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta





## Poděkování

Děkuji doc. Ing. Přemyslu Hudcovi, CSc. za cenné připomínky, vstřícnost při poskytnutých konzultacích a pomoc s fyzickou realizací náplně práce.

Děkuji i Bc. Jonáši Kubátovi za pomoc s osazováním součástek.

Nakonec bych chtěl poděkovat vedoucí studijního oddělení FEL Ing. Heleně Šíslerové za všechnu poskytnutou pomoc s obtížemi, které mě během studia potkaly.

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze, dne 7. ledna 2020

.....

Filip Došlov

## Abstrakt

Práce se zabývá návrhem zesilovače a filtrů typu DP, HP a PP využitím povrchově montovaných komponent.

Výsledné obvody mají sloužit pro výukové účely na Katedře elektromagnetického pole FEL ČVUT.

V práci jsou použity reálné modely součástek založených na datech dostupných přímo od výrobců a všechny návrhy jsou vytvářeny a simulovány v prostředí AWR Microwave office.

**Klíčová slova:** zesilovač, filtr, AWR MO, SMD

**Vedoucí:** doc. Ing. Přemysl Hudec CSc.  
Katedra elektromagnetického pole FEL  
ČVUT,  
Technická 2,  
166 27 Praha 6

## Abstract

The thesis deals with design of amplifier and filters of LP, HP and BP type using surface mounted components.

The resulting circuits are intended for educational purposes at the Department of Electromagnetic Field, FEE CTU.

The thesis uses real models of components based on data available directly from manufacturers and all designs are created and simulated in AWR Microwave office environment.

**Keywords:** amplifier, filter, AWR MO, SMD

**Title translation:** RF circuits with real SMD components

# Obsah

<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>	7.2 Měření dolní propusti . . . . .	37
<b>2 Mikrovlnné zesilovače</b>	<b>3</b>	7.3 Měření horní propusti . . . . .	37
2.1 Tranzistory v mikrovlnné technice	3	7.4 Měření pásmové propusti . . . . .	39
2.1.1 Bipolární tranzistory BJT . . . . .	4	<b>8 Závěr</b>	<b>41</b>
2.1.2 Tranzistory s heteropřechody . . . . .	4	<b>Literatura</b>	<b>43</b>
2.1.3 MESFET . . . . .	4	<b>A Simulace zesilovače se změnou parametru <math>\varepsilon_r</math> substrátu</b>	<b>45</b>
2.2 Třídy zesilovačů a nastavení pracovního bodu . . . . .	5	<b>B Simulace DP se změnou parametru <math>\varepsilon_r</math> substrátu</b>	<b>47</b>
2.2.1 Třída A . . . . .	5	<b>C Simulace HP se změnou parametru <math>\varepsilon_r</math> substrátu</b>	<b>49</b>
2.2.2 Třída B . . . . .	6	<b>D Simulace PP se změnou parametru <math>\varepsilon_r</math> substrátu</b>	<b>51</b>
2.2.3 Třída AB . . . . .	6	<b>E Soupiska součástek</b>	<b>53</b>
2.2.4 Třída C . . . . .	6	E.1 Zesilovač . . . . .	53
2.2.5 Nastavení pracovního bodu BJT	6	E.2 Dolní propust . . . . .	55
2.3 Stabilita . . . . .	7	E.3 Horní propust . . . . .	55
2.4 Mikropáskové vedení . . . . .	8	E.4 Pásmová propust . . . . .	56
2.5 S-parametrové modely . . . . .	8		
<b>3 Frekvenční filtry</b>	<b>11</b>		
3.1 Aproximace . . . . .	11		
3.1.1 Normovaná dolní propust a kmitočtové transformace . . . . .	12		
3.1.2 Butterworthova aproximace . . . . .	14		
3.2 Příčková struktura LC filtrů . . . . .	14		
<b>4 Návrh zesilovače</b>	<b>17</b>		
4.1 Návrh mikropáskového vedení . . . . .	18		
4.2 Výběr aktivního prvku . . . . .	19		
4.3 Stabilizace aktivního prvku . . . . .	19		
4.4 Napájecí obvod a pracovní bod . . . . .	20		
4.5 Přizpůsobovací obvody . . . . .	21		
4.6 Obvodové zapojení a stabilizace zesilovače . . . . .	23		
4.7 Optimalizace . . . . .	25		
4.8 Zařazení reálných prvků . . . . .	25		
<b>5 Návrh filtrů</b>	<b>27</b>		
5.1 Dolní propust . . . . .	27		
5.2 Horní propust . . . . .	29		
5.3 Pásmová propust . . . . .	29		
<b>6 Realizace</b>	<b>31</b>		
6.1 Prokovy . . . . .	31		
6.2 Tvorba masek . . . . .	32		
6.3 Příprava desek . . . . .	33		
6.4 Vrtání prokovů a osazení součástek . . . . .	34		
<b>7 Ověření funkce obvodů</b>	<b>35</b>		
7.1 Měření zesilovače . . . . .	35		

## Obrázky

2.1	Struktura MESFET	5	A.1	Porovnání změřených dat útlumu odrazů na vstupní bráně zesilovače s novou simulací	45
2.2	Nastavení pracovního bodu tranzistoru zpětnovazebním odporem	6	A.2	Porovnání změřených dat útlumu odrazů na výstupní bráně zesilovače s novou simulací	46
2.3	Průřez mikropáskem (převzato z [9])	8	B.1	Porovnání změřených dat útlumu odrazů na vstupní bráně DP s novou simulací	47
3.1	Typy filtrů	11	B.2	Porovnání změřených dat útlumu odrazů na výstupní bráně DP s novou simulací	48
3.2	Tvary příčkové struktury LC filtru	14	C.1	Porovnání změřených dat útlumu odrazů na vstupní bráně HP s novou simulací	49
4.1	Nástroj TXLINE	18	C.2	Porovnání změřených dat útlumu odrazů na výstupní bráně HP s novou simulací	50
4.2	Stabilita tranzistoru BFR182 před a po zařazení stabilizačního odporu	19	D.1	Porovnání změřených dat útlumu odrazů na vstupní bráně PP s novou simulací	51
4.3	Frekvenční závislost $s_{11}$ a $s_{22}$ tranzistoru BFR182 (SE)	21	D.2	Porovnání změřených dat útlumu odrazů na výstupní bráně PP s novou simulací	52
4.4	Impedanční přizpůsobení BFR182 v prostředí AWR MO	22	E.1	Export schématu zesilovače z prostředí AWR MO bez propojovacího vedení	53
4.5	Parametry přizpůsobeného zesilovače	23	E.2	Export schématu DP z prostředí AWR MO bez propojovacího vedení	55
4.6	Přizpůsobený zesilovač s napájecím obvodem	24	E.3	Export schématu HP z prostředí AWR MO bez propojovacího vedení	55
4.7	Přizpůsobený zesilovač s napájecím obvodem	24	E.4	Export schématu PP z prostředí AWR MO bez propojovacího vedení	56
4.8	Parametry optimalizovaného zesilovače s reálnými součástkami	26			
5.1	Parametry referenční a navržené dolní propusti	28			
5.2	Parametry referenční a navržené horní propusti	29			
5.3	Parametry referenční a navržené pásmové propusti	30			
6.1	Prokovy	31			
6.2	Fotolitografická maska obvodů	33			
7.1	Měřicí pracoviště	35			
7.2	Porovnání změřených dat s parametry návrhu zesilovače	36			
7.3	Zesilovač připojený k vektorovému analyzátoru E8364A	37			
7.4	Porovnání změřených dat s parametry návrhu DP	38			
7.5	Porovnání změřených dat s parametry návrhu HP	38			
7.6	Porovnání změřených dat s parametry návrhu PP	39			

## Tabulky

3.1 Kmitočtové transformace NDP (převzato z [12]).....	13
3.2 Normované hodnoty stavebních prvků Butterworthovy NDP [8] ...	15
4.1 Parametry substrátu FR4 .....	18
4.2 Hodnoty $\Gamma_{\text{Gopt}}$ a $\Gamma_{\text{Lopt}}$ na frekvenci 700 MHz .....	22
E.1 Soupiska součástek pro realizaci zesilovače, viz schéma na obr. E.1 .	54
E.2 Soupiska součástek pro realizaci DP, viz schéma na obr. E.2. ....	55
E.3 Soupiska součástek pro realizaci HP, viz schéma na obr. E.3. ....	56
E.4 Soupiska součástek pro realizaci PP, viz schéma na obr. E.4. ....	56



# Kapitola 1

## Úvod

S rozvíjejícím se odvětvím telekomunikačních služeb ale i například bezdrátovou, či radarovou technikou stále rostou nároky na rychlost zpracování a přenos informací v podobě elektrických signálů. Tyto nároky pro dané účely vedou na použití stále vyšších frekvencí a větších šířek frekvenčního pásma. Dnes se tak v mikrovlnné technice nejčastěji řádově pracuje v oblastech jednotek až desítek gigahertzů [1]. Existuje mnoho pasivních ale i aktivních mikrovlnných komponent, ze kterých k těm nejdůležitějším patří zesilovače malých signálů, například v anténních vstupech přijímačů. Dalšími významnými zástupci mikrovlnných bloků jsou zejména filtry.

V současnosti je na trhu k dispozici velké množství placeného i volně distribuovaného softwaru pro syntézu filtrů z pasivních RLC komponent od různých výrobců. Avšak mnoho z těchto softwarových nástrojů uvažuje pro syntézu pouze ideální součástky. Na vysokých kmitočtech ale soustředěné prvky nelze efektivně pro finální návrh použít, jelikož nemodelují nežádoucí frekvenční závislosti jejich parazitních vlastností [2].

Cílem této práce je navrhnout úzkopásmový zesilovač s pracovní frekvencí v pásmu 500 až 800 MHz a různé typy pasivních filtrů na základě modelů použitých SMD prvků, které zohledňují jejich žádoucí i parazitní vlastnosti. Veškerý návrh by měl probíhat v prostředí AWR Microwave Office.





## Kapitola 2

### Mikrovlnné zesilovače

Takřka v každém vysokofrekvenčním systému se lze běžně setkat se zesilovači signálů. Jejich nezbytnost vyplývá z požadavků na úrovně signálu, které jsou snižovány průchodem ztrátovým prostředím, ať už se jedná o volný prostor nebo přenosová vedení. Mnoho mikrovlnných komponent by bez buzení dostatečně silnými signály nemohly ani fungovat.

V těchto frekvenčních oblastech je naprosto kritické zajistit tzv. impedanční přizpůsobení na všech definovaných hranách. Jeho princip spočívá v navrhování systémů tak, aby se ve všech jeho styčných rovinách vstupní a výstupní impedance blížily (ideálně rovnaly) standardní definované impedanci [3].

Základní charakteristikou zesilovače je jeho výkonový zisk, který kvantitativně popisuje poměr dodaného (zpravidla většího) výkonu do zátěže, ku výkonu na jeho vstupu pro určitou šířku pásma. Ta může být dána například rozsahem frekvencí, pro který je zesilovač impedančně přizpůsoben tak, aby zesilovaný výkon byl skutečně veden do zátěže a nebyl na rozhraní zesilovač-zátěž odrážen. Současně musí být potlačeno odrážení výkonu z generátoru od zesilovače přizpůsobením jeho vstupu.

Jádrem každého zesilovacího obvodu je aktivní prvek, buzený vstupním signálem. Jeho zesílení probíhá na principu transformace energie z externího zdroje na výstupní signál ovlivňováním klidového pracovního bodu aktivního prvku signálem vstupním.

Jako aktivní prvky jsou dnes nejčastěji používány tranzistory založené na různých technologiích.

#### 2.1 Tranzistory v mikrovlnné technice

Od doby objevu tranzistorového jevu W. Shockleym po druhé světové válce, se brzy na to vývoj začal soustředit na tranzistory se stále lepšími vlastnostmi pro použití v mikrovlnných pásmech. Tlak ze strany trhu poptávajícího se po aktivních součástkách se stále vyššími pracovními frekvencemi, výkony ale i s lepšími šumovými vlastnostmi zintenzivnil výzkum světově proslulých velkých firem v tomto poli. V současnosti tak existuje mnoho různých tranzistorových technologií, které jsou vhodné pro mikrovlnné aplikace. V následujících odstavcích tak budou popsány vybrané technologie, které dle [1] patří k těm nejpoužívanějším v této oblasti.

### ■ 2.1.1 Bipolární tranzistory BJT

Zrod úplně prvního tranzistoru mají na svědomí pánové Shockley, Bardeen a Brattain z Bellových laboratoří. Jedná se tedy o nejzákladnější technologii využívající tranzistorový jev [4].

Tranzistor je zde tvořený třemi polovodičovými vrstvami kolektoru, báze a emitoru se střídajícím se typem vodivosti. Je tedy jasné, že se jedná o strukturu se dvěma přechody PN. Podmínky pro její funkci jsou silně dotovaný emitor a úzká vrstva báze.

Přechod báze-emitor je ve vodivém režimu polarizovaný propustně a přechod kolektor-báze závěrně. Emitor je pak zdrojem minoritních nosičů injektovaných do báze. Pokud je báze dostatečně tenká, je střední doba života nosiče náboje delší než průletová doba bází a nosiče tak v ní nestihnou zrekombinovat. Následně jsou urychlovány silným polem závěrně polarizovaného přechodu kolektor-báze a tvoří tak kolektorový proud.

### ■ 2.1.2 Tranzistory s heteropřechody

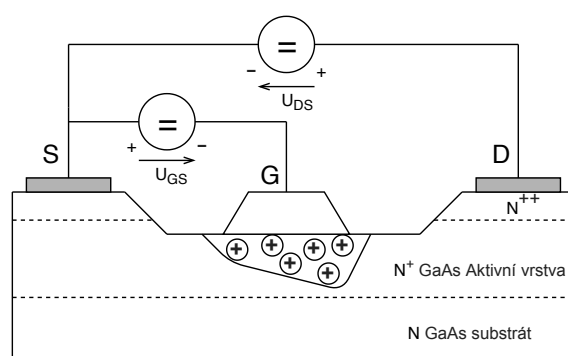
Jedná se o podobnou strukturu jako v případě bipolárního tranzistoru. Opět jsou zde vrstvy kolektoru, báze a emitoru, přičemž tyto dvě poslední vrstvy jsou vyrobeny z navzájem různých polovodičových prvků. Smyslem tohoto rozdílu v materiálech je zvýšení energetické bariéry pro přenos děr z báze do emitoru oproti BJT, čímž je zvýšena injekční účinnost tranzistoru [1].

### ■ 2.1.3 MESFET

Asi nejčastější struktura tranzistoru pro použití ve vysokofrekvenční technice je MESFET (Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor). Své místo v tomto odvětví si vysloužila zejména díky své zesilovací schopnosti i na podstatně vyšších kmitočtech, než jsou mezní frekvence struktury MOSFET. Absencí oxidu totiž je výrazně snížena vstupní kapacita mezi gate a source, která jinak degraduje zisk právě na vysokých frekvencích [5].

Princip funkce znázorňuje průřez tranzistorem na obrázku 2.1. Na GaAs substrátu je vytvořený kanál ve vrstvě  $N^+$  dotací křemíku a to buď postupnou epitaxi nebo iontovou implantací [1]. Fotolitografií je pak vytvořen motiv tranzistoru. Hradlo G je tvořeno Schottkyho kontaktem přímo na aktivní vrstvě, zatímco ohmické kontakty D a S jsou vytvořené na více dotované vrstvě  $N^{++}$ . Elektronů z polovodiče pod hradlem difundují do kovu a zanechají zde po sobě kladné donory příměsi tvořící vyprázdňenou oblast, která pak zasahuje do aktivní vrstvy s kanálem.

Pro funkci je pak klíčové stejnosměrné předpětí dvojicemi elektrod. Mezi elektrodami D a S má kladnou polaritu, zatímco mezi G a S zápornou.



Obrázek 2.1: Struktura MESFET

## 2.2 Třídy zesilovačů a nastavení pracovního bodu

V zesilovačích se zpravidla používají tranzistory jako řízené zdroje proudu vstupním napětím nebo proudem. Typicky pro bipolární technologii je pro tento účel využívána závislost proudu kolektoru na proudu tekoucím do báze. Třída zesilovače je pak dána polohou pracovního bodu na převodní charakteristice tranzistoru. Souřadnice pracovního bodu se udávají jako napětí kolektor-emitor a proud kolektorem, kdy na vstup zesilovače není přiveden žádný signál.

Historicky nejstarší jsou třídy A, B, AB a C, které jsou dnes s ohledem na jejich dlouhou existenci a jasnou definici brány jako standard [6]. Abecední návaznost dodržují i mladší třídy zesilovačů (D až T), které ovšem již nejsou tak široce akceptovány. Obvykle jsou totiž modifikacemi již zavedených tříd a mnohdy jsou i různými autory a návrháři interpretovány jinak. Proto budou dále popsány pouze ty, které lze z hlediska návrhu dnes vnímat jako klasické.

### 2.2.1 Třída A

Pokud se v literatuře mluví o lineárním zesilovači, je jím zpravidla míněn zesilovač třídy A. Ten má pracovní bod umístěn do středu převodní charakteristiky, kde je vykazována nejvyšší linearita. K dosažení této polohy pracovního bodu je nutné nastavit stejnosměrnou složku výstupního proudu na polovinu jeho maximální přípustné hodnoty. Střídavý signál na vstupu zesilovače pak způsobuje rozkmit pracovního bodu tranzistoru v mezích minima a maxima proudu.

Zřejmou nevýhodou je pak právě jeho nenulová složka i při nulovém vstupním buzení. Ta způsobuje neustálý odběr výkonu z napájecího zdroje a výrazně tak snižuje účinnost zesilovače. Hlavní výhodou je tedy již zmíněná téměř lineární odezva na malé i velké signály bez znatelného zkreslení a současně i jednoduchá implementace zesilovače. Dalším nesporným kladem třídy A je snadné zajištění její stability [7].

### 2.2.2 Třída B

Oproti třídě A, kdy je po celou dobu periody tranzistor nebo obecně zesilovací prvek otevřen, je zesilovač třídy B aktivní pouze po její polovinu. Pracovní bod je potom nastaven tak, že pokud na vstupu zesilovače není žádný signál, neteče jeho výstupem žádný proud. To má za výsledek zlepšení účinnosti ovšem za cenu zhoršené linearity.

### 2.2.3 Třída AB

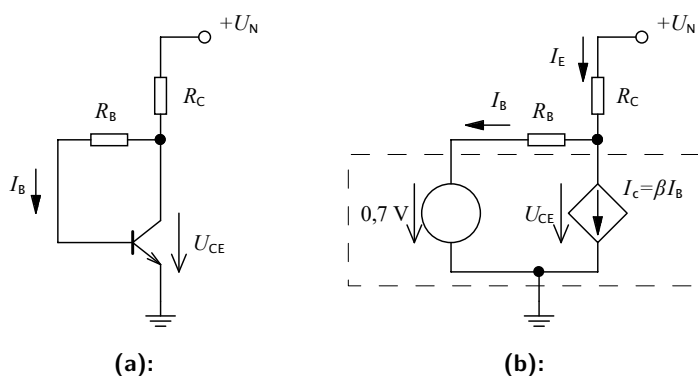
Tato třída je kompromisem mezi třídou A a B. Pracovní bod tranzistoru je umístěn tak, že při nulovém vstupním signálu jím protéká pouze malý proud. Tranzistor je v tomto případě otevřen na dobu mezi polovinou a celým cyklem periody signálu. Oproti třídě B je tímto způsobem sníženo zkreslení malých signálů při zachování dobré účinnosti.

### 2.2.4 Třída C

Pro funkci zesilovače třídy C je typická předpětím nastavená poloha pracovního bodu na extrapolovaném průběhu převodní charakteristiky. Z uvedených tříd se jedná o konfiguraci s nejlepší účinností, zato ale s největším zkreslením.

### 2.2.5 Nastavení pracovního bodu BJT

Klíčové pro každý zesilovač je správné nastavení pracovního bodu tranzistoru stejnosměrným napájecím obvodem. Toto nastavení musí být nezávislé na připojených obvodech na vstupu a výstupu zesilovače. Hodnoty kolektorového proudu a napětí kolektor-emitor lze nastavit pasivně pomocí lineární odporové sítě, Zenerovou diodou nebo též aktivně například prostřednictvím dalšího tranzistoru ve funkci proudového zdroje.



**Obrázek 2.2:** Nastavení pracovního bodu tranzistoru zpětnovazebním odporem

Jednoduché a efektivní nastavení klidového kolektorového proudu a napětí kolektor-emitor s teplotní stabilizací lze vidět ve schématu na obrázku 2.2 (a).

Zpětnovazebním rezistorem  $R_B$  protéká bázový proud, který řídí velikost kolektorového skrze proudový zesilovací činitel tranzistoru  $\beta$  a platí tedy

$$I_C = \beta I_B. \quad (2.1)$$

Při nahrazení tranzistoru jeho lineárním modelem v aktivní oblasti (viz obrázek 2.2 b), vyplývá z druhého Kirchhoffova zákona rovnost

$$U_{CE} = U_{BE} + R_B I_B \approx 0,7 \text{ V} + R_B I_B. \quad (2.2)$$

Velikost emitorového proudu, lze určit ze známé hodnoty odporu v kolektorové větvi a úbytku napětí na něm jako

$$I_E = \frac{U_{Rc}}{R_C} = \frac{U_N - U_{CE}}{R_C}. \quad (2.3)$$

Pro vyjádření závislosti bázového proudu na parametrech obvodu je výhodné ho vyjádřit jako dílčí část proudu emitoru  $I_E = I_C + I_B$ . Lze ukázat, že proud emitoru je  $(\beta + 1)$ -násobek bázového proudu. Vydělením rovnice (2.3) tímto číslem lze pro  $I_B$  psát

$$I_B = \frac{U_N - U_{CE}}{(\beta_F + 1)R_C}. \quad (2.4)$$

Dosazením rovnice (2.2) do 2.4 a následnými algebraickými úpravami lze finálně psát

$$I_C = \frac{\beta_F(U_N - 0,7 \text{ V})}{R_B + (\beta_F + 1)R_C}. \quad (2.5)$$

## 2.3 Stabilita

Jedním z nejstriktnějších požadavků kladených na zesilovač je stabilita ve smyslu jeho odolnosti k nežádoucímu rozkmitání. Toto kmitání nemá přesně definovaný charakter jako u cíleně navržených oscilátorů, nýbrž se jedná o chaotický stav který může vést až ke zničení zesilovače [7].

Pro každý dvoubran obecně lze stabilitu rozlišit jako absolutní nebo podmíněnou. V určitém frekvenčním pásmu je absolutně stabilní dvoubran ten, který má kladnou reálnou část vstupní a výstupní impedance, bez ohledu na připojenou impedanci zdroje a zátěže na obou branách [8].

O jaký typ stability v případě daného dvoubranu jde, lze určit na základě jeho s-matice pomocí Rolletova činitele stability  $K$ . Ten je definován jako

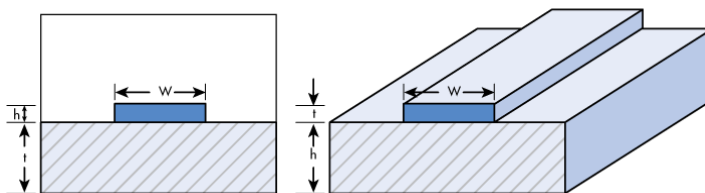
$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|}, \quad (2.6)$$

kde  $s_{ij}$  jsou elementy s-matice zkoumaného prvku a  $\Delta$  je její determinant. Absolutní stabilita je potom zaručena při splnění podmínky  $K > 1$  zároveň s doplňující podmínkou

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1. \quad (2.7)$$

## 2.4 Mikropáskové vedení

Při návrhu mikrovlnných obvodů je možná dnes nejpoužívanější použití planárních vedení. Ty jsou základem při tvorbě mikrovlnných integrovaných obvodů MIC a jejich monolitických verzí MMIC. K nesporným výhodám planárních vedení patří fotalitografická technologie výroby a snadné osazení součástek. Do této skupiny spadá mikropáskové vedení, jehož průřez je zobrazen na obrázku 2.3.



**Obrázek 2.3:** Průřez mikropáskem (převzato z [9]).

Konstrukčně se jedná o vodivý pásek o šířce  $W$  a tloušťce metalizace  $t$ , oddělený od spodní zemní roviny nízkoztrátovým substrátem s výškou  $h$ . Přestože se jedná o dvou vodičové vedení, nelze tímto vedením vést čistý mód TEM elektromagnetické vlny a výpočet charakteristické impedance je tedy komplikovanější, než při výpočtu z náhradního modelu vedení [8]. To je způsobeno dielektrickým substrátem mezi vodiči, který nevyplňuje oblast nad páskem. Část pole je tedy rozptýlena ve vzduchu a část uvnitř dielektrika. Tuto skutečnost při výpočtech zohledňuje efektivní relativní permitivita  $\varepsilon_{re}$ .

Z hlediska impedančního přizpůsobení je v mikrovlnné technice zásadní dimenzovat vedení tak, aby jeho charakteristická impedance  $Z_0$  odpovídala standardizovaným hodnotám. Nejčastěji je tak možné se setkat s vedeními o  $Z_0 = 50 \Omega$ . Pro mód kvazi-TEM vedený mikropáskem lze charakteristickou impedanci určit vztahem [10]

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \cdot \ln \left( \frac{8h}{W} \cdot \frac{W}{4h} \right). \quad (2.8)$$

## 2.5 S-parametrové modely

Mnoho výrobců součástek se snaží podporovat návrháře poskytováním jejich modelů pro různé návrhové platformy a zároveň se je tak snaží motivovat k použití právě jejich výrobků. Podle oblasti vývoje se tak lze setkat s modely simulátorů SPICE, či jejich nejznámější komercializované verze HSPICE nebo s modely založených na s-parametrech získaných měřením reálných součástek.

Právě s-parametrové modely jsou cennou pomocí při návrhu mikrovlnných obvodů. Důvodem jejich popularity právě v tomto odvětví plyne z jejich fyzikálního významu. Pro obecný dvoubran lze jeho s-maticí zapsat jako

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

kde  $s_{ii}$  je koeficient odrazu na  $i$ -té bráně a  $s_{ij}$  koeficient přenosu z brány  $j$  na bránu  $i$ . Tyto koeficienty jsou založeny na dopadajících a odražených napěťových vlnách, které jsou měřitelné i na velmi vysokých kmitočtech.

Pro další porozumění je nutné uvést následující dvě identity:

$$RL_i = -20 \log |s_{ii}| = -DB(|S(i, i)|) \quad (2.10)$$

je tzv. útlum odrazů (*Return loss*) na  $i$ -té bráně při bez-odrazovém zakončení druhé brány a

$$G_{ij} = 20 \log |s_{ij}| = DB(|S(i, j)|) \quad (2.11)$$

je výkonový zisk (*Gain*) přenosu z  $j$ -té brány na  $i$ -tou z  $50\Omega$  zdroje do  $50\Omega$  zátěže. Označení  $DB(|S(i, i)|)$  a  $DB(|S(i, j)|)$  odpovídá implicitnímu značení daných parametrů v návrhovém prostředí AWR MO.



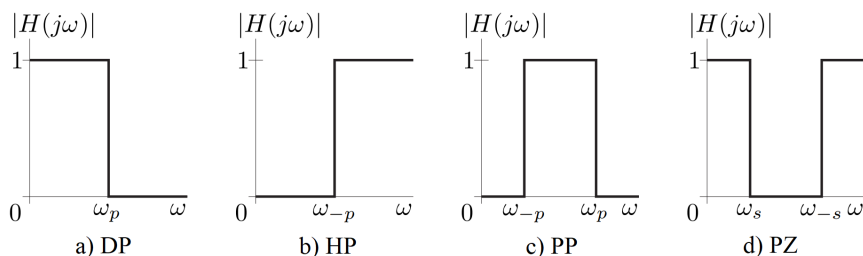


## Kapitola 3

### Frekvenční filtry

Kromě zesílení je dalším častým úkonem v oblasti zpracování signálu filtrace jeho nežádoucích frekvenčních složek. Frekvenční filtr je tedy elektrický obvod, který tuto funkci realizuje.

Základní čtyři typy filtrů lze vymezit pomocí jedné, nebo dvou mezních frekvencí, oddělujících od sebe propustná a nepropustná frekvenční pásma. Rozeznáváme tak dolní propust DP, potlačující frekvenční složky vyšší než je mezní frekvence, nebo horní propust HP, která naopak potlačuje ty nižší. Kaskádním řazením dolní a horní propusti lze vytvořit pásmovou propust PP, která potlačuje všechny složky mimo propustné pásmo, definované spodním a horním mezním kmitočtem. Komplementárním rozdělením pásem k pásmové propusti je zase naopak definována pásmová zádrž PZ. Ideální frekvenční charakteristiky všech typů filtrů jsou na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Typy filtrů

Obecně se jedná o dvoubran pracující na rozhraní mezi dvěma reálnými impedancemi - zjednodušeně mezi zdrojem s vnitřní impedancí  $R_1$  a zátěží  $R_2$ . V mikrovlnné technice obvykle platí, že jsou všechny obvody navrhovány pro standardní impedanci  $50 \Omega$  a platí tedy rovnost  $R_1 = R_2 = 50 \Omega$ .

### 3.1 Aproximace

Filtrační obvody s ideálními přenosy z obrázku 3.1 nelze prakticky realizovat, jelikož by pro to bylo zapotřebí nekonečně mnoha pasivních komponent. Ideální nespojitou přenosovou funkci filtru je tedy nezbytné nahradit spojitou funkcí, která splňuje předepsané požadavky filtrace. Úloha hledání této vhodné

funkce se nazývá aproximace a je základním procesem při syntéze všech typů filtrů.

Pro odvození postupu aproximační úlohy si lze filtr představit jako černou skříňku se dvěma bránami 1 a 2. Výkon ze zdroje  $P_1$  vstupuje do brány 1 a vlivem nepřizpůsobení se odrazí část výkonu  $P_{\text{ref}}$  zpět a část  $P_2$  jím projde bránou 2 do prizpůsobené zátěže. To lze zapsat rovnicí

$$P_1 = P_2 + P_{\text{ref}} \implies \frac{P_1}{P_2} = 1 + \frac{P_{\text{ref}}}{P_2}. \quad (3.1)$$

Nyní je zapotřebí připomenout rovnici provozního přenosu dvoubranu. Ten je dle [4] definován jako

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{P_2}{P_1}, \quad (3.2)$$

kde výkony  $P_1$  a  $P_2$  mají stejný význam jako v rovnici (3.1).

Vyjádřením poměru výstupního výkonu ku vstupnímu z (3.1), lze rovnici (3.2) přepsat na tvar

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{P_{\text{ref}}}{P_2}} = \frac{1}{1 + |\varphi(j\omega)|^2} \quad (3.3)$$

kde

$$|\varphi(j\omega)|^2 = \frac{P_{\text{ref}}}{P_2} \quad (3.4)$$

je tzv. *charakteristická funkce*. Úlohou aproximace je pak najít, takovou funkci kmitočtu  $\varphi(j\omega)$ , která v propustném kmitočtovém pásmu s určitou odchylkou nabývá nulové hodnoty a v nepropustném pásmu roste nade všechny meze. Odchylku aproximace lze kvantitativně popsat jako chybu  $\varepsilon$  a zahrnout ji do rovnice (3.3). Potom je možné finálně psát

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 |\varphi(j\omega)|^2}. \quad (3.5)$$

### ■ 3.1.1 Normovaná dolní propust a kmitočtové transformace

Většina postupů syntézy filtru vychází z normované dolní propusti (dále jen NDP) s mezním kmitočtem rovným jedné, kterou lze podle potřeby přetransformovat na zbylé tři typy filtrů [11]. Kmitočtové normování kladnou reálnou konstantou  $\omega_0$  zavádí nový poměrný kmitočet z komplexního kmitočtu  $p = \sigma + j\omega$ , známého z laplaceovské analýzy, jako

$$s = \frac{p}{\omega_p} = \Sigma + j\Omega. \quad (3.6)$$

Tento vztah splňuje podmínku  $\omega_0 \mapsto 1$  při  $\sigma = 0$  a kmitočtové závislé veličiny jsou pak funkcí právě proměnné  $s$ .

Použité pasivní prvky při návrhu filtrů obecně nabývají velkého rozsahu řádů. Například rozdíl mezi kapacitou a odporem v příslušných jednotkách

může přesahovat až 18 řádů. Proto je výhodné hodnoty součástí normovat i impedančně vhodně zvolenou konstantou  $R_0$  [12].

Obecná impedance  $Z(p)$  se po obojím normování zapisuje malým písmenem jako

$$z(s) = \frac{Z\left(\frac{p}{\omega_0}\right)}{R_0}. \quad (3.7)$$

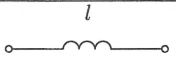
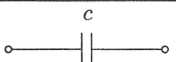
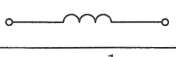
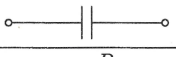
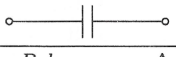

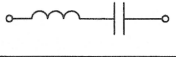
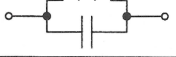


Dále lze při výpočtech používat bezrozměrné hodnoty normovaných kapacit  $c = \omega_0 R_0 C$ , indukčností  $l = \frac{\omega_0 L}{R_0}$  a odporů  $r = \frac{R}{R_0}$ . Zpětné odnormování se dá odvodit algebraickými úpravami a pro jednotlivé prvky dolní propusti platí

$$C = \frac{c}{\omega_p R_0}, L = \frac{l R_0}{\omega_p}, R = r R_0. \quad (3.8)$$

Vztahy z (3.8) tedy předeepisují jak z NDP získat skutečné hodnoty prvků dolní propusti. Transformační vztahy existují i pro ostatní typy filtrů. Touto tematikou se zabývají např. publikace [11] a [13]. Pro tuto práci však stačí jak dané transformace vypadají bez jejich odvozování. Shrnuty jsou v tabulce 3.1.

Důležitým poznatkem při transformaci NDP na HP je, že dochází k záměně kapacitorů za induktory a naopak. V případě pásmové propusti dokonce induktor NDP odpovídá sériovému LC obvodu a kapacitor zase paralelnímu. Pro pásmovou zadrž je to pak právě naopak.

**Tabulka 3.1:** Kmitočtové transformace NDP (převzato z [12]).

Typ filtru	Stavební prvky	
NDP		
DP	$L = \frac{l R_0}{\omega_p}$ 	$C = \frac{c}{\omega_p R_0}$ 
HP	$C = \frac{1}{R_0 \omega_p l}$ 	$L = \frac{R_0}{\omega_p c}$ 
PP	$L = \frac{R_0 l}{\Delta \omega}, C = \frac{\Delta \omega}{R_0 l \omega_m^2}$ 	$L = \frac{\Delta \omega R_0}{\omega_m^2 c}, C = \frac{c}{R_0 \Delta \omega}$ 
PZ	$L = \frac{\Delta \omega R_0 l}{\omega_m^2}, C = \frac{1}{R_0 l \Delta \omega}$ 	$L = \frac{R_0}{c \Delta \omega}, C = \frac{c \Delta \omega}{R_0 \omega_m^2}$ 

### 3.1.2 Butterworthova aproximace

Asi nejjednodušší aproximaci odvodil poprvé v roce 1930 britský fyzik Stephen Butterworth. Ta počítá s chybou  $\varepsilon = 1$ , čemuž odpovídá pokles přenosu o 3 dB na zlomové frekvenci. Strmost poklesu filtru v nepropustném pásmu je potom dána  $n$ -násobkem -20 dB na dekádu.

Butterworthova aproximace se někdy nazývá maximálně plochá, jelikož pro řád  $n$  má v daném bodě prvních  $n - 1$  derivací nulových. Zdroj [13] ukazuje, jak se z toho požadavku prostřednictvím Taylorova rozvoje dá odvodit její charakteristická funkce

$$\varphi(\Omega) = \Omega^n, \quad (3.9)$$

z čehož vyplývá přenos

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}}. \quad (3.10)$$

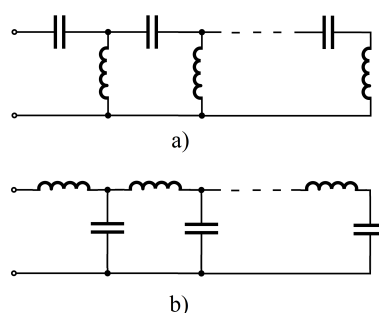
Analytické odvození samotné přenosové funkce je k vidění například v [12] a její finální tvar je

$$H(s) = \frac{1}{b_n(s)}, \quad (3.11)$$

kde  $b_n(\Omega) = b_0 + b_1s + \dots + b_{n-1}s^{n-1} + b_ns^n$  je Butterworthův polynom  $n$ -tého stupně. Kořeny tohoto polynomu leží na jednotkové kružnici v komplexní rovině a pro většinu používaných řádů jsou jejich vypočtené hodnoty tabelovány.

### 3.2 Příčková struktura LC filtrů

Na základě Cauerova algoritmu syntézy dvoubranu, popsané v [13], lze pro libovolnou zadanou přenosovou funkci odvodit dva tvary LC filtru. Tyto tvary jsou navzájem duální a umožňují realizovat jednu a tu samou imitanční funkci. Jejich podoba je na obrázku 3.2.



Obrázek 3.2: Tvary příčkové struktury LC filtru

Díky kmitočtovému a impedančnímu normování je možné tabelovat i hodnoty stavebních prvků NDP. Potom při návrhu filtru libovolné aproximace

není nutné hodnoty těchto prvků znovu počítat, ale lze je odečíst přímo z tabulek. Po odnormování podle vztahů z tabulky 3.1, jsou získány parametry transformovaných komponent příslušných typů filtru. Pro Butterworthovu aproximaci jsou hodnoty stavebních prvků NDP shrnuty v tabulce 3.2 až do řádu 10.

**Tabulka 3.2:** Normované hodnoty stavebních prvků Butterworthovy NDP [8]

$N$	$C1$	$L2$	$C3$	$L4$	$C5$	$L6$	$C7$	$L8$	$C9$	$L10$
1	2.000									
2	1.41421	1.41421								
3	1.00000	2.00000	1.00000							
4	0.76537	1.84776	1.84776	0.76537						
5	0.61803	1.61803	2.00000	1.61803	0.61803					
6	0.51764	1.41421	1.93185	1.93185	1.41421	0.51764				
7	0.44504	1.24698	1.80194	2.00000	1.80194	1.24698	0.44504			
8	0.39018	1.11114	1.66294	1.96157	1.96157	1.66294	1.11114	0.39018		
9	0.34730	1.00000	1.53209	1.87938	2.00000	1.87938	1.53209	1.00000	0.34730	
10	0.31287	0.90798	1.41421	1.78201	1.97538	1.97538	1.78201	1.41421	0.90798	0.31287
	$L1$	$C2$	$L3$	$C4$	$L5$	$C6$	$L7$	$C8$	$L9$	$C10$



## Kapitola 4

### Návrh zesilovače

Tato část se bude zabývat praktickým návrhem zesilovače. Před ním je obvykle nutné stanovit účel a požadované specifikace návrhu. Odvětví, ve kterém má být použit, bude mít velký vliv na celkové konstrukční uspořádání. Například od zesilovače pro použití ve zdravotnických přístrojích se bude zřejmě očekávat stejná úroveň spolehlivosti jako od toho použitého ve vojenských aplikacích. Nicméně vojenské zařízení bude pravděpodobně vystaveno horším okolním podmínkám a velkým výkyvům teplot, které lze v nemocničním nebo výzkumném prostředí jen těžko očekávat. Z těchto předpokladů je možné učinit rozvalu, které problémy bude potřeba konstrukčně řešit, ať už jde o parametry výstupního signálu, volbu součástek či teplotní stabilizaci.

I v rámci jednoho systému se lze pak setkat s různými typy zesilovačů. Například v rádiovém přijímači bude jistě za přijímací anténou následovat zesilovač s nízkým šumem a před reproduktorem výkonový s regulací zisku. Pro daný typ lze očekávat odlišný přístup při jeho návrhu. Nakonec i volba aktivní součástky bude mít v tomto ohledu velký význam.

Konstrukčními požadavky na zadaný zesilovač je využití SMD komponent a osazení konektory SMA na substrátu FR4 výšky 0,5 mm. Pro pracovní frekvenci v pásmu 500 MHz až 1 GHz z tohoto vyplývá omezení na výběr SMD součástek s vhodnými rozměry pro montáž na mikropáskové vedení. Specifika výstupu nejsou zadány. Pro návrhový postup je však typické vycházet ze zvolených hodnot parametrů výstupního signálu a jim přizpůsobovat obvodové řešení.

Výsledný obvod, jakož i zbylé tři, by měl být využíván především pro výukové účely na Katedře elektromagnetického pole FEL. Proto budou pro další postup vybrány typické hodnoty pro zesilovače malých signálů. Co se týče účinnosti, není návrh opět omezen. Napájení bude realizované pomocí laboratorního zdroje ve výukovém pracovišti. Proto byla zvolena pracovní třída A, zachovávající co největší linearitu a nejmenší zkreslení ve smyslu výstupního signálu.

Další omezení pak vychází z impedančního přizpůsobení. Jelikož se jedná o úzkopásmový návrh, je nutné zvolit frekvenci, na níž bude zesilovač přizpůsoben vzhledem k jeho vstupu a výstupu. Zvolena byla frekvence 700 MHz.

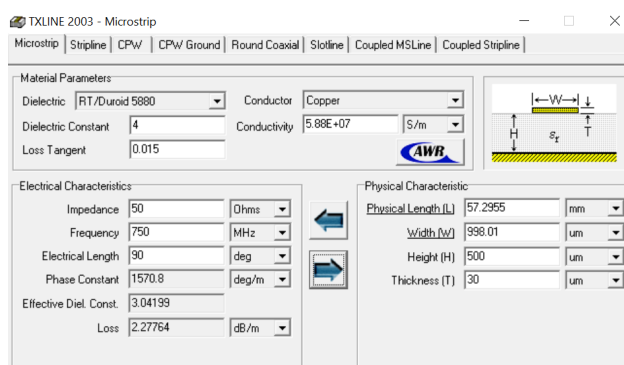
## 4.1 Návrh mikropáskového vedení

Pro substrát FR4, předepsaný zadáním, je nejdříve nutno stanovit rozměry propojovacího mikropáskového vedení. Pro další úvahy budou použity parametry substrátu shrnuté v tabulce 4.1.

**Tabulka 4.1:** Parametry substrátu FR4

Relativní permitivita $\epsilon_r$	4
Ztrátový činitel $tg\delta$	0,015
Tloušťka pokovení T	30 $\mu\text{m}$
Výška substrátu H	0,5 mm
Vodivost mědi	$5,88 \cdot 10^7$ S/m

K návrhu rozměrů vedení byl použit nástroj TXLINE, který je součástí návrhového prostředí AWR Microwave Office. Požadovanou vlastností vedení je hodnota její charakteristické impedance rovná 50  $\Omega$ . To je standardní hodnota impedance většiny mikrovlnných zařízení ve styčných rovinách. Její dodržování je nutné hlediska impedančního přizpůsobení zesilovače. V nástroji byla tato hodnota nastavena jako výchozí parametr společně s parametry substrátu z tabulky 4.1. Výstupem pak byla pro pracovní frekvenci 700 MHz šířka mikropásku kolem 0,998 mm. S ohledem na výrobní proces s určitou přesností bude dále uvažována šířka mikropásku 1 mm. Práce s nástrojem TXLINE je zobrazena na obrázku 4.1.



**Obrázek 4.1:** Nástroj TXLINE

Parametry substrátu i mikropáskového vedení byly dále v simulačním prostředí zadány pomocí jejich příslušných modelů. Konkrétně tedy prostřednictvím elementů MSUB a MLIN. Model MSUB v sobě zahrnuje údaje z tabulky 4.1 a sám vstupuje jako parametr do modelu úseku vedení MLIN, který dále definuje jeho délku a šířku.



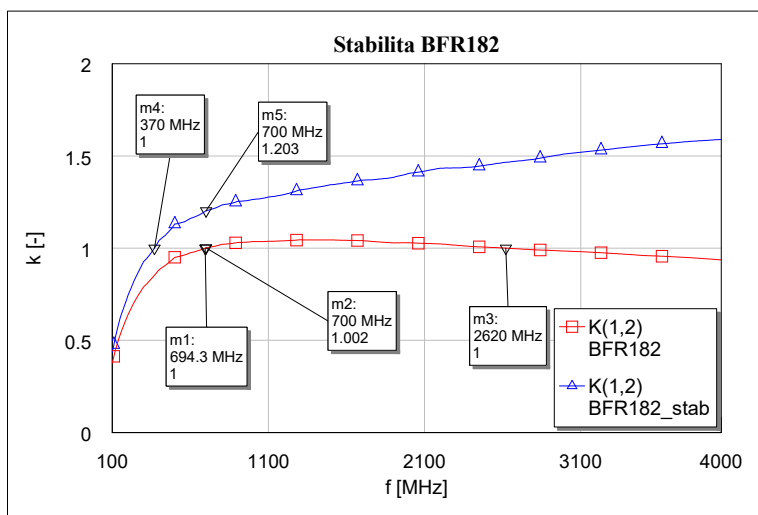
## 4.2 Výběr aktivního prvku

Rozmezí zadané pracovní frekvence 0,5 až 1 GHz se nachází těsně za dolním mezním kmitočtem pásma mikrovln. V této oblasti lze stále ještě výhodně využít bipolární technologii. Jako zesilovací prvek byl tedy zvolen transistor BFR182 od výrobce Infineon Technologies. Jedná se o nízkošumový tranzistor s tranzitní frekvencí 8 GHz. Vybrán byl pro svoje vlastnosti v blízkosti návrhové frekvence. Jelikož náplní práce bude jednostupňový návrh, je hlavním požadavkem na tranzistor jeho velký zisk. Výrobce udává na frekvenci 900 MHz v pracovním bodě [8 V, 10 mA] maximální dosažitelný zisk 18 dB.

Dalším kritériem výběru byly vhodné rozměry pouzdra pro povrchovou montáž, v tomto případě se jedná o typ SOT-23. Pro šířku pinů 0,4 mm všech tří vývodů je výrobcem doporučována šíře pájecích plošek pro montáž 0,8 mm, která se blíží šířce  $50\Omega$  propojovacího vedení navrženého v bodě 4.1.

## 4.3 Stabilizace aktivního prvku

Prostředí AWR MO umožňuje provádět řadu analýz a měření, ke kterým patří i vyšetření stability obvodu, či samotného prvku na základě výpočtu Rolettova činitele stability. Simulací bylo zjištěno, že na pracovní frekvenci 700 MHz se tranzistor nachází ve stavu téměř na hranici stability, viz obrázek 4.2. Frekvenční rozsah, kde je samotný tranzistor stabilní, je ohraničen frekvencemi, pro které platí  $k > 1$ . Tomu odpovídá pásmo 694,3 až 2620 MHz. Mimo tento rozsah je tranzistor potenciálně nestabilní a výsledný zesilovač by se v tomto pásmu mohl rozkmitat a zničit sebe i navazující obvody. Je tedy nutné faktor  $k$  tranzistoru zvýšit.



**Obrázek 4.2:** Stabilita tranzistoru BFR182 před a po zařazení stabilizačního odporu

Způsob kterým lze toto provést, je zařazení odporu vhodné velikosti do série s kolektorem. S takto upraveným tranzistorem lze pak při dalších simulacích počítat jako s navenek samostatnou součástí. Ideálně by bylo žádoucí dosáhnout alespoň hodnoty  $k = 1,1$ .

Je třeba též zohlednit fyzické rozložení pro pozdější realizaci. Nejprve byl definován substrát na základě parametrů z tabulky 4.1 a poté bylo možné propojit kolektor s rezistorem mikropáskovým vedením navrženým v bodě 4.1, který je v simulátoru zastoupen elementem MLIN. Ideálnímu rezistoru byl prozatím přiřazen typ pouzdra 0603, aby bylo možné počítat s jeho reálnými rozměry při kontrole rozložení návrhu. Výslednou strukturu lze pak dále v návrhu užívat jako samostatný „podobvod“, dostupný v kartě *elements*.

Pro hodnotu odporu  $R_{\text{stab}} = 50 \Omega$  sériově řazeného rezistoru, bylo na frekvenci 700 MHz dosaženo zvýšení parametru  $k$  na hodnotu 1,205, což je více než dostačující. Nicméně stabilita stále není zaručena v celém měřeném frekvenčním pásmu 100 MHz až 4 GHz. Pro frekvence nižší než 370 MHz stále není zajištěna podmínka stability. Později v návrhu tedy bude nutné provést modifikaci, která zaručí celkovou stabilitu výsledného obvodu i na nízkých frekvencích.

## 4.4 Napájecí obvod a pracovní bod

Z rozvahy o typu a účelu zesilovače z úvodu kapitoly je nasnadě vyvodit provozní parametry obvodu. Pro maximální rozkmit výstupního zesíleného signálu je vhodné vycházet z mezních parametrů tranzistoru BFR182 z katalogového listu. Konkrétně tedy z maximálního napětí mezi kolektorem a emitorem  $U_{\text{CEMax}} = 12 \text{ V}$  a z maximální hodnoty kolektorového proudu  $I_{\text{CMax}} = 30 \text{ mA}$ .

Zvolen byl tedy přibližný střed aktivní oblasti výstupních charakteristik tranzistoru o souřadnicích [6 V, 15 mA]. Přibližný proto, jelikož zde není uváženo saturační napětí  $U_{\text{CESat}}$  z V-A charakteristik. Jeho typická hodnota se u bipolárních tranzistorů udává jako 0,1 až 0,2 V a v případě BFR182 ho výrobce ani neuvádí v dokumentaci.

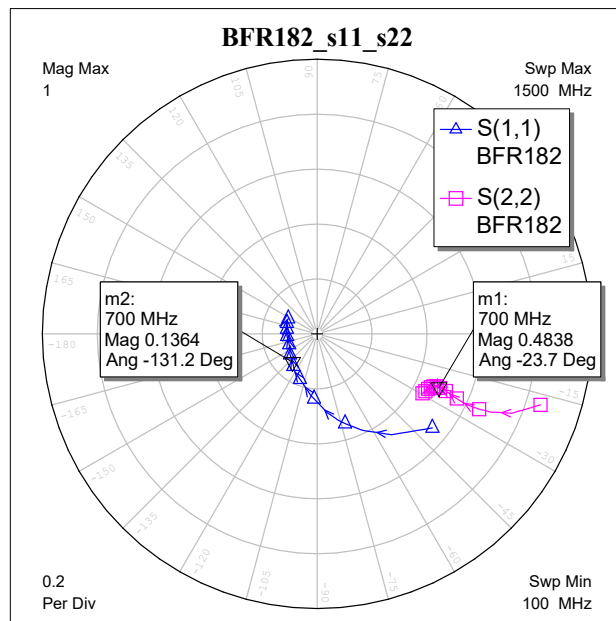
Pro vybraný pracovní bod jsou v rámci modelu tranzistoru, dostupného od výrobce, k dispozici s-parametry v rozsahu frekvencí 10 MHz až 6 GHz s krokem 5 MHz. Frekvenčně závislé charakteristiky jsou přitom v práci omezeny na pásmo 100 MHz až 4 GHz.

Navržený napájecí obvod do značné míry odpovídá zapojení na obrázku 2.2, je ale potřeba počítat s modifikací, kterou představuje stabilizační odpor  $R_{\text{stab}} = 50 \Omega$  v kolektorové větvi. Jím protéká proud  $I_{\text{C}} = 15 \text{ mA}$ , který na něm vytváří úbytek napětí 0,75 V. O tuto hodnotu bude snížen úbytek na odporu  $R_{\text{C}}$ . Hodnota napětí  $U_{\text{N}}$  externího zdroje odpovídá maximálnímu napětí  $U_{\text{CEmax}} = 12 \text{ V}$  tranzistoru BFR182. Pro zvolený pracovní bod byla hodnota  $R_{\text{C}}$  stanovena jako  $350 \Omega$ . Po dosazení těchto hodnot a typické velikost zesilovacího činitele proudu BFR182  $\beta_{\text{F}} = 100$  do rovnic v z bodu 2.2.5, byla vypočítána hodnota bázevého rezistoru  $R_{\text{B}} \doteq 40,33 \text{ k}\Omega$

## 4.5 Přizpůsobovací obvody

Jak už bylo řečeno, má obecně jakýkoli tranzistor na vstupu i výstupu odlišné impedance od standardních  $50 \Omega$ . Ani BFR182 použitý v práci není výjimkou, což dokazuje simulovaný frekvenční průběh jeho koeficientů odrazů na vstupu i výstupu na obrázku 4.3, kdy v zapojení se společným emitorem je jako vstup uvažována báze a jako výstup kolektor.

Účel přizpůsobovacích obvodů (PO) v tomto případě je tedy transformace obecné vstupní a výstupní impedance tranzistoru při dané frekvenci na standardní referenční hodnotu  $50 \Omega$ .



**Obrázek 4.3:** Frekvenční závislost  $s_{11}$  a  $s_{22}$  tranzistoru BFR182 (SE)

Oba obvody lze jednoduše realizovat pomocí bezztrátových reaktančních prvků. Z grafu 4.3 je patrné, že na návrhové frekvenci 700 MHz je odrážen větší výkon na výstupu tranzistoru než na jeho vstupu. Z toho lze apriori předpokládat, že hodnoty prvků vstupního PO budou patrně nižší, než v případě výstupního.

Před návrhem přizpůsobení je nejprve nutné určit optimální koeficienty odrazu, které by měl stabilizovaný tranzistor mít na svém vstupu a výstupu směrem „ven“, aby obě tyto brány byly zcela přizpůsobeny. Mimo to se jedná o komplexně sdružené koeficienty odrazů samotného tranzistoru, čehož bude dále využito. Výpočet koeficientů  $\Gamma_{Gopt}$  a  $\Gamma_{Lopt}$  lze s výhodou provést opět přímo v návrhovém prostředí, ovšem zde pod jiným označením. V nabídce měření jsou tyto parametry uvedeny jako GM1 a GM2. Jako výstup měření byla zvolena tabulka s hodnotami modulu a fáze daných veličin pro všechny frekvence. Pro další postup jsou ovšem zajímavé pouze hodnoty těchto parametrů na pracovní frekvenci 700 MHz, které jsou shrnuty v tabulce 4.2.

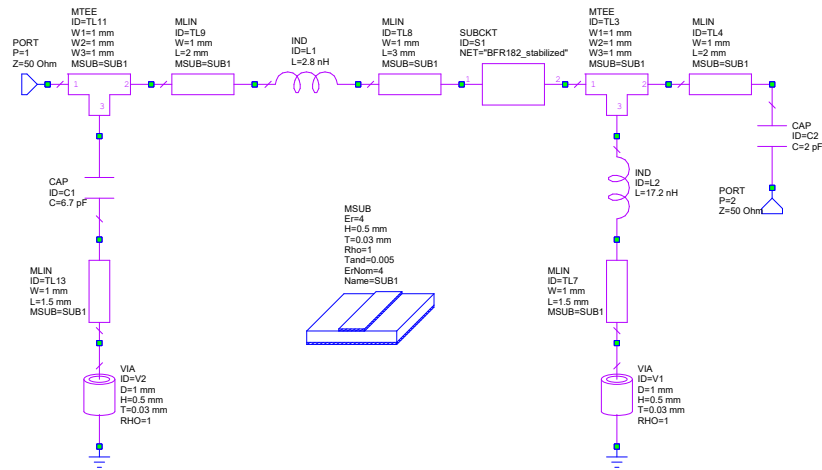
**Tabulka 4.2:** Hodnoty  $\Gamma_{\text{Gopt}}$  a  $\Gamma_{\text{Lopt}}$  na frekvenci 700 MHz

$ \Gamma_{\text{Gopt}} $	$\arg(\Gamma_{\text{Gopt}})$	$ \Gamma_{\text{Lopt}} $	$\arg(\Gamma_{\text{Lopt}})$
0,57196	$-171,25^\circ$	0,73408	$23,346^\circ$

Nyní lze přikročit k samotnému návrhu obvodů. AWR MO v sobě implementuje několik virtuálních prvků, které usnadňují návrh obvodů. Jedním z nich je element LTUNER, který pro všechny frekvence udržuje zadanou hodnotu vstupního koeficientu odrazu. Tou bude již zmíněná komplexně sdružená hodnota  $\Gamma_{\text{Gopt}}$  pro vstupní přizpůsobovací obvod a v případě výstupního zase  $\Gamma_{\text{Lopt}}$ .

Při návrhu přizpůsobovacího obvodu s využitím prvku LTUNER jde v principu o pohyb příslušného koeficientu odrazu ve Smithově diagramu, přičemž pro přizpůsobení je nutné dostat se do jeho středu. Pohyb je realizován po křivkách konstantní rezistence/admittance a reaktance, sériovým nebo paralelním řazením ideálních reaktančních prvků. Vždy existuje více kombinací prvků, které dosáhnou stejného požadovaného výsledku, tj. poloze koeficientu odrazu ve středu diagramu. Vhodný výběr pak lze založit na propojení okolních obvodů v rámci celého zesilovače.

Již v tomto momentě je výhodné a bezesporu nutné sledovat fyzické rozložení obvodu a zahrnout do návrhu i propojovací vedení mezi součástkami. Jeho vlivy jsou zahrnuty v jeho modelu MLIN, takže je možné brát v potaz útlumy i fázové posuny způsobené průchodem signálu mikropáskem.

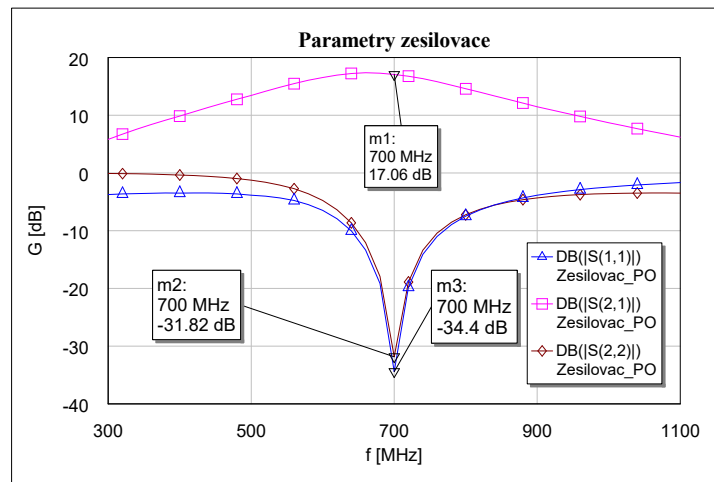
**Obrázek 4.4:** Impedanční přizpůsobení BFR182 v prostředí AWR MO

První nástin přizpůsobeného zesilovače je schematicky znázorněn na obrázku 4.4, který je vyexportován přímo ze simulátoru. Obsahuje modely propojovacího vedení MLIN, uzemňujících prokůvů VIA i prozatím soustředěné prvky.

Každá brána je přizpůsobena pomocí dvojice induktoru a kapacitoru. Ručním laděním jejich hodnot indukčnosti a kapacity při pohybu ve Smithově

diagramu, byly koeficienty odrazu posunuty do jeho středu. V této fázi byly délky propojovacích úseků zvoleny v rozsahu 1 až 3 mm, libovolně bez hlubšího odůvodnění. Později je ale bude jistě nutné podle potřeby upravit.

Pro zapojení se společným emitorem platí, že emitor je z hlediska vysokofrekvenčního signálu uzemněn. Model od výrobce uvažuje pouze toto zapojení a tranzistor samotný tak v původní i ve stabilizované verzi s označením S1 na obrázku 4.4 postrádá třetí vývod odpovídající emitoru. Přesto však platí, že pro paralelní řazení prvku, např. vzhledem ke vstupní bráně (báze), je jeden jeho vývod spojen s bázovou větví a druhý přes prokov uzemněn. Analogicky tomu tak bude i v případě výstupní kolektorové brány.



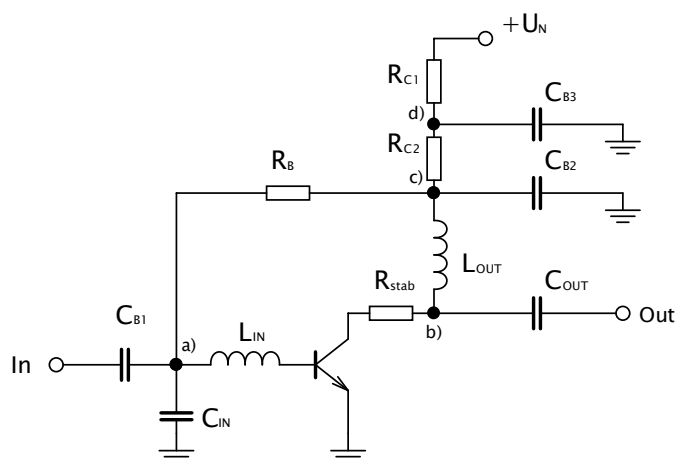
Obrázek 4.5: Parametry přizpůsobeného zesilovače

Obrázek 4.5 představuje graf průběhů zisku a útlumu odrazů na obou branách dosavadního návrhu zesilovače. Dopředný výkonový zisk nemá bez dobrého přizpůsobení velký význam. V tomto případě se ale od obou bran odráží méně než tisícina dopadajícího výkonu. Hodnota zisku 17 dB má tedy smysl.

## 4.6 Obvodové zapojení a stabilizace zesilovače

V tomto bodě nastal čas pro sloučení napájecího a dvou přizpůsobovacích obvodů. Bylo potřeba vymyslet vhodné propojení tak, aby nebyla narušena jejich vlastní funkce. Nyní se ukázala výhoda vhodně vybrané kombinace prvků ve výstupním PO. Paralelně předřazenou cívku před sériovým kondenzátorem lze výhodně využít pro napojení napájecí části zesilovače. Z hlediska stejnosměrné analýzy se tato cívka chová jako drátové propojení. Uzemněný konec cívky byl přepojen do uzlu c) ve schématu na obrázku 4.6. Její uzemnění na vysokých frekvencích je zajištěno prostřednictvím kondenzátoru  $C_{B2}$ .

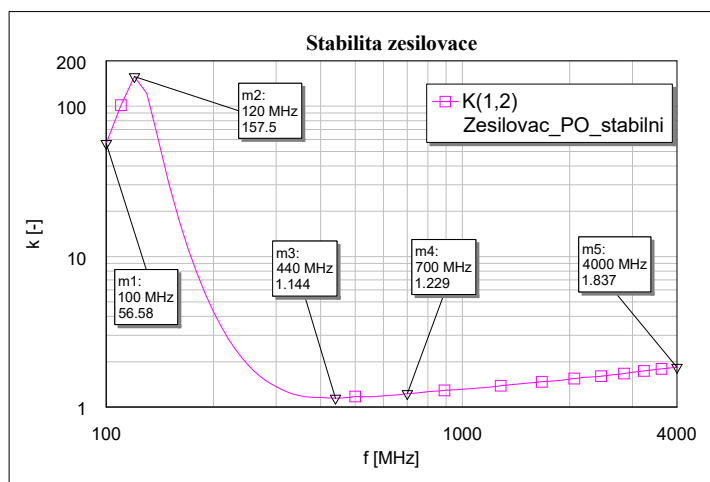
Pro stabilitu celého zesilovače, je ale nutné zajistit, aby na výstupu (kolektor) tranzistor „viděl“ i na nízkých frekvencích reálnou impedanci  $50 \Omega$ . Toho bylo docíleno rozdělením rezistoru v kolektoru na dva sériově zapojené o hodnotách odporu  $50 \Omega$  a  $300 \Omega$  tak, aby nebyl narušen stejnosměrný



**Obrázek 4.6:** Přizpůsobený zesilovač s napájecím obvodem

napájecí obvod. Induktor ve výstupním přizpůsobovacím obvodu představuje poměrně nízkou reaktanci pro nízkofrekvenční (NF) signál. Proto bylo nutné vhodně zvolit hodnotu kapacity  $C_{B2}$  tak, aby pro tento signál vykazovala vysokou impedanci, a nebyl tak skrz ní sveden do země. V cestě signálu pak stojí zmíněný rezistor  $R_{C2}$ , který stabilizuje celý zesilovač. Za ním následuje blokový kondenzátor  $C_{B3}$ , který má naopak za úkol svést NF signál za stabilizačním rezistorem do zemní roviny. Jako vhodná se ukázala kombinace hodnot  $C_{B2} = 100 \text{ pF}$  a  $C_{B3} = 1 \text{ }\mu\text{F}$

Dále byl přidán blokový kondenzátor  $C_{B1}$  na vstup samotného zesilovače, pro stejnosměrné oddělení od generátoru. Na výstupu tuto funkci plní kapacitor  $C_{OUT}$ , který je součástí přizpůsobovacího obvodu.



**Obrázek 4.7:** Přizpůsobený zesilovač s napájecím obvodem

Nakonec byla v návrhovém prostředí zkoumána stabilita výpočtem Rolletova faktoru  $k$ , tentokrát však pro celý zesilovač. Jeho frekvenční závislost v rozsahu 100 MHz až 4 GHz s logaritmickým měřítkem na obou osách je

k vidění v grafu 4.7. Z něj je patrné, že v tomto pásmu je zesilovač stabilní. Minimální hodnoty 1,144 průběh nabývá v bodě markeru m3 na frekvenci 440 MHz. Požadavek na minimální hodnotu 1,1 parametru  $k$  z kapitoly 4.3 je nyní splněn pro celkový obvod zesilovače v celém měřeném pásmu.

## 4.7 Optimalizace

V návrhovém prostředí AWR MO je pro účely ladění implementována optimalizace prostřednictvím sady iteračních algoritmů. Optimalizovat je možné nejružnější parametry na základě požadovaného cíle optimalizace a frekvenčního rozsahu, ve kterém má být splněn.

V případě zesilovače byl požadován útlum odrazů na pracovní frekvenci alespoň 20 dB a zisk 16 dB. Do cílů optimalizace ovšem byly jako požadavky na útlum odrazů zadány čísla o dva řády vyšší, aby byl výsledek co nejlepší možný.

V prvním kroku optimalizace byly rozmítány hodnoty kapacit a indukčností soustředěných prvků, tvořící vstupní a výstupní PO, v rozsahu 20 % jejich původní nominální hodnoty. Pokud parametrizovaná hodnota při optimalizaci narazila na jednu z mezí, byla tato mez snížena resp. zvýšena podle potřeby.

Jako nejrychleji konvergující se ukázal algoritmus *Pointer robust*. Po skončení několika tisíců iterací optimalizace algoritmus skončil s relativně nízkou odchylkou od zadaných cílů.

Po optimalizaci hodnot soustředěných prvků bylo přikročeno k ladění délek jednotlivých úseků propojovacího mikropáskového vedení. Parametrizace musela být provedena tak, aby fyzické rozložení výsledného zesilovače bylo možné reálně vytvořit. Tímto způsobem byla odchylka od cílových požadavků snížena o několik řádů a výsledek tedy předčil minimální požadavky ze začátku této sekce.

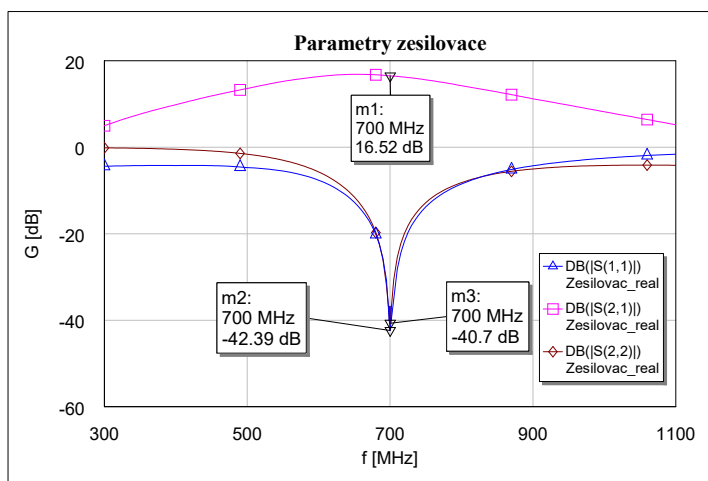
## 4.8 Zařazení reálných prvků

Posledním krokem v návrhu bylo nahrazení dosavadních ideálních prvků v simulačním prostředí reálnými modely součástek od konkrétních výrobců. V případě cívek byly preferovány výrobky od firmy Coilcraft, protože ke každé sérii produktů poskytují volně k dispozici s-parametry a modely SPICE pro celý její hodnotový rozsah [14]. Ze stejných důvodů byla v případě kondenzátorů nejčastější volbou firma MURATA. Tento výrobce provozuje vlastní webovou aplikaci s názvem *SimSurfing* [15], kde jsou k dispozici volně ke stažení s-parametrové modely pro všechny řady produktů výrobce.

Ideální prvky v návrhovém prostředí byly postupně zaměňovány za modely reálných součástek vycházejících z dat měřených s-parametrů od výrobce. Po každé výměně byly sledovány změny na parametrech zesilovače a v případě nutnosti byly některé hodnoty elementů simulátoru a ideálních součástek opět optimalizovány.

Dosavadní ideální napěťový zdroj  $U_N$  byl nahrazen regulátorem napětí UA78L12ACPK od výrobce Texas Instruments. Jedná se o lineární regulátor s výstupním napětím 12 V a maximálním výstupním proudem 100 mA, který dostatečně pokryje odběr zesilovače v maximu rozkmitu vstupního signálu. I když to podle dokumentace výrobce [16] není nutné, byl k jeho vstupu paralelně předřazen blokovací kapacitor o doporučené hodnotě 330 nF a na výstupu kapacitou 100 nF. Tyto kapacitory mají za úkol předejít případnému rozkmitání v napájecí části. Do návrhu rozložení byl zahrnut motiv osazovacích plošek pro pouzdro SOT-89-3 regulátoru i okolní kapacity. V místě emitoru tranzistoru BFR182 byla vytvořena lichoběžníková ploška pro jeho uzemnění. To je realizováno dvěma prokovy, aby byla minimalizována indukčnost mezi emitorem a zemní rovinou.

Výsledné fyzické rozložení zesilovače je k vidění v příloze B. Na obrázku 4.8 lze vidět dosažené parametry.



**Obrázek 4.8:** Parametry optimalizovaného zesilovače s reálnými součástkami.



## Kapitola 5

### Návrh filtrů

V této kapitole bude popsán návrh filtrů typu dolní propust (DP), horní propust (HP) a pásmová propust (PP) ve stejném frekvenčním pásmu, v jakém byl navržen zesilovač. I zde bude nutné předem počítat s fyzickým rozložením konečné realizace, a zahrnout tak do simulací propojovací vedení, které je shodné s tím navrženým v předchozí kapitole.

Společným výchozím bodem všech filtrů bude návrh NDP Butterworthovy aproximace, jejíž transformací budou získány všechny zadané typy filtrů. Lze očekávat, že vlivy reálných vlastností vedení i pozdější zařazení modelů skutečných součástek naruší přesné polohy pólů a nul ideální přenosové funkce aproximace. Proto budou ideální průběhy přenosu a útlumu odrazů sloužit jako reference, které vymezují požadovaný tvar skutečných průběhů.

Dalším společným znakem bude požadavek na co nejmenší hodnoty indukčností v příčkové struktuře filtru a jejich co možná nejmenší počet. Eliminují se tak odpory vinutí cívek, které způsobují ztráty a tedy existenci vloženého útlumu. To tedy znamená, že bude upřednostňován takový tvar struktury ze dvou možných popsáných v sekci 3.2, který této restrikci vyhovuje.

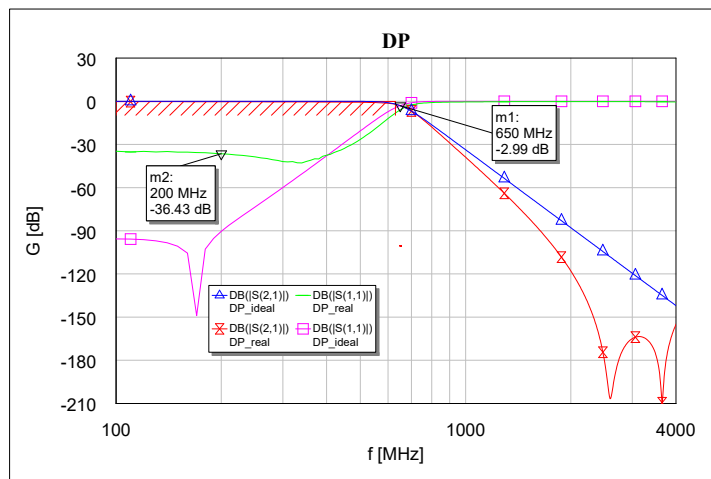
Vzhledem k zachování symetrie bude návrh omezen na struktury lichého řádu, konkrétně byl zvolen řád  $N = 9$  pro všechny typy filtrů. Symetrie zaručuje reciprokost obvodů, tedy záměnu vstupu za výstup a naopak. To umožňuje při návrhu sledovat útlum odrazů pouze na jedné bráně a jeden přenos z brány na druhou. Pro zbylou bránu bude výsledek shodný.

#### 5.1 Dolní propust

Pro dolní propust byla zvolena zlomová frekvence 650 MHz. Z tabulky 3.2 byly odečteny příslušné normované hodnoty indukčností a kapacit pro řád  $N = 9$ . Nižšího počtu induktorů lze dosáhnout, pokud první prvek příčkové struktury bude kapacitor.

Prvky Butterworthovy NDP byly postupně odnormovány podle vztahů z tabulky 3.1 a sestaveny do výsledného zapojení filtru v prostředí AWR MO. Při analýze obvodu jsou vnitřní impedance zdroje a impedance zátěže zastoupeny prvkem PORT, který je součástí nabídky elementů prostředí. Ty jsou implicitně nastaveny na standardní hodnotu  $50 \Omega$ .

Simulovaný ideální obvod odpovídal svými průběhy zisku a útlumu odrazů teoretickým předpokladům z 3.1.2, viz závislosti  $DB(|S(1,1)|)$  DP\_ideal a  $DB(|S(2,1)|)$  DP\_ideal grafu na obrázku 5.1.



**Obrázek 5.1:** Parametry referenční a navržené dolní propusti.

Poté bylo přikročeno k náhradě ideálních spojů modely úseků mikropáskového vedení, každé o délce 1 mm. Podle předpokladu došlo k narušení hladkého průběhu dopředného výkonového zisku a k výraznému poklesu útlumu odrazů.

Nastal tedy čas pro optimalizaci všech parametrů, respektující minimální délky vedení pro pozdější osazení skutečnými součástkami. Hodnoty soustředěných prvků byly parametrizovány zrcadlově vzhledem ke středové ose obvodu tak, aby při optimalizaci nedošlo k narušení symetrie vstupu a výstupu. Optimalizací došlo k odchylce velikostí indukčností a kapacit od hodnot stanovených pro ideální obvod.

Po optimalizaci délek vedení a hodnot prvků zbývalo pouze jejich nahrazení s-parametrovými modely. Pro návrh filtru byly vybrány součástky pouze od výrobce MURATA, v tomto případě tedy i cívky. Důvodem byla až pětinasobná cena za cívku shodných parametrů od výrobce Coilcraft. Při malém odběru součástek od prodejce by byl v opačném případě rozdíl v ceně za prototyp obvodu propastný.

Postup systematického nahrazování ideálních prvků za modely z reálných změřených dat zůstal od návrhu zesilovače v předchozí kapitole shodný. Nejprve byl prvek zaměněn a pokud došlo k výrazné změně sledovaných parametrů filtru, byla následně spuštěna optimalizace v řádu několika tisíců iterací. Jejím cílem byly nastaveny tak, aby nežádoucí chování vlivem skutečných vlastností nahrazené součástky bylo eliminováno.

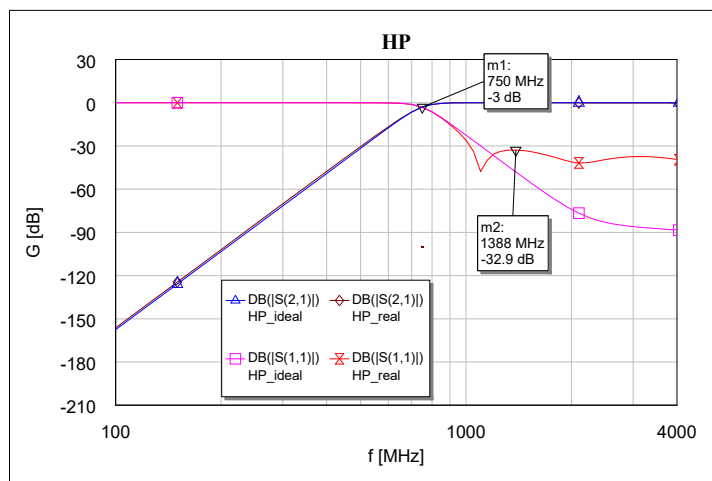
Závislosti koeficientu odrazu a koeficientu přenosu v decibelech výsledné dolní propusti ( $DB(|S(1,1)|)$  DP\_Real a  $DB(|S(2,1)|)$  DP\_Real) lze srovnat s ideální Butterworthovou aproximací na obrázku 5.1. Byla dodržena hodnota útlumu 3 dB na zlomové frekvenci, od níž se s rostoucí frekvencí útlum dále zvyšuje strměji. V propustném pásmu bylo dosaženo útlumu odrazů

pod 30 dB, což představuje velmi dobré impedanční přizpůsobení.

## 5.2 Horní propust

Postup návrhu dolní propusti byl až na pár změn analogický jako v předchozím případě. S ohledem na záměnu induktorů za kapacitory při transformaci NDP na HP, byl zvolen druhý tvar příčkové struktury, aby byl počet cívek výsledné realizace menší než počet kondenzátorů. Další změna se týkala zlomové frekvence. Ta byla pro tento filtr zvolena 750 MHz. Vzhledem tedy k analogickému postupu jako v případě návrhu DP, bude jeho popis vynechán a budou pouze diskutovány dosažené výsledky.

Průběhy parametrů navržené horní propusti spolu s referenční Butterworthovou aproximací jsou vyneseny v grafu na obrázku 5.2. V nepropustném pásmu je útlum nepatrně odchylen od ideálního průběhu, čemuž odpovídá jeho zhoršená strmota. To je ovšem cena za impedanční přizpůsobení v propustném pásmu, kde v celém jeho rozsahu je útlum odrazů větší než 30 dB. I zde byl zachován útlum 3 dB na zlomovém kmitočtu.



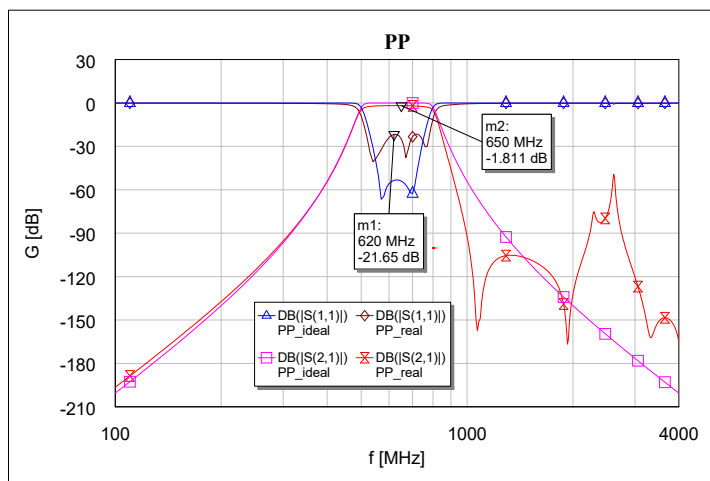
Obrázek 5.2: Parametry referenční a navržené horní propusti.

## 5.3 Pásmová propust

U tohoto typu filtrů bylo zbytečné uvažovat o vhodném tvaru příčkové struktury, jelikož se všechny prvky NDP transformují na buď sériový nebo paralelní LC obvod a počet induktorů i kapacitorů je stejný. Reálné cívky s vyššími hodnotami indukčnosti mají obecně nižší frekvence vlastní rezonance, jak vyplývá z Thomsonova vztahu aplikovaného na náhradní obvod cívky [17]. Za hranicí vlastní rezonance cívky pozbývají svého induktivního charakteru. Proto byly spočteny hodnoty pro oba příčkové tvary a zvolen ten, u kterého vycházely indukčnosti nižší.

Hodnoty výsledných indukčností jsou závislé i na rozsahu propustného pásma, jak je vidět v příslušných transformačních vztazích v tabulce 3.1. Jejich velikosti jsou nepřímo úměrné jeho šířce, kdežto velikosti kapacit zase přímo. Proto bylo propustné pásmo filtru zvoleno v rozmezí frekvencí 500 až 800 MHz, pro něž indukčnosti vycházely hodnotami pod 50 nH.

Návrh PP s reálnými součástkami se ukázal oproti předchozím jako nejproblematictější, nešlo ho totiž dost stabilně přizpůsobit. Strmost nárůstu útlumu v levém nepropustném pásmu se od reference odchyľuje a je tedy pomalejší. Opět jako v případě HP je toto výsledkem požadavku dostatečného útlumu odrazů v propustném pásmu, tentokrát však pouze 20 dB. V něm navíc filtr vykazuje vložený útlum zhruba 2 dB, což je zapříčiněno sériovým odporem vinutí stále poměrně velkých indukčností. V pravém nepropustném pásmu je strmost poklesu přenosu výrazně vyšší oproti referenční Butterworthovy aproximace viz obrázek 5.3.



**Obrázek 5.3:** Parametry referenční a navržené pásmové propusti

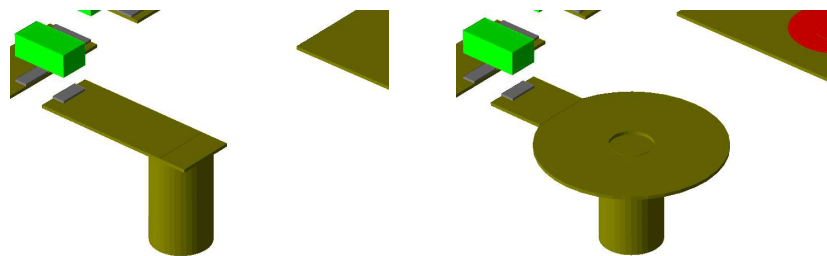
## Kapitola 6

### Realizace

Bylo rozhodnuto, že celá výroba proběhne svépomocí přímo na pracovišti vedoucího. Příprava pro ruční výrobu navržených obvodů tedy odpovídala postupu při výrobním procesu desek plošných spojů DPS v amatérských podmínkách. Nejprve však bylo potřeba provést úpravy v návrzích, které budou respektovat postup fyzického výroby.

#### 6.1 Prokovy

Dosud bylo v simulátoru počítáno s ideálními prokovy, propojující horní vrstvu mědi se spodní rovinou země. Prvek VIA reprezentující tyto zemnicí body je definován svým průměrem a odpovídajícími parametry substrátu, ve kterém je umístěn. V prohlížeči fyzického rozložení tento prokov má podobu válce z odpovídajícího materiálu, který prostupuje celou hloubkou substrátu.



(a) : Prokov pod mikropáskem

(b) : Prokov s pájecí ploškou

**Obrázek 6.1:** Prokovy

Pro tvorbu prokovů ve fyzické realizaci byla k dispozici sada měděných nýtků o průměrech 0,6 až 1,2 mm s krokem 0,2 mm. Zvolen byl rozměr 0,8 mm, pro který se ukázal jako ideální průměr předvrtané díry 1 mm.

I definovaně rozšířený konec nýtu po jeho zafixování v díře by ale nemusel být s vrstvou metalizace v dobrém kontaktu. Kvůli tomuto předpokladu musela být vytvořena ploška o vhodném tvaru, ke které při fyzické realizaci bude nýt navíc připájen.

Navržená ploška má tvar mezikruží, jehož středový výřez bude sloužit

k navádění vrtáku. Pro kruhový tvar plošky by mohlo při vrtání děr dojít k poskakování vrtáku po vrstvě mědi. Odhalený substrát by tedy měl zabránit sklouznutí jeho špičky stranou od místa, kde má díra být správně vyvrtána. Vnější průměr mezikruží byl zvolen jako 3 mm, který pro definovaný konec nýtu rozšířený na 1,5 mm představuje rezervu 0,75 mm od jeho hrany ke kraji plošky. Průměr výřezu byl zvolen 0,7 mm, což je pro 1mm vrták ideální hodnota. Pod střed plošky byl ještě umístěn samotný válcový prokov, který symbolizuje měděný nýt.

Nestandardní motivy metalizace, které mají být v rámci simulace též analyzovány lze v prostředí AWR MO zadefinovat jako tzv. EM struktury. V podstatě se jedná o úroňové kreslení motivů z vodivých vrstev. Nakreslenému tvaru je nutné určit alespoň jedno rozhraní (Edge port), pro které bude spuštěna analýza fyzického chování. Tvar je nutné rozdělit do 2D sítě, jejíž jemnost určuje přesnost výpočtu podoby elektromagnetického pole buzeného z daného rozhraní. Prostředí AWR MO má v sobě implementováno více fyzických simulátorů. Pro analýzu navržené plošky byl zvolen implicitně nastavený simulátor AXIEM. Ten provede polní analýzu z rozložení proudu ve struktuře a jeho výstupem jsou s-parametry této struktury v zadaných bodech.

Navrženou EM strukturu lze dále využívat jako nový element návrhového prostředí, který má počet bran rovný počtu rozhraní definovaných v její analýze. Touto strukturou byly tedy nahrazeny veškeré zemnicí body ve všech obvodech. To způsobilo menší rozladění parametrů obvodů na žádaných frekvencích. Proto byla naposledy spuštěna optimalizace, tentokrát však pouze délek spojů tak, aby byl tento nežádoucí vliv vykompenzován.

## 6.2 Tvorba masek

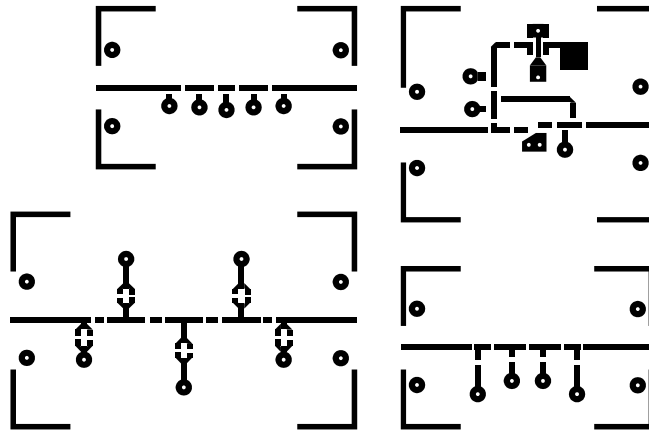
Poslední úpravou fyzického rozložení bylo přidání pomocných oddělovacích hran desek a naváděcích mezikruží pro vrtání otvorů, kterými budou provlčeny upevňovací šrouby SMA konektorů. Pak už mohlo být přikročeno k 'samotné tvorbě masek pro fotolitografické přenesení všech motivů na vrchní vrstvu mědi substrátu. Protože výroba probíhá přímo na katedře, není potřeba výstup z návrhové softwaru v souborovém formátu obsahující veškerá technologická data pro výrobu stroji v profesionální lince.

Místo toho bylo zapotřebí vygenerovat motivy vrchní vrstvy metalizace všech obvodů v měřítku 1:1 ve formátu PDF určený pro tisk. Nejprve však byly sloučeny do jednoho náhledu rozložení, aby se daly všechny obvody vytvořit jednou maskou naráz.

Samotný simulátor AWR MO v sobě funkci exportu do PDF neimplementuje. Tento problém se dal obejít vyexportováním náhledu do souboru ve formátu Gerber, což je standard většiny návrhových softwarů DPS. Tento soubor byl následně otevřen v programu KiCad. Ten umožňuje tisk libovolné vrstvy tohoto souboru do formátu PDF v měřítku 1:1 i s možností tisk zrcadlově obrátit. To je v tomto případě výhodné, protože při přenosu masky na připravenou desku je žádoucí, aby jí byl vytištěný motiv co nejlíže.

Zrcadlový potisk umožňuje aby byl toner potisku přímo v kontaktu s deskou a nebyl oddělen tloušťkou folie, skrz kterou by se při fotolitografii mohlo dostat světlo a narušit ostrost hran.

Výsledná jednotná maska byla vytištěna v typografickém studiu AMOS v Praze na Proseku, kde v nabídce byla možnost tisku na průhlednou fólii tloušťky 30 mikronů s vysokým rozlišením. Vytištěný motiv masky je k vidění na obrázku 6.2.



Obrázek 6.2: Fotolitografická maska obvodů

## 6.3 Příprava desek

Ze zadaného materiálu byla vyříznuta deska o rozměru  $13 \times 8,5$  cm. Ta musela být nejprve řádně očištěna kvůli následnému postříku fotorezistem. Ten v kontaktu s nečistotami má tendenci po zaschnutí vytvářet nedokonalosti v nanesené vrstvě, typicky bublinky a tečky. K čištění byl použit jemný písek a navlhčený hadřík, kterým se mechanicky odstraní veškeré znečištění.

Následoval zmíněný nástřik jedné strany fotorezistem Positive 20 ve spreji od výrobce Kontakt Chemie. Deska pak byla uložena na tmavém místě, aby fotorezist mohl zaschnout a nebyl přitom vystaven okolnímu světlu. Po zaschnutí byla pomocí lepicí pásky zafixována folie s maskou na nastříkanou stranu desky, která pak byla vložena na čtyři a půl minuty pod vyvolávací světlo. Podle výrobce se doba expozice světlem má pohybovat pod hranicí 2 minut. Použitý lak s fotorezistem byl ovšem už starší a tato doba byla tedy prodloužena.

Dalším krokem bylo vyvolání exponované desky v lázni chloridu sodného. Již od pohledu bylo poznat, že i doba vyvolávání bude delší než výrobce udává, opět nejspíš kvůli stáří laku. Motiv se v lázni začal objevovat až po delší době za pohybu vany s leptadlem. Nakonec byl ale odleptán veškerý exponovaný fotorezist.

Nyní měla být odleptána nežádoucí měď v lázni chloridu železitého. Předtím však musela být před odleptáním ochráněna spodní vrstva metalizace tvořící

zemnicí rovinu. K tomu byl použit běžný bílý auto-lak ve spreji, který byl po nanesení na spodek desky nechán půl hodiny zaschnout. Po lázni byl lak seškrábán a dočištěn acetonem, stejně jako zbytek desky.

Poté zbývalo oddělit jednotlivé obvody od sebe pákovými nůžkami na plech. Řezy byly vedeny podél naváděcích hran vytvořených v měděné vrstvě na začátku předchozí sekce. Nakonec byly brusným papírem zabroušeny ostré hrany oddělených obvodových destiček.

## 6.4 Vrtání prokůvů a osazení součástek

Na stojanové mikrovrtače byly vyvrtány díry pro fixaci SMA konektorů i pro prokovy, kterými byly následně prostrčeny měděné nůty. Ty byly umístěny tak, že jejich definovaně rozšířené konce byly v kontaktu se zemnicí rovinou, zatímco přebytek druhého konce byl seříznut skalpelem podél vrchní strany destiček. Oba konce se poté ještě zapájely cínovou pájkou.

Posledním krokem tvorby obvodů bylo jejich osazení povrchově montovanými součástkami. Při osazování dolní propusti došlo ke zničení jedné cívky a kondenzátoru. Ty byly nahrazeny součástkami odpovídajících parametrů. V ostatních případech se podařilo osadit všechny součástky správně.



## Kapitola 7

### Ověření funkce obvodů

Po úspěšném zhotovení obvodů přišlo na řadu ověření jejich funkce měřením. To probíhalo na vektorovém analyzátoru Agilent E8364A v rozsahu 100 MHz až 4 GHz. Ten byl zkalibrován z předchozího měření v rámci provozu laboratoře. Použité SMA konektory byly na každé bráně zafixovány dvěma šroubky k hliníkovému obrobku vespodu destičky. Od zapouzdření obvodů do krabiček bylo upuštěno. Po proměření jednotlivého obvodu z něj byla použita dvojice konektorů vždy demontována a přidělena na destičku obvodu následujícího. Takto byly postupně změřeny parametry všech navržených obvodů. Stažená data ve formátu Touchstone (.s2p) z analyzátoru obsahují moduly a fáze příslušných s-parametrů a bylo tak možné je načíst opět do simulátoru AWR MO a porovnat přímo s návrhy. S ohledem na přehlednost budou v grafech filtrů, srovnávajících simulace s realitou, vynášeny koeficienty přenosu a odrazu v decibelech pouze pro směr z první brány ke druhé. Lze předpokládat, že pro opačný směr budou vycházet podobně, přestože obvody nebudou ideálně reciproké. Pro tento směr budou grafy přiloženy v příloze na konci práce.



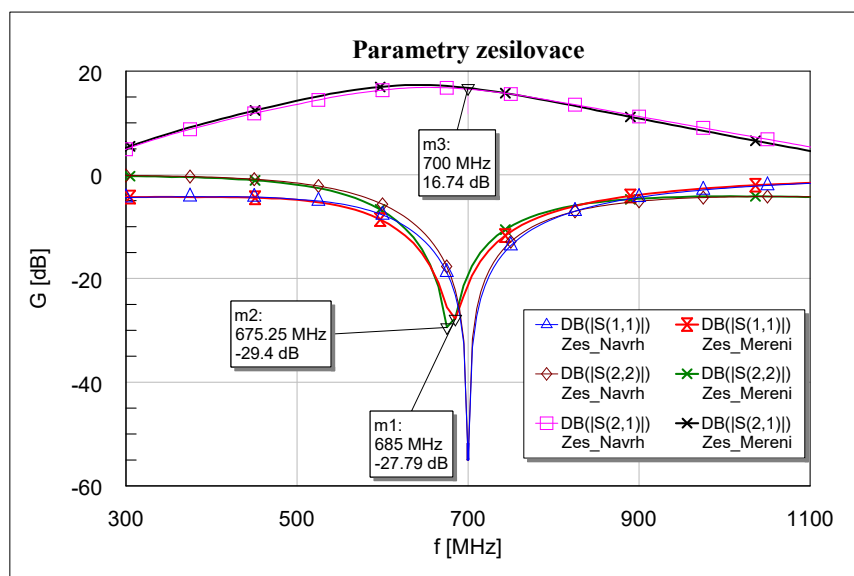
Obrázek 7.1: Měřicí pracoviště

#### 7.1 Měření zesilovače

Pro funkci zesilovače musel být použit laboratorní zdroj napětí. Maximální vstupní napětí regulátoru UA78L12ACPK je podle katalogu [16] 27 V.

Nicméně předřazený kondenzátor 330 nF je dimenzován na maximální napětí 16 V. Výstup laboratorního zdroje byl tedy nastaven na 14 V a svorkovým kabelem připojen na drátek připájený ke vstupu regulátoru.

Již na obrazovce analyzátoru bylo vidět, že průběhy se svým tvarem podobají očekávanému výstupu. Nicméně hodnoty a frekvence na níž se nacházely neodpovídaly přesně návrhu, což bylo později i ověřeno v návrhovém prostředí odečtením pomocí markerů.

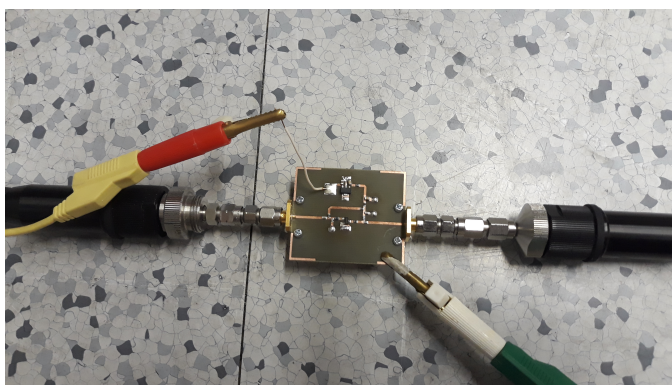


**Obrázek 7.2:** Porovnání změřených dat s parametry návrhu zesilovače.

V grafu 7.2 jsou tlustší čarou vyneseny změřené průběhy dopředného zisku a útlumu odrazů obou bran zesilovače. Zatímco průběh zisku věrně odpovídá návrhu, u útlumu odrazů již toto tvrzení neplatí. Hned si lze všimnout posunu „zářezu“ v obou útlumových průbězích směrem k nižším frekvencím. Konkrétně je maximální útlum vstupních odrazů 29,4 dB posunut na frekvenci 685 MHz a výstupních 27,79 dB zase na 675,25 MHz.

Po poslední úpravě a optimalizaci návrhu z bodu 6.1 bylo přizpůsobení obou bran dimenzováno na hodnoty o dva řády vyšší. Tento posun hodnot s jejich současným poklesem indikoval chybu v návrhu, kterou nebylo možné dlouho najít. Až nakonec byla objevena chyba v parametrech definujících substrát. Relativní permitivita substrátu FR4 se u různých výrobců liší. U polotovaru DPS dodaným katedrou nebyl výrobce zjištěn. Hodnota relativní permitivity pro tento materiál se může pohybovat poměrně velkém rozsahu 3,8 až 4,7. Ta je navíc i frekvenčně závislá a vyšších čísel nabývá při nižších frekvencích mikrovln [18], kam spadá i tato práce. Pro ověření této hypotézy bylo nutné se vrátit do simulačního prostředí AWR MO a v elementu MSUB, definující substrát, změnit příslušnou konstantu. Po jejím zvýšení na číslo 4,7 byla spuštěna znovu analýza celého obvodu.

Výsledek simulace hypotézu podpořil. Došlo k posunu minim simulovaných koeficientů odrazu v decibelech a ke zvýšení jejich hodnot, čemuž odpovídá



**Obrázek 7.3:** Zesilovač připojený k vektorovému analyzátoru E8364A

snížení útlumu odrazů na vstupu i výstupu zesilovače. V příloze A je k vidění porovnání měřených a nově simulovaných dat.

I když výsledná realizace se rozchází s původním výchozím bodem z kapitoly 4, který určoval střední frekvenci úzkopásmového návrhu na 700 MHz, stále byly splněny požadavky zadání. I tak se jedná o zesilovač se ziskem nad 16 dB, který je dobře přizpůsoben v pásmu 663 až 698,3 MHz (šířka pásma 35,3 MHz), kde je útlum odrazů na obou branách větší než 20 dB.

## 7.2 Měření dolní propusti

Chyba v hodnotě relativní permitivity ve všech původních návrzích se projevila v každém realizovaném obvodu. V případě dolní propusti naštěstí v malé míře. Strmost poklesu přenosu odpovídá filtru 9. řádu. V celém propustném pásmu vykazuje filtr vložený útlum kolem 0,5 dB. S ohledem na tento fakt byla zlomová frekvence odečtena v místě poklesu zisku na hodnotu -3,5 dB. Tato hodnota nastává při kmitočtu 638,1 MHz, což je skoro o 12 MHz méně, než bylo původně navrženo.

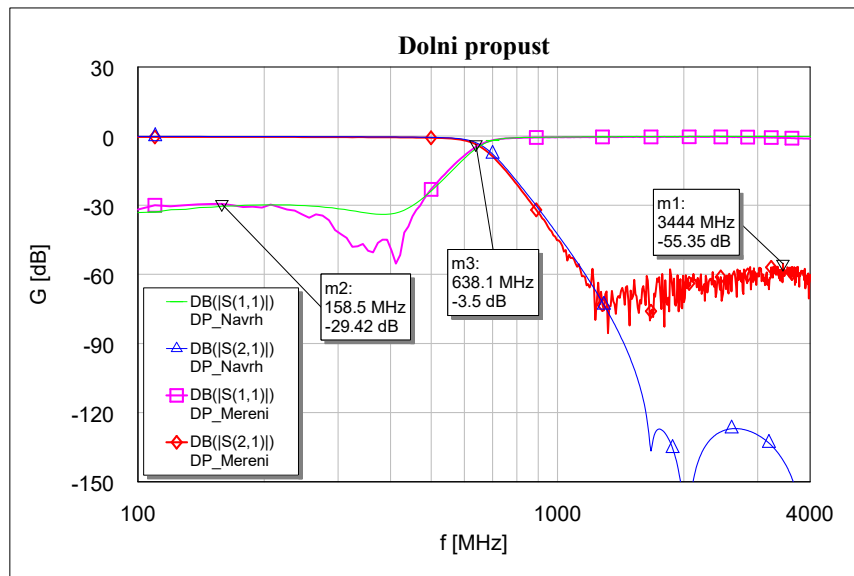
Co se týče přizpůsobení filtru, ani zde nebyla odlišnost od návrhu fatální. Nejvíce výkonu se od vstupu odráží při frekvenci 158,5 MHz. V celém propustném pásmu je ale útlum odrazů větší než 29,42 dB při zmíněné frekvenci.

I pro tento obvod byla spuštěna opětovná simulace s úpravou definice použitého substrátu. V příloze B je k vidění, že oba změřené útlumy nyní sledují trend toho navrženého.

## 7.3 Měření horní propusti

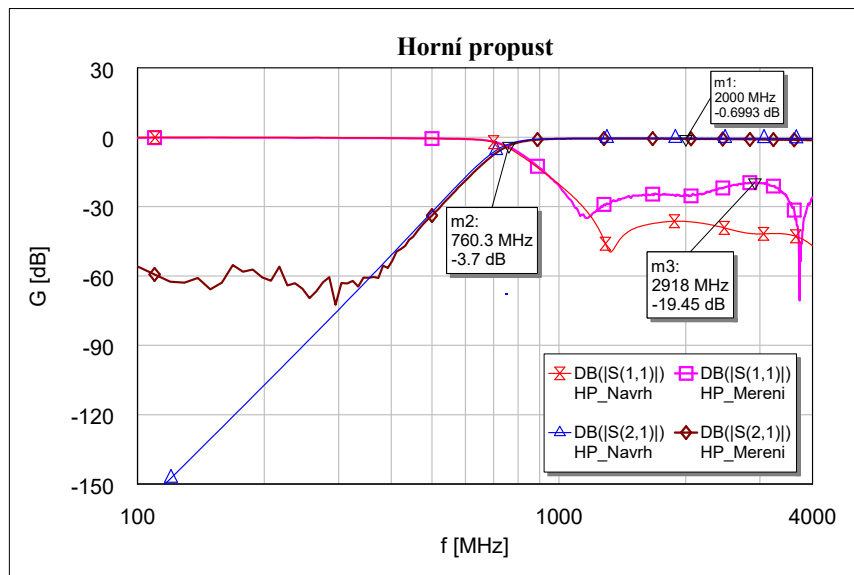
Tento filtr vykazoval vložený útlum asi 0,7 dB v propustném pásmu. Zlomová frekvence 760 MHz byla jako v předchozím případě odečtena v bodě poklesu o 3 dB od této hodnoty.

Útlum odrazu nad zlomovou frekvencí nedosahuje původně plánovaných 30 dB pro všechny vyšší frekvence. Jeho nejnižší hodnota necelých 20 dB v tomto pásmu přesto představuje poměrně dobré impedanční přizpůsobení.



Obrázek 7.4: Porovnání změřených dat s parametry návrhu DP

Opět je předpokládáno, že zhoršení tohoto parametru oproti simulaci je důsledkem chybné definice substrátu. V příloze C je simulace s jeho správnou definicí provedena i pro tento filtr.



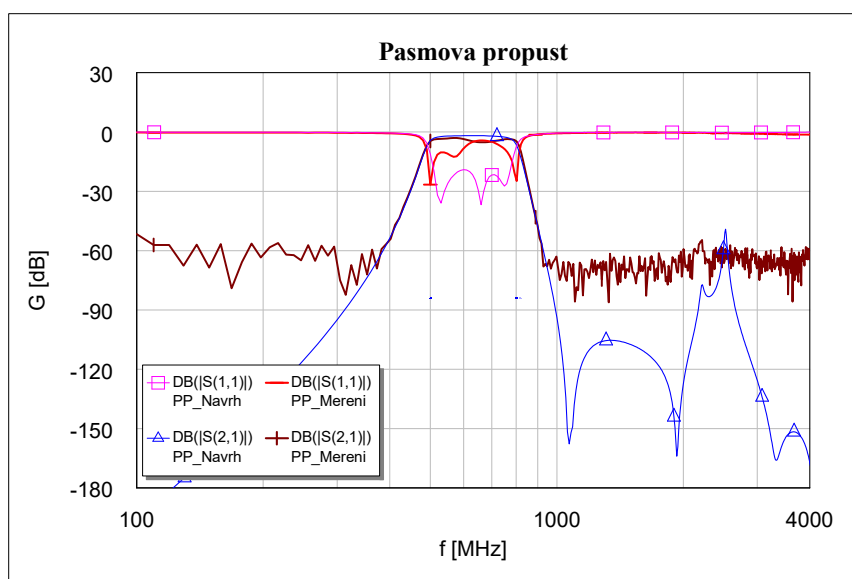
Obrázek 7.5: Porovnání změřených dat s parametry návrhu HP

## 7.4 Měření pásmové propusti

Jednoznačně nejhůře, co se odchylky od návrhu týče, dopadla pásmová propust. I když strmosti poklesu přenosu v přechodových pásmech odpovídají simulaci, v propustném pásmu má přenos zvlněný charakter dosahující až hodnoty -6 dB. To je o 4 decibely větší vložný útlum, než se kterým bylo počítáno v návrhu.

Nešťastně dopadlo i přizpůsobení. To vůbec nesplňuje požadavky kladených na filtr z kapitoly 5. Místo žádaných 20 dB útlumu odraženého výkonu, je ve značné části propustného pásma dosaženo zhruba pouze čtvrtiny tohoto čísla, ve zbytku asi jen poloviny.

Jak bylo řečeno v bodě 5.3, bylo zajištění impedančního přizpůsobení v návrhu u tohoto filtru nejtěžší. I malé změny v hodnotách součástek, nebo v délkách propojovacího vedení, způsobily rozladění poloh minim koeficientů odrazu v závislosti na frekvenci. Výsledné neočekávané chování propusti je tedy s nejvyšší pravděpodobností výsledek kombinace chyby v zadávání konstant substrátu v simulátoru spolu s poměrně velkými tolerancemi hodnot reálných součástek použitých při realizaci.



Obrázek 7.6: Porovnání změřených dat s parametry návrhu PP



## Kapitola 8

### Závěr

Náplní práce byl návrh, simulace a nakonec i realizace vybraných VF obvodů s využitím reálných dat použitých SMD součástek.

Pro zadané frekvenční pásmo bylo navrženo mikropáskové vedení s charakteristickou impedancí rovné  $50 \Omega$ . Zde byl ale později v práci objeven problém v chybné definici substrátu v simulátoru AWR MO, konkrétně v zadané relativní permitivitě materiálu FR4.

Na základě teorie z úvodu byl vytvořen návrh úzkopásmového zesilovače. Ten byl původně přizpůsobován na pracovní frekvenci 700 MHz, konečná realizace byla ovšem ovlivněna chybou z předchozího odstavce a výsledné pracovní pásmo bylo posunuto zhruba o 20 MHz níže. Přesto však výsledný obvod představuje poměrně dobrý lineární zesilovač, který splňuje zadání práce. Dosažený zisk realizovaného zesilovače byl necelých 17 dB, pro pásmo 663 až 698,3 MHz, definované útlumem odrazů větším než 20 dB.

Dalším výstupem práce byl návrh a výroba filtrů typu DP, HP a PP 9. řádu. Všechny vycházely z Butterworthovy aproximace modulové charakteristiky. Této reference bez problému dosáhla vyrobená dolní propust, která byla chybou substrátové konstanty ovlivněna nejméně. Útlum odrazů obou bran byl v propustném pásmu nad hranicí 29 dB, což odpovídá velmi dobrému impedančnímu přizpůsobení. Zlomová frekvence 638,1 MHz byla měřením odečtena v místě poklesu přenosu o 3 dB od průměrného vložného útlumu 0,5 dB.

Analogicky byla určena zlomová frekvence horní propusti jako 760 MHz, která v propustném pásmu vykazovala vložný útlum průměrně 0,7 dB. Zde došlo k poklesu minimálního útlumu odráženého výkonu z plánovaných 30 na přibližně 20 dB. Odrážený výkon je tedy asi setina dopadajícího, což stále představuje dobré impedanční přizpůsobení.

V případě pásmové propusti s propustným pásmem 500 až 800 MHz se striktní požadavky na přenos a přizpůsobení ukázaly jako neslučitelné už v návrhu. Ten byl velmi citlivý i na malé změny hodnot ideálních prvků. To se drasticky projevilo u jeho výsledné realizace, která bohužel svým chováním neodpovídá požadavkům. Vložný útlum byl na některých frekvencích zvýšen o 4 dB oproti očekávaným dvěma. Totální rozladění navrženého přizpůsobení je nejspíše výsledkem kombinace nesprávné definice substrátu v simulátoru spolu s relativně velkými tolerancemi indukčností použitých cívek.

Všechny cíle zadání byly, tedy až na realizovanou pásmovou propust, naplněny. Pozdější simulace ukázaly, že odchylku realizací od návrhů lze do velké míry přisoudit menší hodnotě relativní permitivity substrátu v návrhovém prostředí. Jeho úpravou bylo možné znovu vytvořit simulace obvodů, které přesněji odpovídaly změřeným datům výsledných realizací.





## Literatura

- [1] HOFFMANN, Karel, Přemysl HUDEC a Vratislav SOKOL. *Aktivní mikrovlnné obvody*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-02936-0.
- [2] KAHLER, Jeffrey. Complete Filter Design with Discrete Elements Made Easy. In: *Microwaves and RF* [online]. Nashville, TN: Endeavor Business Media, 2019, 11 Feb 2019 [cit. 2020-01-2]. Dostupné z: <https://www.mwrf.com/technologies/software/article/21849571/complete-filter-design-with-discrete-elements-made-easy>
- [3] SORRENTINO, Roberto a Giovanni BIANCHI. *Microwave and RF Engineering*. New York: Wiley, 2010. ISBN 978-0-470-75862-5.
- [4] DAS, Sushrut. *Microwave Engineering* [online]. New Delhi: Oxford University Press, 2014 [cit. 2019-05-12]. ISBN 978-0-19-809474-6. Dostupné z: <https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpME000001/microwave-engineering>
- [5] VIRDEE, Bal S., Avtar S. VIRDEE a Ben Y. BANYAMIN. *Broadband microwave amplifiers*. 1. Boston: Artech House, c2004. ISBN 15-805-3892-4.
- [6] WALKER, John L. B. *Handbook of RF and microwave power amplifiers*. New York: Cambridge University Press, 2012. ISBN 9780521760102.
- [7] STEER, Michael Bernard. *Microwave and RF design: a systems approach*. Raleigh, N.C.: SciTech Pub., c2010. ISBN 978-1-891121-88-3.
- [8] POZAR, David M. *Microwave engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012. ISBN 978-0-470-63155-3.
- [9] SINGH, Kamaljeet. Microstrip transmission line. In: *Microwaves and RF* [online]. Nashville, TN: Endeavor Business Media, c2020 [cit. 2020-01-02]. Dostupné z: [https://base.imgix.net/files/base/ebm/mwrf/image/2017/04/mwrf\\_com\\_sites\\_mwrf.com\\_files\\_uploads\\_2017\\_02\\_23\\_32E\\_fig1.png](https://base.imgix.net/files/base/ebm/mwrf/image/2017/04/mwrf_com_sites_mwrf.com_files_uploads_2017_02_23_32E_fig1.png)
- [10] POOLE, Clive a Izzat DARWAZEH. *Microwave Active Circuit Analysis and Design*. London: Elsevier, 2015. ISBN 978-0-12-407823-9.

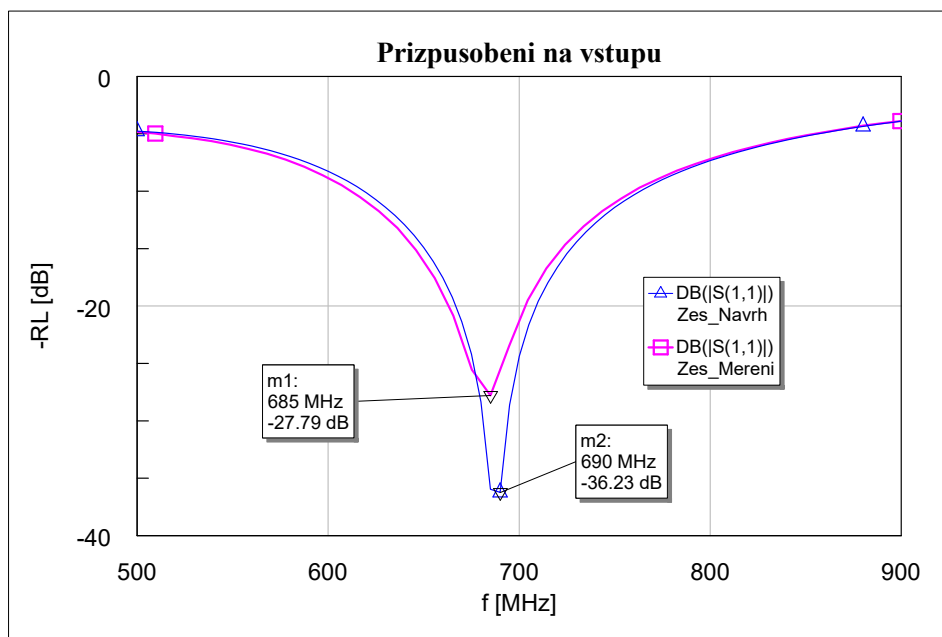
- [11] MIKULEC, Milan a Václav HAVLÍČEK. *Základy teorie elektrických obvodů 2*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005. ISBN 80-01-02462-8
- [12] BIČÁK, Jan, Miloš LAIPERT a Miroslav VLČEK. *Lineární obvody a systémy*. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03649-5.
- [13] DAVÍDEK, Vratislav, Miloš LAIPERT a Miroslav VLČEK. *Analogové a číslicové filtry*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2000. ISBN 80-01-03026-1.
- [14] *S-parameters and SPICE models* [online]. Cary (Illinois): Coilcraft, c2019 [cit. 2019-12-30]. Dostupné z: <https://www.coilcraft.com/models.cfm>
- [15] *SimSurfing* [online]. Nagaokakyō, Kyoto: Murata Manufacturing Co. [cit. 2019-12-30]. Dostupné z: <https://ds.murata.co.jp/simsurfing/?lcid=en-us>
- [16] Texas instruments, *UA78L12ACPK*, katalogový list [online, cit. 2019-12-18] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua78l.pdf>
- [17] What is Self Resonant Frequency? In: *EverythingRF* [online]. c2015 [cit. 2019-12-30]. Dostupné z: <https://www.everythingrf.com/community/what-is-self-resonant-frequency>
- [18] PALEČEK, Juraj, Martin VESTENICKÝ, Peter VESTENICKÝ a Juraj SPALEK. Frequency Dependence Examination of PCB Material FR4 Relative Permittivity. In: *12th IFAC Conference on Programmable Devices and Embedded Systems*. Velké Karlovice: International Federation of Automatic Control (IFAC), 2013, s. 90-94. DOI: <https://doi.org/10.3182/20130925-3-CZ-3023.00020>. ISBN 978-3-902823-53-3. ISSN 1474-6670.

## Příloha A

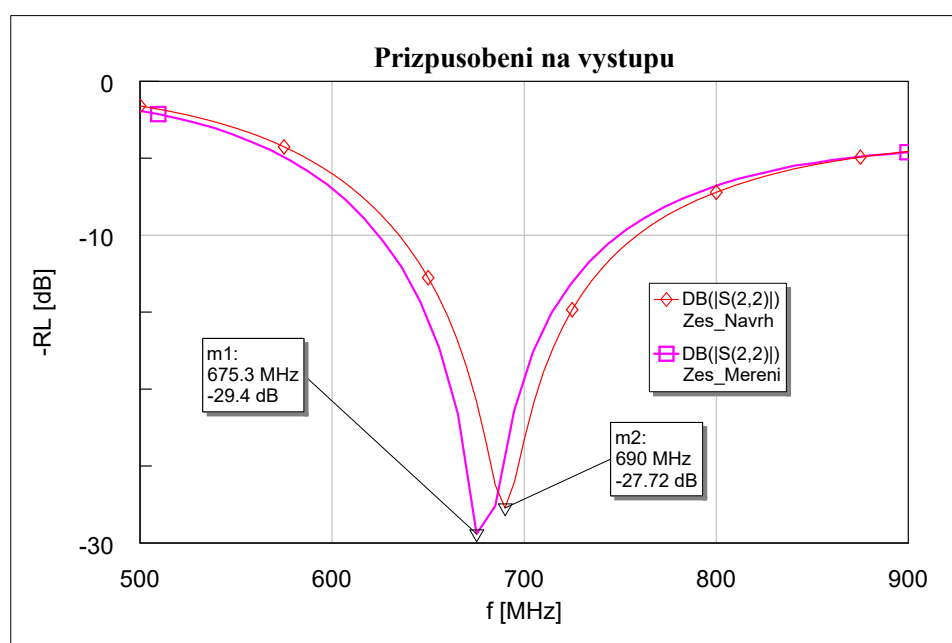
### Simulace zesilovače se změnou parametru

#### $\epsilon_r$ substrátu

Po odhalení chyby v definici substrátu v prostředí AWR MO byly spuštěny nové simulace pro všechny obvody se změnou chybné konstanty. V grafu na obrázku A.1 je vyneseno změřený průběh útlumu odrazů na vstupní bráně zesilovače spolu s průběhem získaným novou simulací obvodu. Při ní nebyla provedena žádná změna v topologii návrhu ani v modelech použitých součástek. Je vidět, že nová simulace se správnou hodnotou relativní permitivity více odpovídá skutečnému průběhu oproti původní simulaci zachycené na obrázku 7.2. Totéž platí pro přizpůsobení na výstupu, viz A.2.



**Obrázek A.1:** Porovnání změřených dat útlumu odrazů na vstupní bráně zesilovače s novou simulací

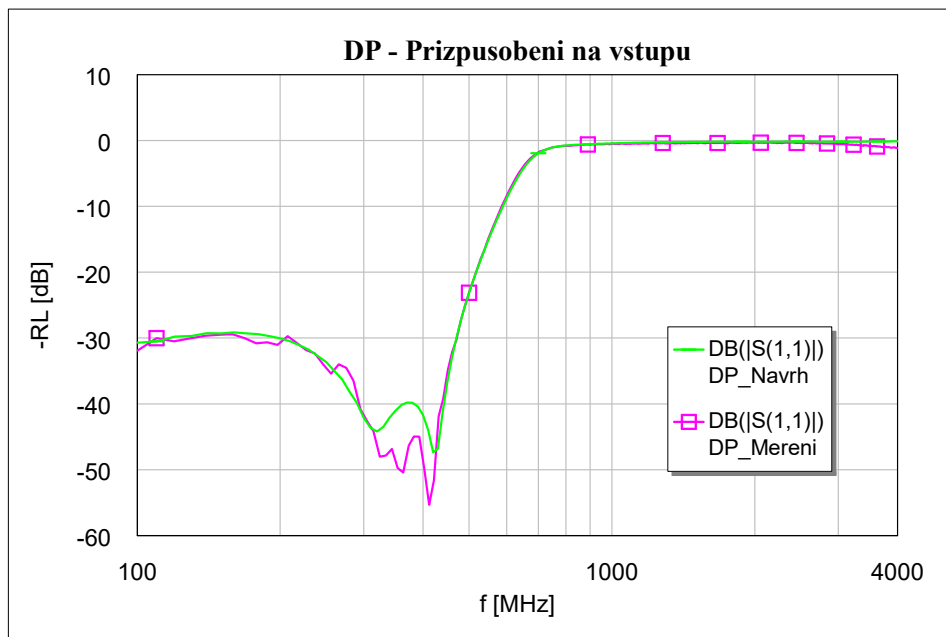


**Obrázek A.2:** Porovnání změřených dat útlumu odrazů na výstupní bráně zesilovače s novou simulací

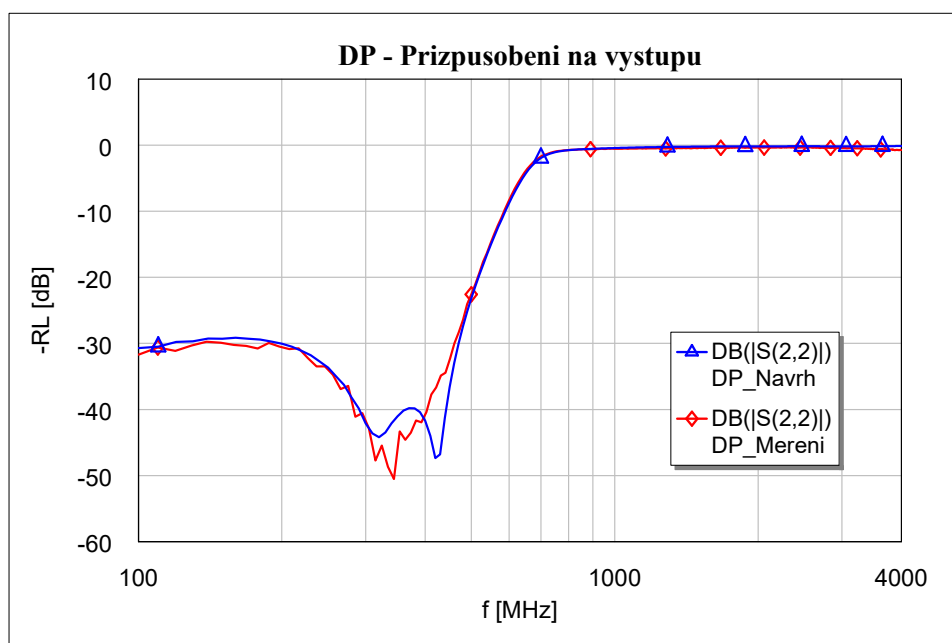
## Příloha B

### Simulace DP se změnou parametru $\epsilon_r$ substrátu

Chybná relativní permitivita substrátu byla nahrazena hodnotou 4,7 i v nové simulaci pro dolní propust. V grafech B.1 a B.2 je k vidění, že změřená data nyní sledují trend z nové simulace.



**Obrázek B.1:** Porovnání změřených dat útlumu odrazů na vstupní bráně DP s novou simulací

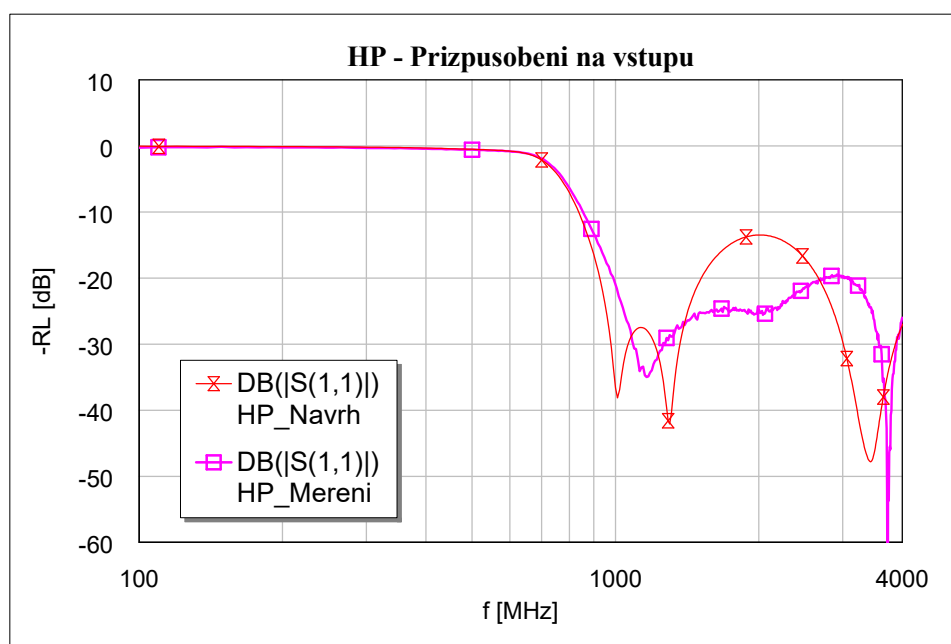


**Obrázek B.2:** Porovnání změřených dat útlumu odrazů na výstupní bráně DP s novou simulací

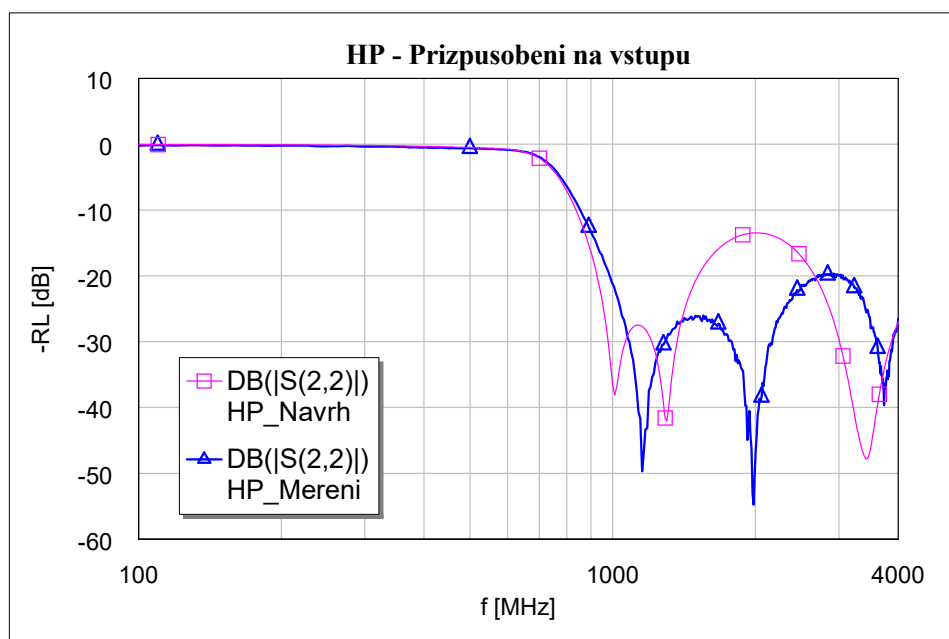
## Příloha C

### Simulace HP se změnou parametru $\epsilon_r$ substrátu

Zde už je odlišnost reálného průběhu s nově simulovanými daty větší. Přesto si lze jisté podobnosti mezi nimi povšimnout. Oproti předchozím případům se ale průběhy rozcházejí na vyšších frekvencích, kde se více projevují nedokonalosti ve fyzické realizaci obvodů.



**Obrázek C.1:** Porovnání změřených dat útlumu odrazů na vstupní bráně HP s novou simulací



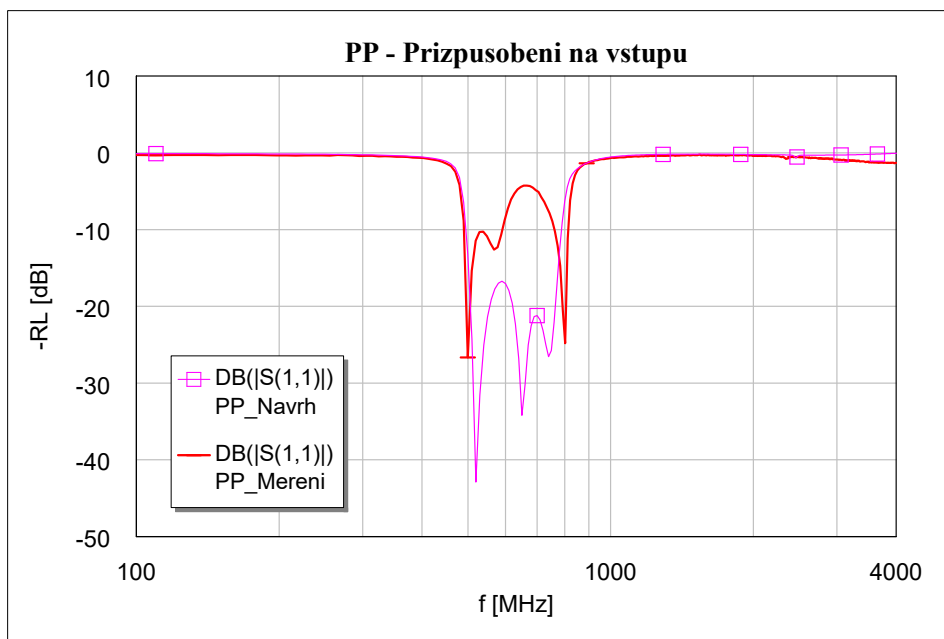
**Obrázek C.2:** Porovnání změřených dat útlumu odrazů na výstupní bráně HP s novou simulací



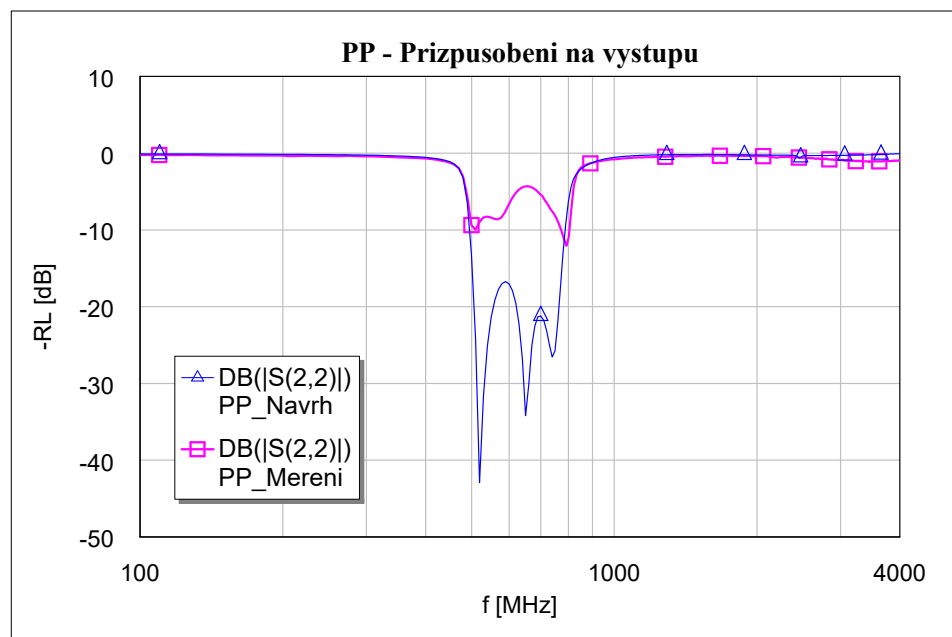
## Příloha D

### Simulace PP se změnou parametru $\epsilon_r$ substrátu

U pásmové propusti je podobnost mezi novou simulací a změřenými daty vidět jen v případě vstupního útlumu odrazů v grafu D.1. Zde by bylo zapotřebí provést i citlivostní analýzu, která by ukázala vliv tolerance použitých součástek na výsledné průběhy.



**Obrázek D.1:** Porovnání změřených dat útlumu odrazů na vstupní bráně PP s novou simulací

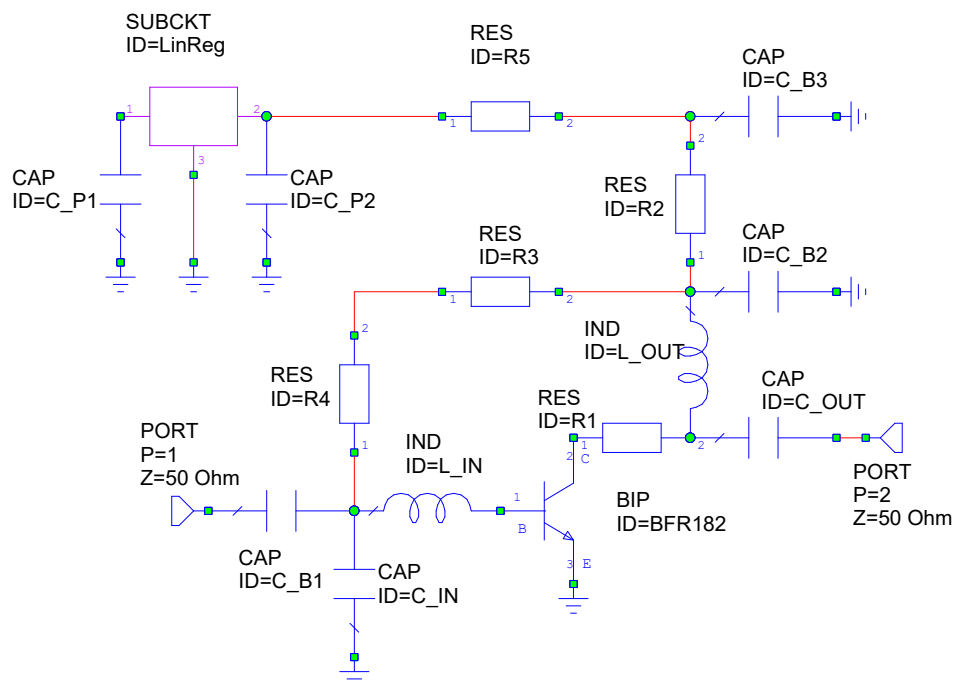


**Obrázek D.2:** Porovnání změřených dat útlumu odrazů na výstupní bráně PP s novou simulací

# Příloha E

## Soupiska součástek

### E.1 Zesilovač

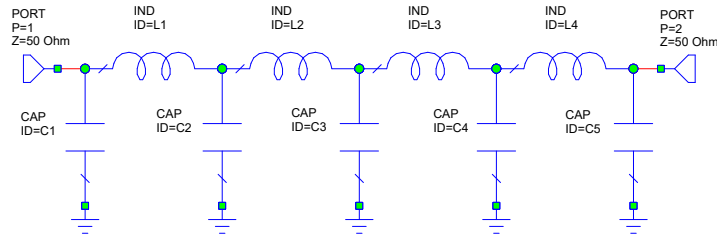


**Obrázek E.1:** Export schématu zesilovače z prostředí AWR MO bez propojovacího vedení

**Tabulka E.1:** Soupiska součástek pro realizaci zesilovače, viz schéma na obr. E.1

Prvek	Hodnota	Počet	Označení výrobce
BFR182	-	1	BFR 182 E6327
C_B1, C_B2	100 pF	2	GRM1885C2A101JA01D
C_B3	1 uF	1	GRM21BC72A105KE01L
C_IN	5,6p F	1	GJM1555C1H5R6WB01D
C_OUT	2,2 pF	1	GJM1555C1H2R2WB01D
C_P1	330 nF	1	GRM188R71C334KA01D
C_P2	100 nF	1	GRM188R72A104KA35J
L_IN	3,6 nH	1	0603HP-3N6XGLU
L_OUT	16 nH	1	0603HP-16NXGLU
R1, R2	50 $\Omega$	2	RT0603BRE0750RL
R3	34,8 k $\Omega$	1	RT0603BRD0734K8L
R4	5,49 k $\Omega$	1	RT0603BRD075K49L
R5	294 $\Omega$	1	RT0603DRE07294RL
LinReg	-	1	UA78L12ACPK

## E.2 Dolní propust

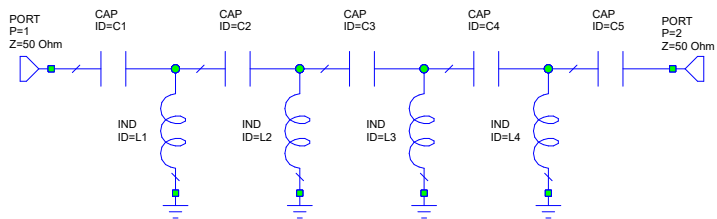


**Obrázek E.2:** Export schématu DP z prostředí AWR MO bez propojovacího vedení.

**Tabulka E.2:** Soupiska součástek pro realizaci DP, viz schéma na obr. E.2.

Prvek	Hodnota	Počet	Označení výrobce
C1	2,2 pF	2	CKS0603
C5	2 pF	2	GJM1555C1H2R0WB01D
C2, C4	6,8 pF	2	GJM1555C1H6R8WB01D
C3	9 pF	1	GJM1555C1H9R0WB01D
L1	12 nH	2	0603CS-12NXJLW
L4	12 nH	2	LQW18AN12NG80D
L2, L3	20 nH	2	LQW18AN20NG00D

## E.3 Horní propust

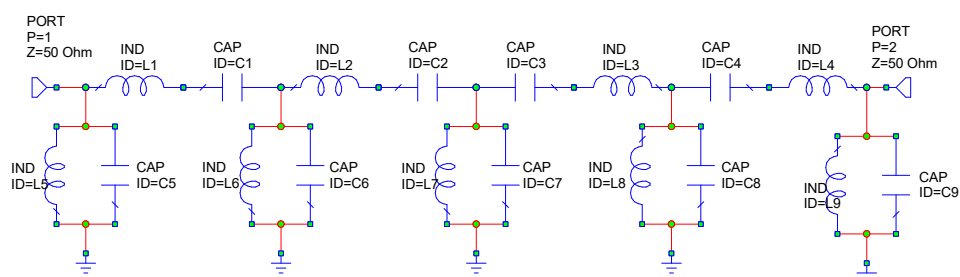


**Obrázek E.3:** Export schématu HP z prostředí AWR MO bez propojovacího vedení.

**Tabulka E.3:** Soupiska součástek pro realizaci HP, viz schéma na obr. E.3.

Prvek	Hodnota	Počet	Označení výrobce
C1, C5	11 pF	2	GJM1555C1H110GB01D
C2, C4	2,7 pF	2	GJM1555C1H2R7WB01J
C3	2 pF	1	GJM1555C1H2R0WB01D
L1, L4	8,7 nH	2	LQW18AN8N7G80D
L2, L3	4,3 nH	2	LQW18AN4N3G80D

## E.4 Pásmová propust

**Obrázek E.4:** Export schématu PP z prostředí AWR MO bez propojovacího vedení.**Tabulka E.4:** Soupiska součástek pro realizaci PP, viz schéma na obr. E.4.

Prvek	Hodnota	Počet	Označení výrobce
C1, C4	2 pF	2	GJM1555C1H2R0WB01D
C2, C3	1 pF	2	GJM1555C1H1R0WB01D
C5, C9	3,4 pF	2	GJM1555C1H3R4BB01D
C6, C8	8 pF	2	GJM1555C1H8R0WB01D
C7	7 pF	1	GJM1555C1H7R0WB01D
L1, L4	24 nH	2	LQW18AN24NG80D
L2, L3	44 nH	2	LQW18AN44NG80D
L5, L9	12 nH	2	LQW18AN12NG80D
L6, L8	3,9 nH	2	LQW18AN3N9B80D
L7	4,7 nH	1	LQW18AN4N7B80D