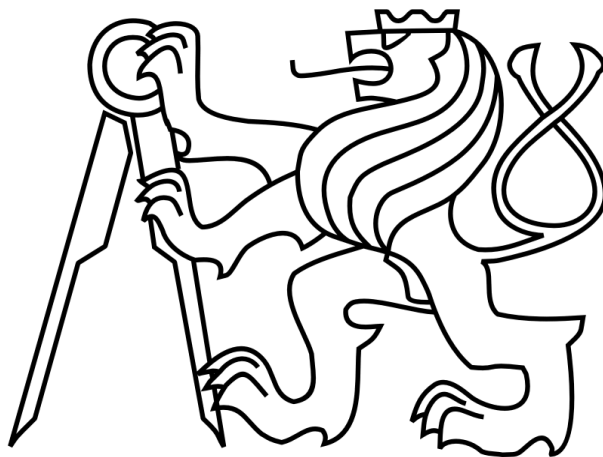


Desky **ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**



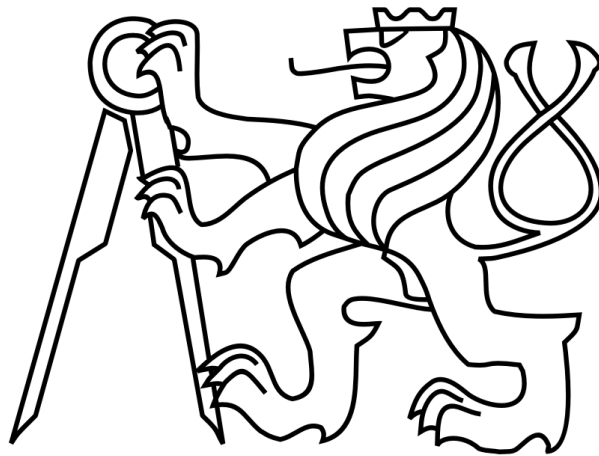
**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**2014**

**Michal Peták**

**České vysoké učení technické v Praze**

**Fakulta elektrotechnická**



**Bakalářská práce**

**Nízkošumové zesilovače s BJT a FET**

**Autor:** Michal Peták

**Vedoucí práce:** Doc. Ing. Přemysl Hudec, Csc.

**2014**

České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická  
katedra elektromagnetického pole

# ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **Peták Michal**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika

Obor: Komunikační technika

Název tématu: **Nízkošumové zesilovače s BJT a FET**

## Pokyny pro vypracování:

Navrhňte a realizujte 2 vzorky nízkošumových zesilovačů s prvky BJT a FET, a to včetně napájecích obvodů. Návrh ověřte měřením.

Parametry návrhu:

frekvence	1GHz
přizpůsobovací obvody	s úseky vedení na substrátu FR4
stabilita	absolutní v celém aktivních pásmu tranzistoru
přizpůsobení	nízkošumové na vstupu, impedanční na výstupu
napájení	stabilizované, jen kladné napájecí napětí
konektory	SMA

## Seznam odborné literatury:

- [1] Hoffmann K., Hudec P., Sokol V.: Aktivní mikrovlnné obvody, skriptum ČVUT
- [2] Sorrentino R., Bianchi G.: Microwave and RF Engineering, Wiley 2010

Vedoucí: doc.Ing. Přemysl Hudec, CSc.

Platnost zadání: LS 2014/2015

L.S.

prof. Ing. Miloš Mazánek, CSc.  
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 12. 2. 2014

## **Čestné prohlášení**

Prohlašuji, že jsem zadanou bakalářskou práci „Úzkopásmový návrh nízkošumového zesilovače“ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu uvedenou na konci práce. Souhlasím se zapůjčováním práce a jejím zveřejňováním.

V Praze dne 20. 5. 2014

---

Michal Peták

## **Poděkování**

Tímto bych chtěl poděkovat Doc. Ing Přemyslu Hudci, CSc. za cenné připomínky, rady a trpělivost při vypracování bakalářské práce.

## Obsah

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE .....	<b>Chyba! Záložka není definována.</b>
Seznam obrázků .....	4
Seznam tabulek .....	5
Seznam použitých symbolů .....	5
Seznam použitých zkratek .....	6
Anotace .....	7
Abstract .....	7
1. Úvod .....	8
2. Mikropáskové vedení .....	9
3. Parametry zesilovačů .....	10
3.1. Zisk .....	10
3.2. Odrazy .....	10
3.3. S-parametry .....	11
3.4. Stabilita dvojbranu .....	12
3.5. Šumové parametry .....	13
4. Bipolární tranzistor .....	14
5. Unipolární tranzistor .....	15
6. Náhradní obvody pasivních prvků .....	17
6.1. Rezistor .....	17
6.2. Kondenzátor .....	17
7. Návrh .....	18
7.1. Volba Substrátu .....	18
7.2. Zesilovač s bipolárním tranzistorem .....	18
7.2.1. Návrh vstupního přizpůsobovacího obvodu $PO_1$ : .....	20

7.2.2.	Návrh výstupního přizpůsobovacího obvodu $PO_2$ :	22
7.2.3.	Napájecí obvody	23
7.2.4.	Celkové zapojení nízkošumového zesilovače s bipolárním tranzistorem	26
7.2.5.	Blokové schéma zesilovače s bipolárním tranzistorem	27
7.3.	Zesilovač s unipolárním tranzistorem	29
7.3.1.	Návrh vstupního přizpůsobovacího obvodu $PO_1$ :	31
7.3.2.	Návrh výstupního přizpůsobovacího obvodu $PO_2$ :	32
7.3.3.	Napájecí obvody	33
7.3.4.	Celkové zapojení zesilovače s unipolárním tranzistorem	35
7.3.5.	Blokové schéma zesilovače s unipolárním tranzistorem	36
8.	Realizace zesilovačů	37
9.	Vyhodnocení výsledků měření	40
10.	Závěr	45
11.	Zdroje:	46
	Seznam Příloh	47
	Seznam součástek	48

## Seznam obrázků

Obrázek 2.1 Mikropásková struktura .....	9
Obrázek 3.1 Obecný dvou-bran .....	10
Obrázek 3.3.1 Obecný náhradní dvou-bran pro měření S-parametrů .....	11
Obrázek 3.2 Rozptylové parametry BFU760F .....	14
Obrázek 4.2 Rozptylové parametry ATF-35143.....	16
Obrázek 4.3 Struktura unipolárního tranzistoru FET.....	16
Obrázek 6.1.1 Model rezistoru.....	17
Obrázek 6.2.1 Model kapcitoru.....	17
Obrázek 7.2.1 Stabilizace tranzistoru pro $f = 1$ GHz .....	19
Obrázek 7.2.2 Stabilita celého zesilovače s bipolárním tranzistorem v závislosti na frekvenci .....	20
Obrázek 7.2.1.1 Přizpůsobení $PO_1$ .....	21
Obrázek 7.2.1.2 Kmitočtová charakteristika Šumového čísla zesilovače s bipolárním tranzistorem .....	22
Obrázek 7.2.2.1 Přizpůsobení $PO_2$ .....	23
Obrázek 7.2.3.1 Schéma pro nastavení pracovního bodu BJT .....	24
Obrázek 7.2.4.1 Schéma zapojení nízkošumového zesilovače s bipolárním tranzistorem.....	26
Obrázek 7.2.5.1 Blokové schéma zesilovače s bipolárním tranzistorem.....	27
Obrázek 7.2.5.2 Kmitočtové charakteristiky parametrů $S_{11}, S_{22}, S_{21}$ zesilovače s BJT .....	28
Obrázek 7.3.1 Stabilizace unipolárního tranzistoru .....	30
Obrázek 7.3.2 Stabilita celého zesilovače s unipolárním tranzistorem v závislosti na frekvenci.....	30
Obrázek 7.3.1.1 Návrh přizpůsobovacího obvodu $PO_1$ .....	31
Obrázek 7.3.1.2 Kmitočtová charakteristika Šumového čísla zesilovače s unipolárním tranzistorem .....	32
Obrázek 7.3.2.1 Návrh přizpůsobovacího obvodu $PO_2$ .....	33
Obrázek 7.3.3.1 Zapojení pro návrh pracovního bodu .....	34
Obrázek 7.3.4.1 Zapojení zesilovače s unipolárním tranzistorem.....	35
Obrázek 7.3.5.1 Blokové zapojení zesilovače s FET.....	36
Obrázek 7.3.5.2 Kmitočtová charakteristika S - parametrů zesilovače s unipolárním tranzistorem v závislosti na frekvenci.....	37
Obrázek 8.1 Motivy layoutů obou zesilovačů.....	38
Obrázek 8.2 Zesilovač s unipolárním tranzistorem.....	39
Obrázek 8.3 Zesilovač s bipolárním tranzistorem.....	39
Obrázek 9.1 Porovnání teoretických a změřených hodnot šumového čísla NF .....	41
Obrázek 9.2 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru $S_{11}$ .....	41



Obrázek 9.3 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru $S_{21}$ .....	42
Obrázek 9.4 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru $S_{22}$ .....	42
Obrázek 9.5 Porovnání teoretických a změřených hodnot šumového čísla NF .....	43
Obrázek 9.6 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru $S_{11}$ .....	43
Obrázek 9.7 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru $S_{21}$ .....	44
Obrázek 9.8 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru $S_{22}$ .....	44

## Seznam tabulek

Tabulka 7.1 Parametry FR - 4 .....	18
Tabulka 7.2.1 Hodnoty z katalogu bipolárního tranzistoru pro $f = 1\text{GHz}$ .....	19
Tabulka 7.3.1 Parametry tranzistoru FET na $f = 1\text{GHz}$ .....	29
Tabulka 9.1 Porovnání simulovaných a změřených výsledků .....	40

## Seznam použitých symbolů

$P_{\text{IN}}$	Vstupní výkon [W] nebo [dBm]
$P_{\text{OUT}}$	Výstupní výkon [W] nebo [dBm]
$\Gamma_{\text{IN}}$	Činitel odrazu na vstupních svorkách [-]
$\Gamma_{\text{OUT}}$	Činitel odrazu na výstupních svorkách [-]
G	Zisk [-]
PSV	Poměr stojatých vln [-]
k	Rolletův činitel stability [-]
$a_1, a_2$	Dopadající normovaná vlna na vstupu a výstupu dvojbranu
$b_1, b_2$	Odražená normovaná vlna na vstupu a výstupu dvojbranu
$S_{11}$	Vstupní napěťový činitel odrazu při $a_2 = 0$
$S_{12}$	Přenos ve zpětném směru při $a_1 = 0$
$S_{21}$	Přenos v přímém směru při $a_2 = 0$
$S_{22}$	Výstupní napěťový činitel odrazu při $a_1 = 0$
$\Gamma_1$	Vstupní koeficient odrazu
$\Gamma_2$	Výstupní koeficient odrazu
$\Gamma_G$	Koeficient dorazu na vstupní bráně

$\Gamma_L$	Koeficient odrazu na výstupní bráně
$V_n^+$	Dopadající napěťová vlna
$V_n^-$	Odražená napěťová vlna
$S_1$	Výkon signálu na vstupu dvojbranu [W]
$S_2$	Výkon signálu na výstupu dvojbranu [W]
$N_1$	Výkon šumu na vstupu dvojbranu [W]
$N_2$	Výkon šumu na výstupu dvojbranu [W]
$k_1$	Boltzmanova konstanta $1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}$
NF, $F^{\text{dB}}$	Šumové číslo [dB]
$G_a$	Maximální dosažitelný zisk [dB]
MSG	Maximální stabilní zisk [dB]
$R_{\text{Cstabil}}$	Stabilizační rezistor v kolektoru tranzistoru [ $\Omega$ ]
$R_{\text{Bstabil}}$	Stabilizační rezistor připojený v bázi tranzistoru
$U_{\text{BE}}$	Napětí Báze – Emitor
$U_{\text{CE}}$	Napětí Kolektor - Emitor
$I_{\text{C}}$	Proud procházející Kolektorem
$h_{21\text{E}}$	proudový činitel bipolárního tranzistoru
$R_{\text{Gstabil}}$	Stabilizační odpor v hradle FETu
$R_{\text{Dstabil}}$	Stabilizační odpor v připojený k elektrodě D FETu
$R_{\text{D}}$	Odpor připojený k elektrodě D
$U_{\text{GS}}$	Napětí Hradlo Source
$U_{\text{DS}}$	Napětí mezi elektrodami D a S
$I_{\text{D}}$	Proud protékající elektrodou D

### Seznam použitých zkratk

MO	Microwave Office
PO1	Vstupní přizpůsobovací obvod
PO2	Výstupní přizpůsobovací obvod
GMN	Činitel odrazu tranzistoru na vstupu v MO
LTUNER	Nástroj pro simulaci činitele odrazů předřazených anebo následujících bloků v MS
MTEE	Nástroj pro potlačení diskontinuit v MO
OPEN	Otevřený konec v MO
SHORT	Zkratovaný konec v MO

## **Anotace**

Bakalářská práce na téma Nízkošumové zesilovače s BJT a FET se zabývá návrhem a realizací dvou mikrovlnných zesilovačů na zadané frekvenci. V prvním zesilovači je použit tranzistor bipolární a ve druhém unipolární.

První fáze práce je věnována studiu vlastností mikrovlnných tranzistorů popsaných jako jsou  $s$  - parametry a činiteli odrazu. Počáteční hodnoty těchto parametrů určují konečné vlastnosti zesilovačů.

Prostřední část se zabývá návrhem pomocí programu Microwave Office. V závěru práce je vypracován návrh napájecích obvodů a realizace obvodů. Následně jsou porovnány teoretické předpoklady s naměřenými hodnotami zhotovených zesilovačů.

**Klíčová slova:** Zesilovače, nízkošumový, návrh

## **Abstract**

Bachelor's thesis for topic of LNA with BJT and FET is deals of designs and realization two microwave amplifiers with frequency entered. There is used bipolar transistor in the first amplifier and unipolar transistor in the second.

The first phase of the project is related to study of the properties of microwave transistors which are describe as  $s$  - parameters and reflectance. Initial value of these parameters determines the final properties of amplifiers.

The middle section discusses draft of amplifiers helped by program called Microwave office.

In the finish are calculated power elements and physical realization. Subsequently, theoretical assumptions are compared to measured values of made amplifiers.

**Key words:** Amplifiers, noise figure, design

## 1. Úvod

Nízkošumové zesilovače jsou nezbytné pro konstrukci většiny rádiových přijímačů. Protože je tento typ zesilovače obvykle prvním aktivním prvkem v přijímacím řetězci celého zařízení a má největší vliv na výšku šumové hladiny, je potřeba, aby splňoval vysoké nároky na přenos a šumové parametry. Úkol tohoto bloku přijímacího zařízení je zesílit přijatý signál, aby bylo možno tento signál dále zpracovávat v dalších obvodech přijímacího zařízení a současně nezvýšit šumovou úroveň. Tyto zesilovače zpracovávají velmi malé signály, protože průchodem obecného komunikačního řetězce dochází ke ztrátám vlivem daného prostředí. Vlastnosti těchto komponent jsou dány jejich činiteli odrazu, rozptylovými a šumovými vlastnostmi.

Prvním obvodem, který je v této práci navrhován, je zesilovač s bipolárním tranzistorem BFU760F od firmy NXP Semiconductors. Dosahuje nízkého šumového čísla a dobré hodnoty zisku. Tranzistor je zapouzdřen v pouzdru SOT-343F.

Druhý obvod využívá unipolárního nízkošumového tranzistoru ATF35143. Tento tranzistor vyrábí firma Avango Technologies a je též zapouzdřen v pouzdru SOT-343.

Oba obvody jsou na vstupu nízkošumově přizpůsobeny. Výstupní přizpůsobovací obvody zajišťují impedanční přizpůsobení na výstupu zesilovače. Napájecí obvody jsou připojeny k tranzistorům přes čtvrt vlny dlouhého vedení

Oba obvody jsou vyleptány na substrátu FR – 4, jehož tloušťka je 0,5 mm, s tloušťkou pokovení silnou 30  $\mu\text{m}$  a budou vsazeny do hliníkového rámečku s rozměry 80 x 80 mm.

Ostatní použité prvky, jako jsou kondenzátory a rezistory, jsou typu SMD velikosti 0603. Tato bakalářská práce je rozdělena do několika částí. První část se věnuje obecným a rozptylovým parametrům zesilovačů a kritériím stability.

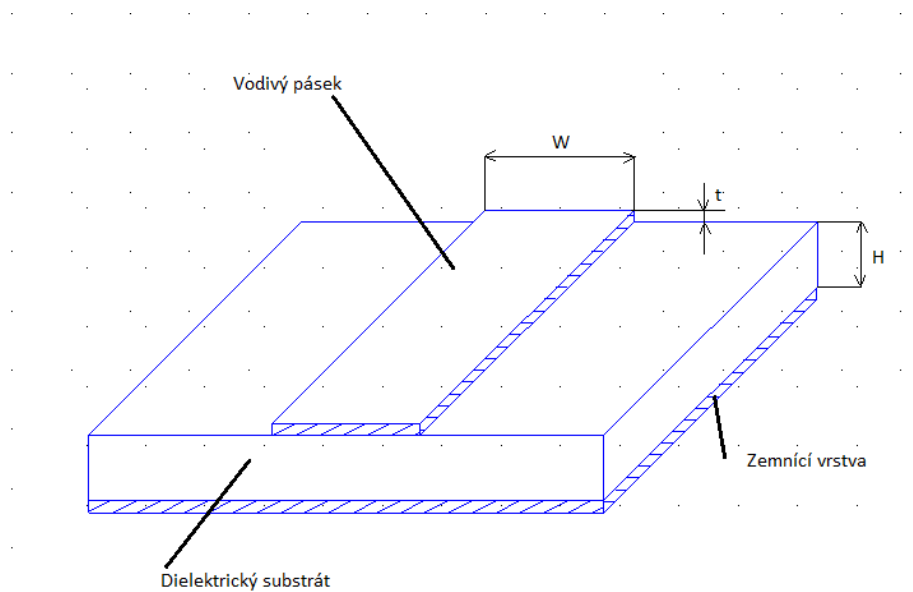
Druhá část se zabývá návrhem konstrukce zesilovače s bipolárním tranzistorem a následně sestavením obvodu s unipolárním tranzistorem.

Třetí část zkráceně popisuje průběh výroby obou zesilovačů od layoutu, který byl navržen v Microwave Office až po hotové a zapojené desky.

Závěrečná část je zaměřena na měření reálných vlastností realizovaných zesilovačů a jejich následné porovnání s teoretickými předpoklady, které byly zjištěny při návrhu a simulaci navrhovaných obvodů.

## 2. Mikropáskové vedení

Mikropáskové vedení znázorňuje obrázek 2.1. Skládá se z kovové rovinné desky na spodní straně, která je označena jako zemnicí rovina. Na vrchní straně je umístěn vodivý kovový pásek s definovanou tloušťkou  $t$ . Obě strany jsou odděleny dielektrickým substrátem s výškou  $H$ , který může být poskládán z různých vrstev. Tyto vrstvy mohou mít rozdílné elektrické a magnetické vlastnosti. Oba popisované obvody využívají základní mikropáskovou strukturu, která je složena z jednoho typu dielektrického substrátu.

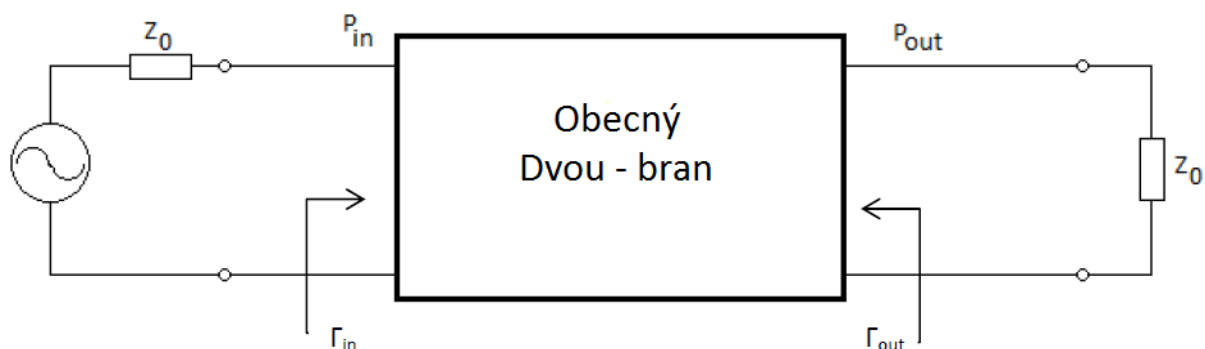


**Obrázek 2.1 Mikropásková struktura**

$w$  ... Šířka vodivého pásku,  $t$ ... Tloušťka pokovené vrstvy,  $H$ ... Výška substrátu

### 3. Parametry zesilovačů

Podle [1] je kvalita každého zesilovače posuzována podle určitých parametrů, kterým mohou být například přenos nebo šumové číslo. V každé konkrétní aplikaci může být však důraz kladen na jiné parametry. Při posuzování kvality nízkošumových zesilovačů, které jsou na vstupech přijímacích obvodů, je důraz kladen na velikost hodnoty šumového čísla a zisku. Na obrázku číslo 5.1 je vyobrazen obecný dvou-bran.



Obrázek 3.1 Obecný dvou-bran

#### 3.1. Zisk

Převzato z [1] je ziskem označován přenos ze vstupní brány na výstupní bránu obecného dvou-branu. Je definován poměrem výkonů:

$$G = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} [-] \quad (5.1.1)$$

Často se udává v jednotkách dB:

$$G_{dB} = 10 \log \left( \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \right) [dB] \quad (5.1.2)$$

#### 3.2. Odrazy

Dle [1] je činitel odrazu, který prezentuje hodnotu odrazů, důležitým parametrem a označuje se velkým řeckým písmenem gamma  $\Gamma$ . Jejich zápis je většinou ve formě polárního tvaru komplexního čísla. Podmínka pro odrazy:

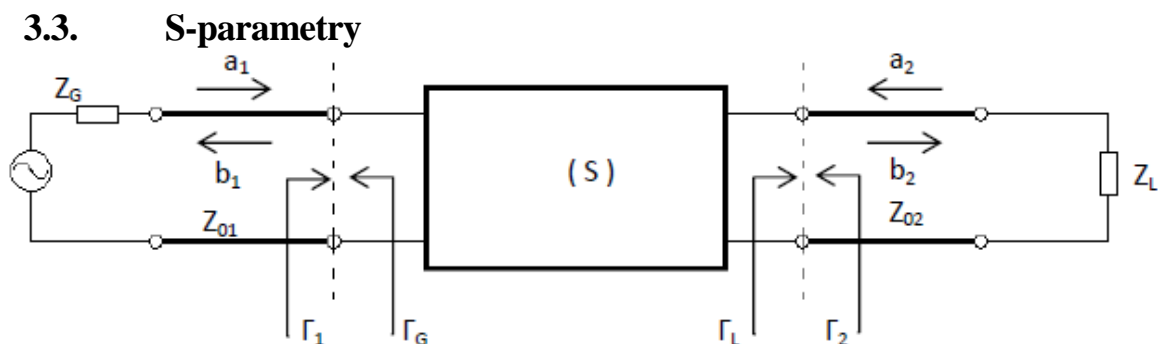
$$|\Gamma| \leq konst. \quad (5.2.1)$$

Činitel odrazu lze definovat pomocí poměru stojatých vln PSV:

$$PSV = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} [-] \quad (5.2.2)$$

Nebo za pomoci útlumu odrazů v decibelových jednotkách:

$$|\Gamma|_{dB} = RL = -20 \log |\Gamma| [dB] \quad (5.2.3)$$



**Obrázek 3.3.1** Obecný náhradní dvou-bran pro měření S - parametru

S – parametry uvedené v [1] pracují se zdrojovou, odraženou a průchozí vlnou. Abychom mohli matematicky definovat rozptylové parametry je nejdříve potřeba definovat dopadající a odraženou vlnu pro obecný dvou-bran, který je na obrázku číslo 5.3.1:

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{on}}} \quad (5.3.1)$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{on}}} \quad (5.3.2)$$

Znaménko „+“ značí dopadající napěťovou vlnu a znaménko „-“ označuje odraženou napěťovou vlnu. Pro dopadající a odražené výkony platí:

$$P_n^+ = \frac{1}{2} |a_n|^2 \quad (5.3.3)$$

$$P_n^- = \frac{1}{2} |b_n|^2 \quad (5.3.4)$$

Rozptylové parametry (S-parametry) tvoří jeden ze základních nástrojů pro návrh vysokofrekvenčních obvodů a lze popsat těmito dvěma rovnicemi:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (5.3.5)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (5.3.6)$$

Samotné s – parametry jsou stanoveny rovnicemi 5.3.7, 5.3.8, 5.3.9 a 5.3.10):

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ pro } a_2 = 0 \quad (5.3.7)$$

Vstupní koeficient odrazu při výstupu zakončením přizpůsobenou zátěží.

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \text{ pro } a_1 = 0 \quad (5.3.8)$$

Zpětný přenosový koeficient při vstupu zakončením při vstupu zakončením přizpůsobenou zátěží.

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \text{ pro } a_2 = 0 \quad (5.3.9)$$

Přenosový koeficient při výstupu zakončením přizpůsobenou zátěží.

$$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \text{ pro } a_1 = 0 \quad (5.3.10)$$

Výstupní koeficient odrazu při vstupu zakončením přizpůsobenou zátěží.

Činitelé odrazů jsou závislé na dopadajících a odražených vlnách. Předpoklad pro impedanční a přizpůsobení je, aby si byli činitelé odrazů podle obrázku 5.3.1 rovny.

$$\Gamma_G = \frac{a_1}{b_1} \quad \Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} \quad (5.3.7)$$

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} \quad \Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2} \quad (5.3.8)$$

### 3.4. Stabilita dvojbranu

Bezpodmínečně stabilní dvojbran, je takový dvojbran, který pro žádnou hodnotu odrazů nebo impedancí připojených k jeho branám neosciluje. Pokud pro některé hodnoty připojených impedancí osciluje, dvojbran je podmíněně stabilní.



Pokud je zvolený tranzistor na dané frekvenci nestabilní je vhodné jej stabilizovat. V opačném případě může dojít k rozkmitání obvodu.

Zda je obvod stabilní či naopak, se posuzuje podle Rolletova činitele stability převzatého z [1], který je označen malým písmenem  $k$ . Hodnoty tohoto parametru v nestabilním obvodu leží v intervalu od nuly do jedné. Pro stabilní obvod platí  $k > 1$ .

Rolletův činitel stability je dán rovnicí:

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5.4.1)$$

Podmínky pro činitele absolutní stability:

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (5.4.2)$$

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (5.4.3)$$

$$D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (5.4.4)$$

### 3.5. Šumové parametry

Obecně je na tyto parametry kladen největší důraz v obvodech na vstupech přijímačů. Pokud by tyto obvody příliš přidávaly do přijímacího signálu šum, zhoršovaly by odstup signálu od šumu. Zhoršení odstupu signálu od šumu by způsobilo znehodnocení přenášení informace díky překrytí užitečného (informativního) signálu šumovým signálem.

Šum vzniká náhodným pohybem nosičů náboje v aktivních elektronických prvcích nebo elementech, které generují časově proměnné napětí a proudy.

Šumové číslo (Noise Figure):

Šumové číslo je podle [1] definováno poměrem poměru signálu a šumu na vstupu a poměru signálu a šumu na výstupu:

$$F = \frac{\frac{S_1}{N_1}}{\frac{S_2}{N_2}} [-] \quad (5.5.1.1)$$

$$N_1 = k_1 T_0 B \quad (5.5.1.2)$$

Často je vyjadřováno v logaritmické míře:

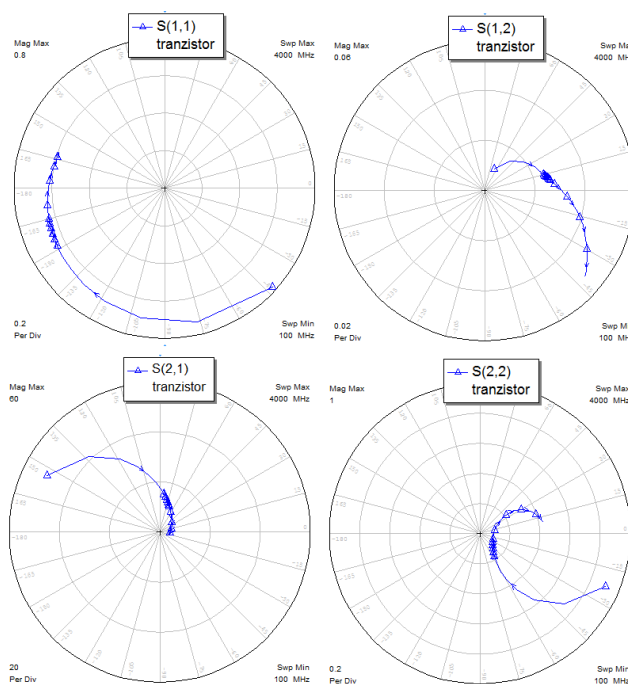
$$NF = F_{dB} = 10 \log(F)$$

(5.5.1.3)

Ideální hodnotou pro šumové číslo je  $F=1$ , protože nezhoršuje poměr odstupu signálu od šumu.

## 4. Bipolární tranzistor

Jak je uvedeno v [1] vývoj mikrovlnných bipolárních tranzistorů započal zanedlouho po vynalezení bipolárního tranzistoru. Princip mikrovlnných tranzistorů je založen na obdobném principu jako běžný bipolární tranzistor.



Obrázek 4.1 Rozptylové parametry tranzistoru BFU760F, převzato z [1]

Podle obrázku 4.1 má parametr  $s_{11}$  na nízkých frekvencích kapacitní charakter, protože se zde uplatňuje kapacita  $C_{bc}$  (kapacita báze - kolektor), jejíž modul nabývá hodnot od 0,59 do 0,78. Na frekvenci kolem 1,9GHz vykazuje induktivní charakter.

Parametr  $s_{12}$  obecně roste rychleji než u unipolárních tranzistorů, to přispívá k rychlejší degradaci parametrů BJT. Na nízkých frekvencích vykazuje induktivní charakter, ale s rostoucí frekvencí přechází na kapacitní charakter.

Parametr  $s_{21}$ , který na nízkých frekvencích dosahuje vysokých hodnot modulu, s rostoucí frekvencí celkem rychle klesá. Vykazuje induktivní charakter.

Parametr  $s_{22}$  má obdobně jako parametr  $s_{11}$  obvykle kapacitní charakter, jehož modul také nabývá hodnot od 0,41 do 0,90.

Co se týče šumových vlastností, tak BJT jsou významným zdrojem šumu a touto vlastností degradují odstup signálu od šumu. Bipolární tranzistor je zdroj šumu dvojího druhu. Jednak termálního šumu, který vzniká vlivem náhodného pohybu elektronů v odporovém materiálu a výstřelového šumu.

## 5. Unipolární tranzistor

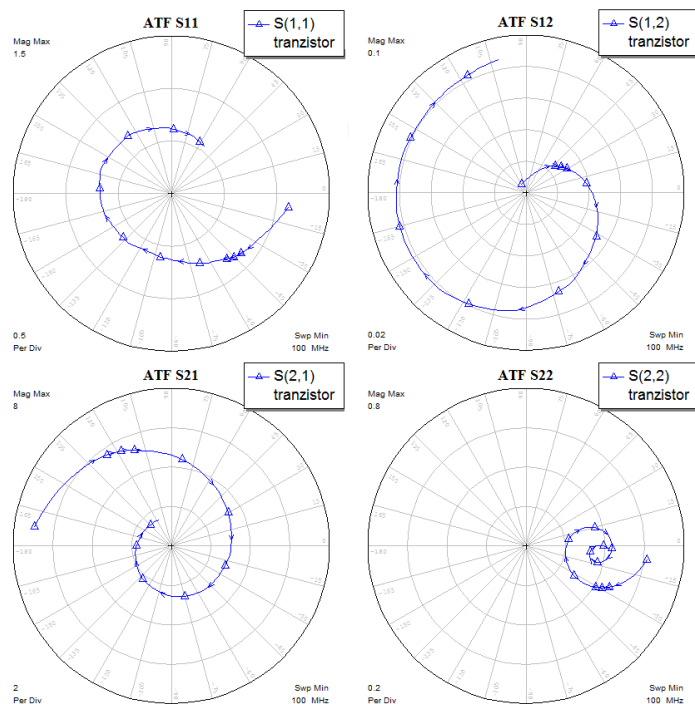
Podle [1] se tyto tranzistory, vyrobené z GaAs, staly důležitými VF aktivními prvky z důvodu jejich jednoduchosti a vynikajících vysokofrekvenčních parametrů.

Jak je vidět na obrázku 5.1 impedance parametru  $s_{11}$  se na velmi nízkých frekvencích blíží nekonečnu, protože je hradlo izolované Schotkyho přechodem a má kapacitní charakter. Na druhou stranu hradlo G na těchto frekvencích vykazuje vysoký činitel jakosti Q a špatně se přizpůsobuje. Na vyšších frekvencích vykazuje induktivní charakter.

Parametr  $s_{12}$  je relativně malý a s frekvencí roste zpětný přenos. Podle simulace v MO nabývá modul hodnot od 0 do 0,09.

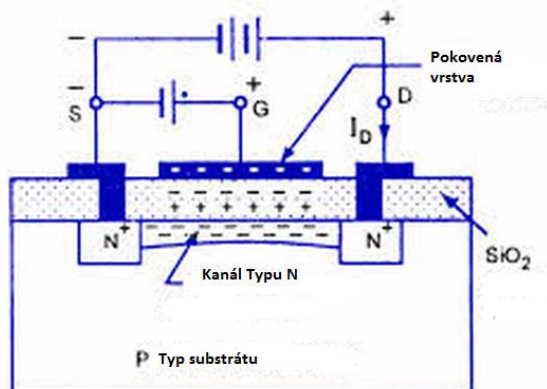
Modul impedance parametru  $s_{21}$  se na nízkých kmitočtech blíží nule a s rostoucí frekvencí roste. Dosahuje vyšších hodnot než  $s_{12}$ .

Parametr  $s_{22}$ , jehož modul dosahuje hodnotu 0,39 až 0,61 má obecně kapacitní charakter, ale v určitém kmitočtovém pásmu se chová jako indukčnost.



**Obrázek 5.1 Rozptylové parametry tranzistoru ATF-35143**

Hlavními zdroji šumu jsou v těchto tranzistorech náhodné fluktuace hustoty a driftové rychlosti nosičů náboje v aktivní části kanálu (obrázek 5.2). Dalším důležitým zdrojem šumu je skutečnost, že se změnou proudu v elektrodě D  $I_D$  mění výška vyprázdněné oblasti a změna prostorového náboje a tato změna se projeví i na hradle G jako malý přídavný proud. Toto platí i pro šumové proudy a vlivem šumového proudu  $I_D$  se objeví šumový proud na elektrodě G.



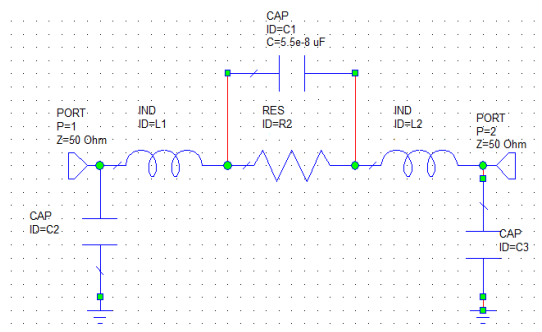
**Obrázek 5.2 Struktura unipolárního tranzistoru FET**

## 6. Náhradní obvody pasivních prvků

Aby byl teoretický návrh zesilovače co nejvíce přiblížen potenciálnímu praktickému uspořádání a jeho fyzikálními vlastnostem, je při simulaci použito náhradních obvodů rezistorů a kondenzátorů. Pokud by tak nebylo, byla by větší pravděpodobnost, že i když bude návrh teoreticky perfektní, nemusel by v reálném světě fungovat.

### 6.1. Rezistor

Náhradní zapojení rezistoru převzatého z [2] pro vysokofrekvenční techniku je na obrázku 6.1.1:

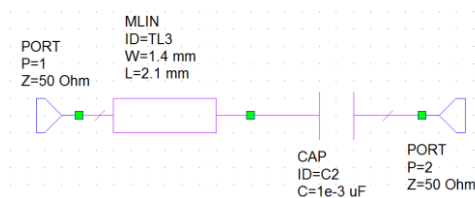


Obrázek 6.1.1 Model rezistoru

Použitím modelu rezistoru (obrázek 6.1.1) při simulacích byla snaha přiblížit se k reálnému chování součástky a tak eliminovat chyby, které by mohly vyplynout zanedbáním těchto parazitních vlastností.

### 6.2. Kondenzátor

Kondenzátory byly nahrazeny ideálními kapacitami s připojenými úseky vedení (obrázek 6.2.1), které reprezentují indukčnosti dané rozměry pouzder součástek.



Obrázek 6.2.1 Model Kapacitoru

## 7. Návrh

### 7.1. Volba Substrátu

Při návrhu obvodu na vyšších frekvencích je nutné zjistit rozměry mikropáskových vodičů, které budou použity při samotné realizaci.

Oba zesilovače byly realizovány na substrátu FR – 4, který má vlastnosti znázorněné v tabulce 7.1.

FR4
$\epsilon_r = 4$
$\text{tg } \delta = 0,01$
$t = 30\mu\text{m}$
$H = 0,5\text{mm}$

Tab. 7. 1 Vlastnosti FR - 4

Se znalostí těchto parametrů, impedance na vstupních a výstupních svorkách a frekvence, je možné navrhnout šířku mikropásku a velikost čtvrtiny vlnové délky, které jsou potřebné ke správné funkci zapojení. Velikost čtvrtiny vlnové délky bude později potřeba pro připojení napájecích obvodů. K tomuto úkonu je v programu MO vyvinuta procedura TXLine, kde je možno spočítat všechny parametry všech druhů vedení. Spočítané hodnoty v rovnicích 8.1.1 a 8.1.2 jsou pro impedanci 50Ω:

$$W = 0,997\text{mm} \approx 1\text{mm} \quad (8.1.1)$$

$$\lambda/4 = 42,98\text{mm} \Rightarrow 17,19\text{mm} \quad (8.1.2)$$

### 7.2. Zesilovač s bipolárním tranzistorem

Před započítáním samotného návrhu zesilovače je potřeba zvolit vhodný tranzistor. Tato práce se zabývá návrhem a realizací nízkošumového zesilovače, a tak byl kladen důraz na hodnoty šumového čísla a zisku.

Proto byl po několika úvahách zvolen tranzistor BFU760F. Podle [4] se jedná o nízkošumový tranzistor bázi silikon-germaniové technologie od firmy NXP a je zapouzdřen v pouzdře SOT-343.

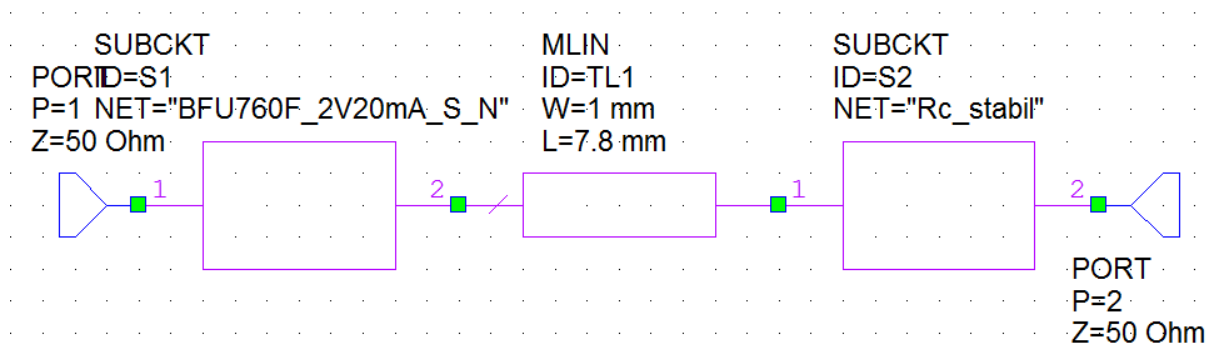
Celý návrh byl vypracován ve vývojovém prostředí Microwave Office. Prvním úkolem, který bylo potřeba vyřešit, bylo získání souboru s hodnotami šumových čísel, činitelů odrazů, normovaných odporů a s – parametrů v závislosti na frekvenci, jinak by MO nemohl provádět správné a podložené simulace. Tento soubor je k nalezení a volnému stažení na stránkách výrobce [6].

Dalším krokem bylo ověření nebo zkontrolování parametrů, které byly převzaty z [4] datasheetu výrobce, což se provedlo simulováním v MO. Zjištěné parametry jsou zaznamenány v tabulce 7.2.1.

Parametr	
MSG [MS]	26,8
k [-]	0,43
NF [dB] [4]	0.5

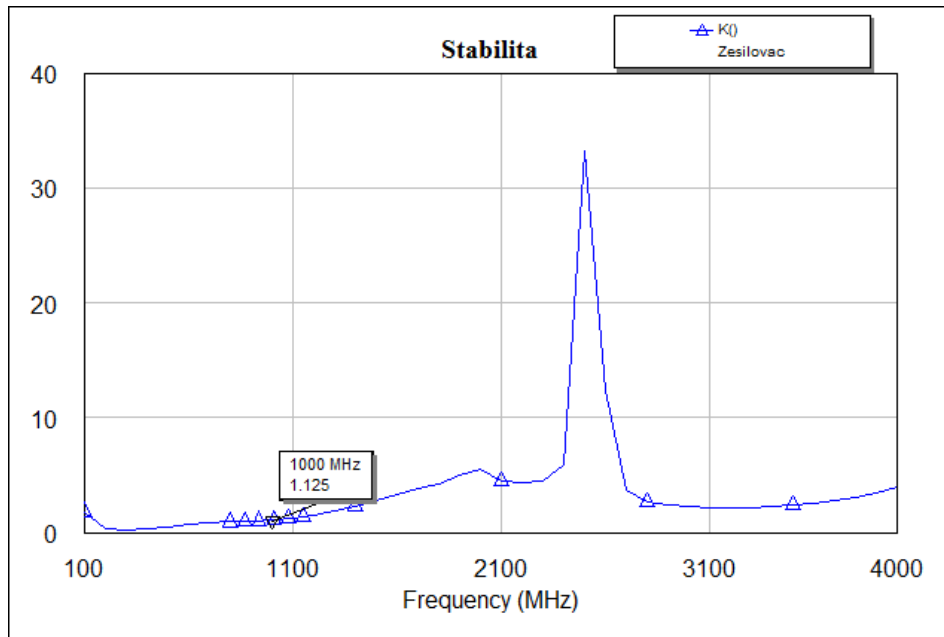
**Tab. 7.2.1** Hodnoty z katalogu bipolárního tranzistoru pro  $f = 1\text{GHz}$

Z Tabulky 1 a [1] vyplývá, že je tranzistor na zadané frekvenci nestabilní, protože  $k < 1$ . Proto bylo nutné na výstupu tranzistoru stabilizovat zapojením odporu s hodnotou  $R_{\text{stabil}} = 36\ \Omega$ , který je s elektrodou C propojen mikropáskovým úsekem vedení dlouhým  $l = 7,8\text{mm}$ . Připojení je vyobrazeno na obrázku 7.2.1.



**Obrázek 7.2.1** Stabilizace tranzistoru pro  $f = 1\text{GHz}$

Touto úpravou se dosáhlo hodnoty parametru  $k = 1,06$ . Po stabilizaci tranzistoru na kmitočtu  $f = 1\text{GHz}$ , bylo potřeba zjistit, zda je tento prvek stabilní v rámci celého pracovního pásma. Tohoto požadavku nebylo dosaženo, a proto byl na vstup tranzistoru připojen paralelně odpor  $R_{\text{Bstabil}} = 100\ \Omega$  přes napájecí obvody, čímž byl problém vyřešen. Nevýhodou připojení stabilizačních prvků je zvýšení hodnoty šumového čísla na  $\text{NF} = 0,66\text{dB}$ . Výsledný průběh Rolletova činitele stabilizace celého zesilovače v závislosti na frekvenci je na Obrázku 7.2.1.



**Obrázek 7.2.2** Stabilita celého zesilovače s bipolárním tranzistorem v závislosti na frekvenci

### 7.2.1. Návrh vstupního přizpůsobovacího obvodu PO<sub>1</sub>:

V této fázi práce, kde je tranzistor popřípadě celý zesilovač stabilní, bylo přistoupeno k návrhu přizpůsobovacích obvodů.

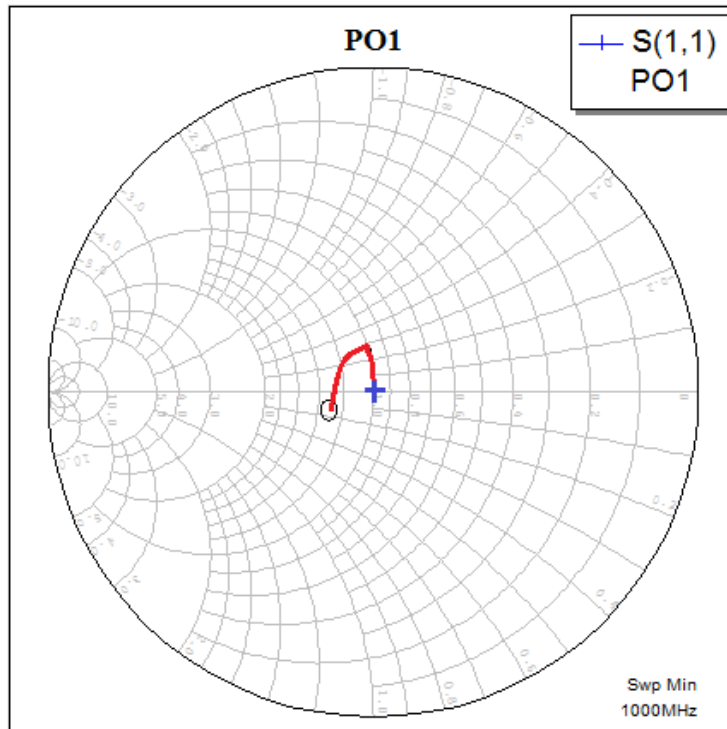
První byl navržen vstupní přizpůsobovací obvod PO<sub>1</sub>, který má za úkol přizpůsobit vstup tranzistoru nízkošumově. Pro takovéto přizpůsobení je potřeba znát činitele odrazu na vstupu tranzistoru  $\Gamma_G$ , který je v MO označen zkratkou GMN. Zjištěná hodnota tohoto parametru tranzistoru z MO s připojenými stabilizačními obvody je  $GMN = 0,147 \angle 155,68$ .

Nejprve se znalostí tohoto parametru je možné v MO zjistit hodnotu činitele odrazu na výstupu tranzistoru  $\Gamma_2$ . Byla zjištěna následující hodnota  $\Gamma_2 = 0,142 \angle 63,71$ , která bude použita při návrhu výstupního přizpůsobovacího obvodu PO<sub>2</sub>.

Nyní je možné začít s nízkošumovým přizpůsobením na vstupu tranzistoru.

Na obrázku 7.2.1.1 je znázorněn Smithův diagram s počáteční hodnotou parametru  $s_{11}$  a způsobem přizpůsobení do středu Smithova diagramu (stav přizpůsobení).



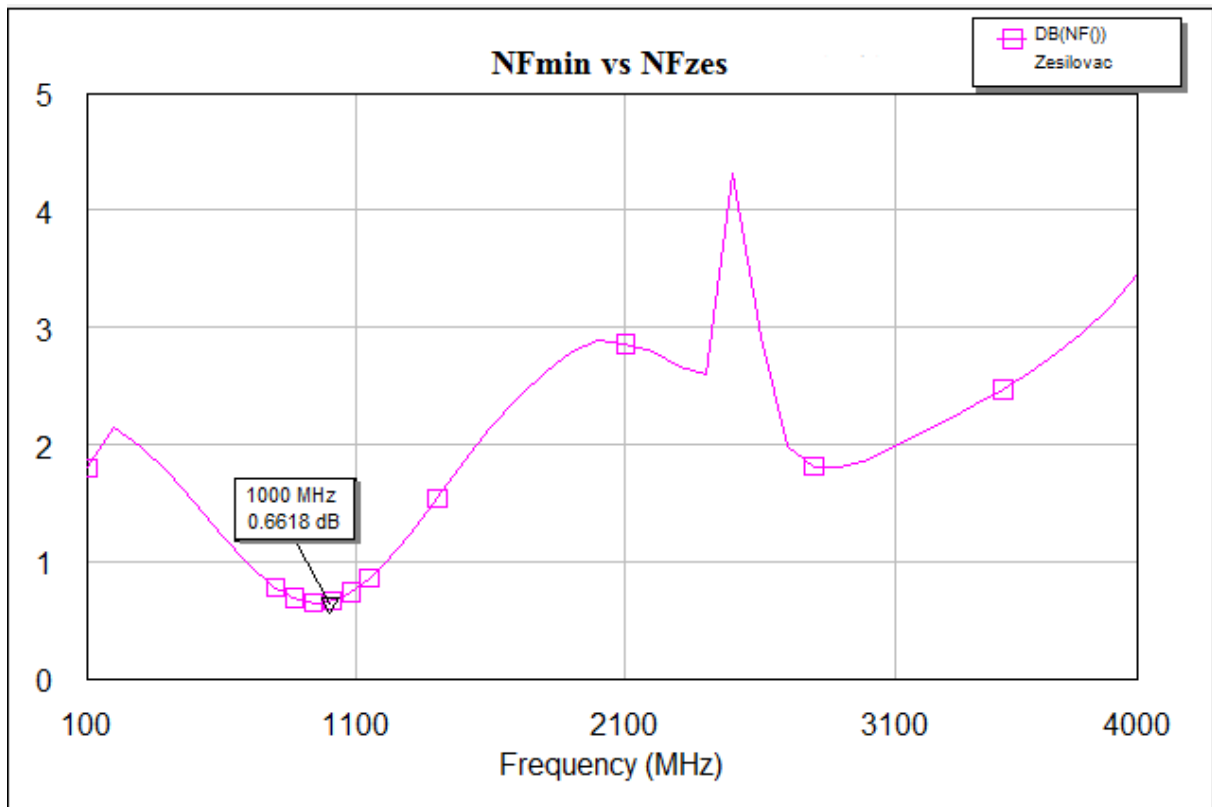


**Obrázek 7.2.1.1 Přizpůsobení PO<sub>1</sub>**

Kroužek na obrázku 7.2.1.1 prezentuje výchozí pozici, kde se nachází hodnota již zjištěného GMN, tedy činitele odrazu tranzistoru. Nejprve bylo potřeba připojit sériový úsek vedení o délce  $l = 25,2$  mm, který je nutný pro přesunutí bodu na kružnici  $g = 1$ . Dalším krokem bylo připojeno vedení o délce  $l = 7,6$  mm pro přesunutí bodu do středu Smithova diagramu, jehož koncový bod je znázorněn modrým křížkem. Posledním krokem bylo třeba zahrnout diskontinuity. K tomuto účelu je použito nástroje v MO, který se jmenuje MTEE.

Nízkošumové přizpůsobení bylo tedy dosaženo připojením sériového úseku a paralelního úseku, který je zakončen otevřeným koncem OPEN.

Na obrázku 7.2.1.2 je zobrazena kmitočtová charakteristika šumového čísla, jehož hodnota je  $NF = 0,66$  dB. Z tohoto čísla vyplývá, že je tranzistor na vstupu šumově přizpůsoben.

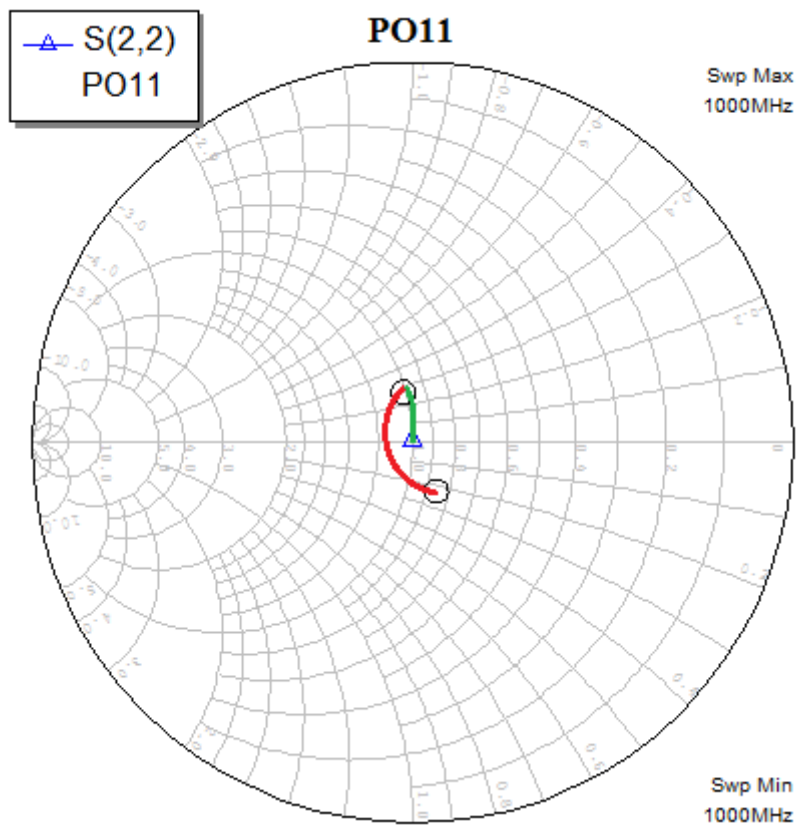


Obrázek 7.2.1.2 Kmitočtová charakteristika Šumového čísla zesilovače s bipolárním tranzistorem

### 7.2.2. Návrh výstupního přizpůsobovacího obvodu PO<sub>2</sub>:

Dále musí být navržen výstupní přizpůsobovací obvod, jehož úkolem je přizpůsobit výstup tranzistoru na výstupní impedanci, která je v tomto případě  $50\Omega$ .

Nyní využijeme činitel odrazu na výstupu tranzistoru  $\Gamma_2$ , který byl zjištěn bezprostředně po stabilizaci tranzistoru. Hodnota tohoto parametru je  $\Gamma_2 = 0,142 \angle -63,71$ . Oproti návrhu vstupního přizpůsobovacího obvodu PO<sub>1</sub> se musí tyto činitele rovnat nejen v modulu ale i fázi čili  $\Gamma_L = \Gamma_2^*$ . Na obrázku 7.2.2.1 je vyobrazen Smithův diagram s naznačeným přizpůsobováním.

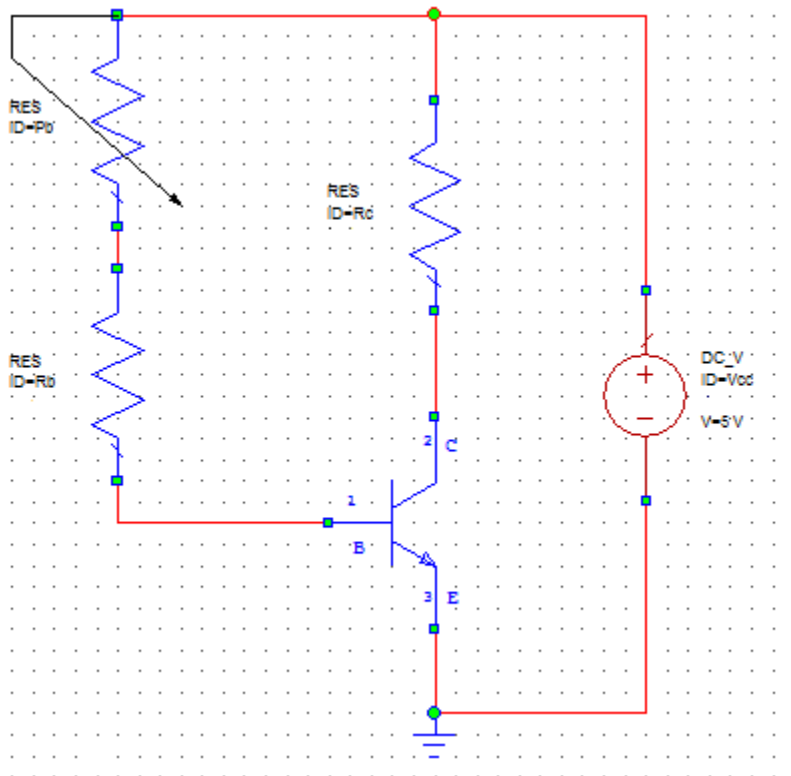


Obrázek 7.2.2.1 Přizpůsobení PO<sub>2</sub>

Spodní kroužek na obrázku 7.2.2.1 ukazuje počáteční hodnotu činitele odrazu na výstupu tranzistoru  $\Gamma_L$ . Přizpůsobení je realizováno dvěma mikropáskovými úseky vedení. První je připojen sériově, jehož délka je  $l = 5.75$  mm. Druhý úsek vedení je pahýl zakončený zkratem SHORT. Tento mikropásek měří  $l = 31.66$  mm. Pomocí nástroje MTEE byly zahrnuty diskontinuity jako v předešlém případě.

### 7.2.3. Napájecí obvody

Pro správnou funkci zesilovače, transistor musí být nastaven do předem určeného pracovního bodu  $P_0$ . Určený pracovní bod definuje stejnosměrné předpětí na bázi tranzistoru a kolektorový proud, pro který má daný tranzistor neoptimálnější parametry přenosu. V tomto případě je určení pracovního bodu dáno šumovými parametry tranzistoru, které byly převzaty z [6]. Soubory s těmito parametry jsou ke stažení na stránkách výrobce. Důvod je ten, že šumové a s - parametry jsou pro každý pracovní bod  $P_0$  odlišné. Na obrázku 7.2.3.1 je znázorněno schéma pro nastavení pracovního bodu.



**Obrázek 7.2.3.1** Schéma pro nastavení pracovního bodu BJT

Nejprve byly všechny tyto soubory s těmito parametry importovány do vývojového prostředí MO, kde byly následně simulovány na střední frekvenci  $f = 1 \text{ GHz}$ . Na základě výsledků této simulace bylo rozhodnuto použít pracovní bod  $P_0 = [0,6\text{V}; 2\text{V}; 20\text{mA}]$ . Jinými slovy na rezistoru  $R_C$  zapojeném v kolektoru musí být úbytek napětí  $U_{RC} = 3\text{V}$  a musí jím protékat proud  $I_C = 20\text{mA}$ . Napětí  $U_{BE} = 0,6\text{V}$  je předpětí, které se nastavuje u bipolárních tranzistorů, protože právě při této hodnotě se otevírá přechod báze – emitor. Napájecí obvody jsou důležitým blokem celého zesilovače, ale nesmí ovlivňovat vysokofrekvenční obvod. Z tohoto důvodu se musí impedance v bodě napojení velmi blížit nekonečné impedance. Takového efektu, lze dosáhnout připojením vysokoohmového vedení, které je dlouhé  $\lambda_V/4 = 42,98 \text{ mm}$  a jednom konci zkratované. Určitým problémem je realizace vysokofrekvenčního zkratu, kde je nežádoucí, aby byl i zkratem stejnosměrným. Důvodem je, aby nebylo zkratováno stejnosměrné napájecí napětí. V této práci je zkrat realizován kondenzátorem, jehož reaktance je na nízkých frekvencích nekonečná, ale na vysoké frekvenci má impedanci nulovou, pro vysoké frekvence funguje jako zkrat.

Výpočet odporu  $R_C$ , který má za úkol nastavit napětí a proud kolektoru:

$$R'_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{5V - 2V}{20mA} = 150\Omega \quad (7.2.3.1)$$

Protože je zapojen v kolektoru stabilizační odpor hodnoty  $36\Omega$  využijeme jej i k nastavení pracovního bodu  $P_0$ :

$$R_C = R'_C - R_{stabil} = 150\Omega - 36\Omega = 114\Omega \quad (7.2.3.2)$$

Rezistor s touto hodnotou se nevyrábí, protože se součástky produkují ve standardizovaných řadách.

Proto bude tato hodnota sestavena na základě řady E48 z odporů o hodnotách  $110\Omega$  a  $3,9\Omega$ .

Ještě je třeba spočítat hodnotu rezistoru v bázi. Parametr  $h_{21E}$  se může pro jiný tranzistor stejného typu velice odlišovat. Výrobce tranzistoru udává pouze maximální rozsah tohoto parametru, proto je nutné umístit do báze tranzistoru trimer pro jemnější doladění. Převzato z [4], kde výrobce udává rozptyl tohoto parametru  $h_{21E} = 130 \div 260$  v katalogu. Úkolem trimera je pokrýt tento rozptyl.

$$h_{21E} = 130 \div 260; I_C = 20mA; U_{CC} = 5V; U_{BE} = 0,6V$$

$$I_{BMAX} = \frac{I_C}{h_{21EMIN}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{130} = 153,8\mu A \quad (7.2.3.3)$$

$$I_{BMIN} = \frac{I_C}{h_{21EMAX}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{260} = 76,9\mu A \quad (7.2.3.4)$$

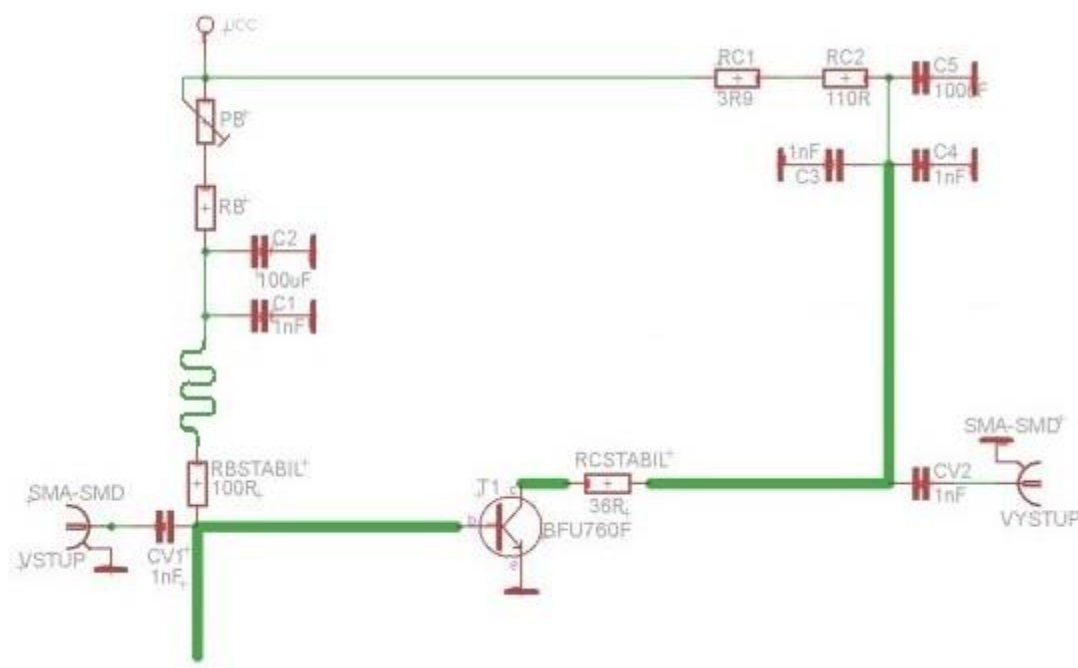
$$R_{BMAX} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_{BMIN}} = \frac{5V - 0,6V}{76,9 \cdot 10^{-6}} = 57,2k\Omega \quad (7.2.3.5)$$

$$R_{BINX} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_{BMAX}} = \frac{5V - 0,6V}{153,8 \cdot 10^{-6}} = 28,6k\Omega \quad (7.2.3.6)$$

Z rovnic číslo 7.2.3.3 až 7.2.3.6 vyplývá, že je potřeba na pokrytí rozptylu hodnot  $h_{21E}$ , trimer o nominální hodnotě  $P_B = 100k\Omega$ . Před trimrem je v sérii připojen rezistor, který má hodnotu  $R_B = 11k\Omega$  s funkcí ochranného odporu, pro případ, že by byl trimer nastaven na hodnotu  $0\Omega$ .

## 7.2.4. Celkové zapojení nízkošumového zesilovače s bipolárním tranzistorem

Zapojení je vyobrazeno na obrázku 7.2.4.1. Kondenzátory  $C_{V1}$  a  $C_{V2}$  slouží pro oddělení stejnosměrné a střídavé složky. Kondenzátory  $C_1$  až  $C_5$  zajišťují zkratovaný konec přizpůsobovacího obvodu a zároveň místo pro přívod napájecího napětí. Z vlastností kapacitoru vyplývá, že představuje pro střídavý signál zkrat. V tomto místě je střídavý signál sveden na zem. Pro stejnosměrné napětí vykazuje nekonečný odpor a proto připojené napájecí napětí není odvedeno do země, ale připojeno k tranzistoru.



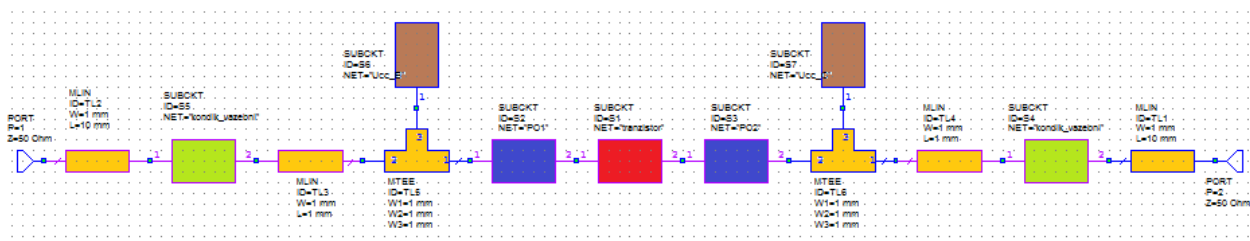
Obrázek 7.2.4.1 Schéma zapojení nízkošumového zesilovače s bipolárním tranzistorem

Odpor  $R_{Cstabil}$  a úsek kratšího vedení zapojené mezi kolektor tranzistoru a již zmíněný odpor, které je znázorněno výraznou zelenou linkou, jsou použity pro stabilizaci tranzistoru na střední frekvenci. Rezistor  $R_{Bstabil}$  je v zapojení z důvodu stabilizace tranzistoru na dolní části pracovního frekvenčního pásma. Součástky označené jako  $R_{C1}$  a  $R_{C2}$  jsou rezistory, které nastavují pracovní bod tranzistoru, tedy úbytek napětí a proud, který jimi prochází. Trimer  $P_B$  nastavuje proud do báze tranzistoru tak, aby byl tranzistor otevřen a kolektorem protékal předem zadaný proud. Odpor v bázi je jen ochranný rezistor pro případ nastavení nulové hodnoty odporu pro trimer  $P_B$ .

Propojení znázorněné silnou, zelenou linkou prezentují úseky vedení, jimiž je tranzistor přizpůsoben na vstupu a výstupu. Zesilovač je propojen s okolním prostředím koaxiálními konektory SMA.

## 7.2.5. Blokové schéma zesilovače s bipolárním tranzistorem

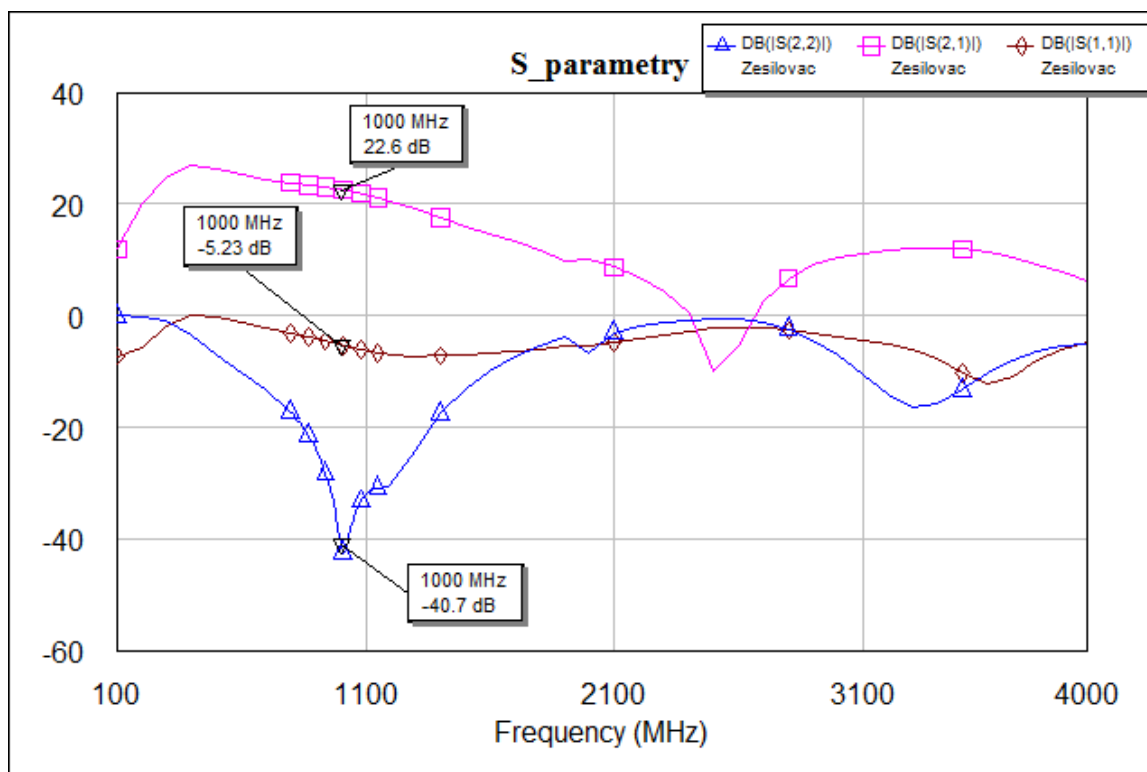
Na Obrázku číslo 7.2.5.1 je blokové schéma zesilovače z MO.



**Obrázek 7.2.5.1 Blokové schéma zesilovače s bipolárním tranzistorem**

Zesilovač využívá bipolárního tranzistoru, který je stabilizován rezistorem připojeným k elektrodě C úsekem vedení (na obrázku 7.2.5.1 označeno červenou barvou). Bloky v modré barvě jsou přizpůsobovací obvody zapojené na vstup a na výstup tranzistoru. Hnědé oddíly jsou napájecí obvody. Zelenou barvou jsou označeny vazební kondenzátory a oranžové části jsou propojovací mikropáskové úseky vedení a nástroje MTEE, které uvažují vlivy diskontinuit.

Na obrázku 7.2.5.2 jsou vyobrazeny kmitočtové charakteristiky S – parametrů výsledného zesilovače v závislosti na frekvenci.



Obrázek 7.2.5.2 Kmitočtové charakteristiky parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  a  $S_{21}$  zesilovače s BJT

Z grafu je patrné, že přenosový parametr má hodnotu  $S_{21} = 22,6$  dB. Parametr odrazů na výstupu nabývá hodnoty  $S_{22} = -40,7$  dB, z čehož vyplývá, že je zesilovač na výstupu impedančně přizpůsoben. Zesilovač je na vstupu přizpůsoben nízkošumově, proto odrazí. Hodnota činitele odrazů na vstupu je  $S_{11} = -5,23$  dB.



### 7.3. Zesilovač s unipolárním tranzistorem

Oba obvody jsou navrhovány na stejné frekvenci, proto se fyzické rozměry mikropáskových vodičů nemění a typ substrátu zůstává stejný. Z tohoto důvodu nebudou opakovány výpočty, které jsou zmíněny v kapitole 7.1. Opět bylo nutné vybrat vhodný unipolární tranzistor, protože z jeho parametrů se odvíjí další návrh. Hodnota šumového čísla zesilovače je především dána šumovým číslem tranzistoru. Je tedy nutné, aby tento parametr měl co nejnižší hodnotu. Dále je potřeba zjistit jaký je zisk při dané hodnotě šumového čísla. Byl vybrán tranzistor ATF – 35143. Podle [3] má šumové číslo tohoto tranzistoru hodnotu  $NF = 0,5$  dB. Tento tranzistor je produkován firmou Avago Technologies. Má vysoký dynamický rozsah a nízké šumové číslo. Prvek je zapouzdřen v pouzdře SOT – 343 stejně jako bipolární tranzistor BFU760F, což bylo zjednodušení při návrhu layoutů a fyzické realizaci.

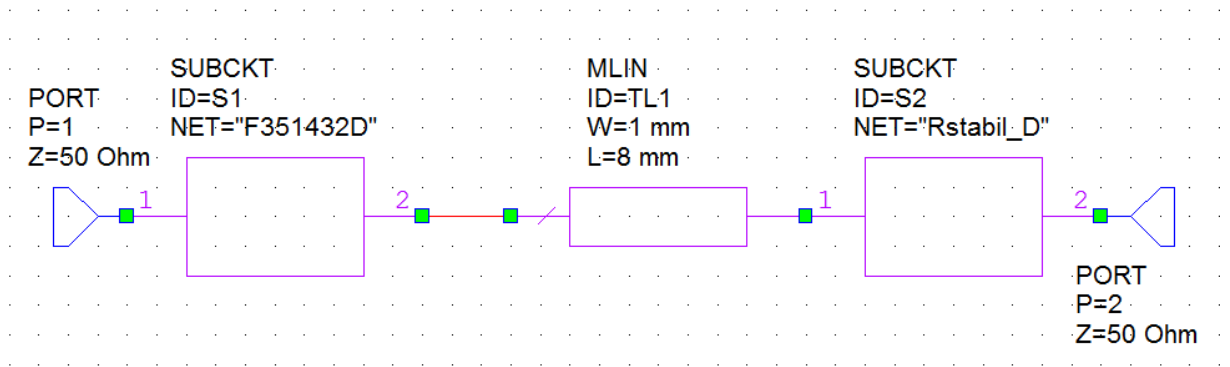
Jako v předešlém případě bylo prvním krokem ověření parametrů udaných výrobcem v datasheetu [3] a zjištění skutečnosti, zda je tranzistor na navrhované frekvenci stabilní, nebo jestli bude potřeba jej stabilizovat. Zjednodušení oproti bipolárnímu tranzistoru bylo v tom, že v softwarovém vybavení MO jsou soubory s hodnotami parametrů importovány a nemusely být stahovány. V dalším kroku byl model simulován ve vývojovém prostředí MO, kde posléze byly srovnány simulované parametry s vlastnostmi udané výrobcem ve [3], jak je zobrazeno v tabulce 8.3.1:

Parametr	
MSG [MO]	22,9
k [-]	0,21
NF [dB] [3]	0,5

Tab. 7.3.1 Parametry tranzistoru FET na  $f = 1$ GHz

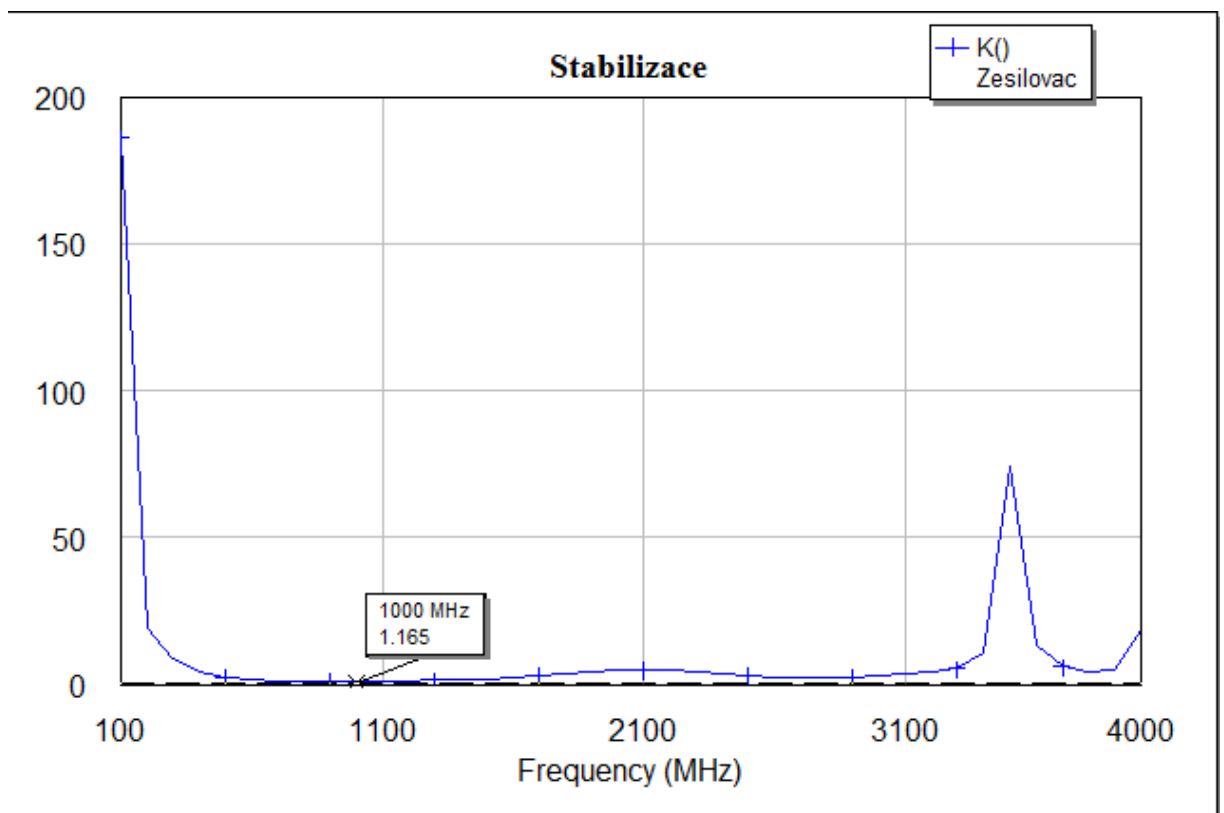
Z tabulky vyplývá, že tranzistor není stabilní na kmitočtu  $f = 1$ GHz.

Rollerův činitel stability je menší než jedna, tranzistor bylo nutné stabilizovat. Toto je provedeno podobně jako v předešlém případě. K elektrodě D unipolárního tranzistoru je připojen odpor o hodnotě  $R_{Dstabil} = 51 \Omega$  přes úsek mikropáskového vedení, (nástroj MLIN) který je dlouhý  $l = 8$  mm. Obrázek 7.3.1 prezentuje fyzické zapojení stabilizačního obvodu.



Obrázek 7.3.1 Stabilizace unipolárního tranzistoru na  $f = 1\text{ GHz}$

Po stabilizaci tranzistoru na středním kmitočtu, byla zjišťována ustálenost tranzistoru na širším pracovním pásmu. Při této činnosti bylo zjištěno, že je potřeba tranzistor stabilizovat i na širším pracovním pásmu. Tento problém byl vyřešen podobně jako v předešlém zapojení. Na vstupu tranzistoru je přes čtvrt vlnné vedení paralelně zapojen rezistor, jehož hodnota je  $R_{\text{Gstabil}} = 100\Omega$ . Výsledný průběh činitele stability  $k$  celého zesilovače je zobrazen na obrázku 7.3.2.



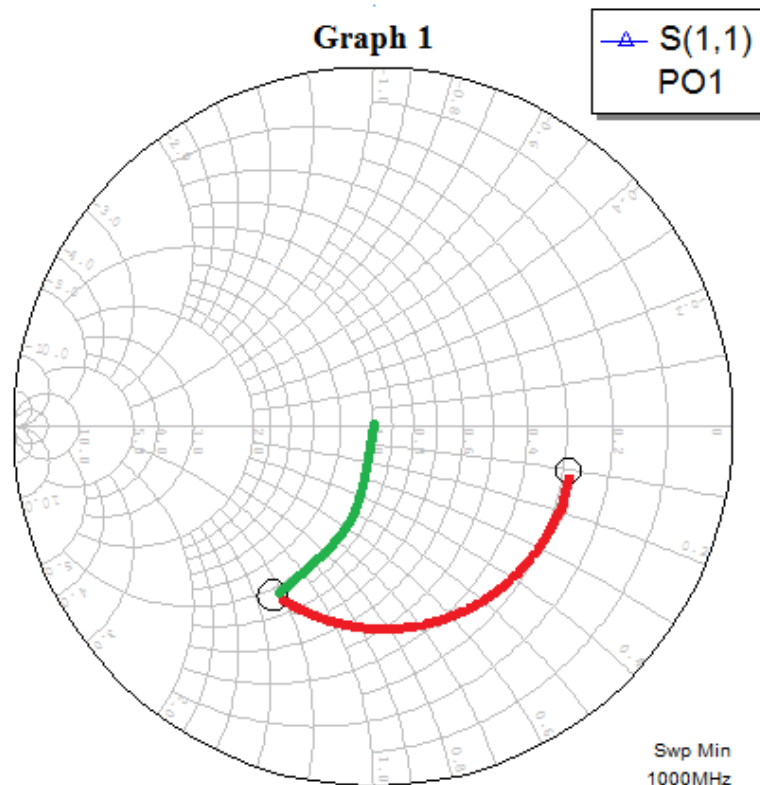
Obrázek 7.3.2 Stabilita celého zesilovače s unipolárním tranzistorem v závislosti na frekvenci

### 7.3.1. Návrh vstupního přizpůsobovacího obvodu $PO_1$ :

Ve fázi, kdy je tranzistor stabilizován v celém pracovním pásmu, může být přistoupeno k návrhu přizpůsobovacího obvodu na vstupu tranzistoru. Vstupní přizpůsobovací obvod má za úkol nízkošumově přizpůsobit vstupní bránu prvku ke zdroji signálu. Nevýhoda šumového přizpůsobení je v tom, že pak brána, která je šumově přizpůsobena, odráží velkou část výkonu, protože není přizpůsobena impedančně. U nízkošumového zesilovače je prioritou nízké šumové číslo, které je zaručeno nízkošumovým přizpůsobením. Impedační přizpůsobení by příliš zvýšilo šumové číslo a to by zhoršilo poměr odstupu užitečného signálu od šumu a mohlo by to znemožnit další zpracovávání signálu v následujících blocích přijímače.

Aby bylo možné tranzistor optimálně šumově přizpůsobit, musíme znát optimální činitel odrazu na vstupu GMN. Činitel odrazu na vstupu tranzistoru ATF-35143 má hodnotu  $GMN = 0,55 \angle -12,48$ . Nyní už je možné navrhnout přizpůsobovací obvod  $PO_1$ , ale ještě před tím byl změřen činitel odrazu na výstupu tranzistoru, který bude použit při návrhu přizpůsobovacího obvodu na výstupu tranzistoru  $PO_2$ .

Nyní lze začít s nízkošumovým přizpůsobením na vstupu tranzistoru. Postupuje se s použitím nástroje LTUNERu, který je schopný simulovat činitele odrazu v daném místě obvodu. Na obrázku 7.3.1.1 je znázorněn Smithův diagram s počáteční hodnotou parametru  $s_{11}$  a způsobem přizpůsobení do středu Smithova diagramu.



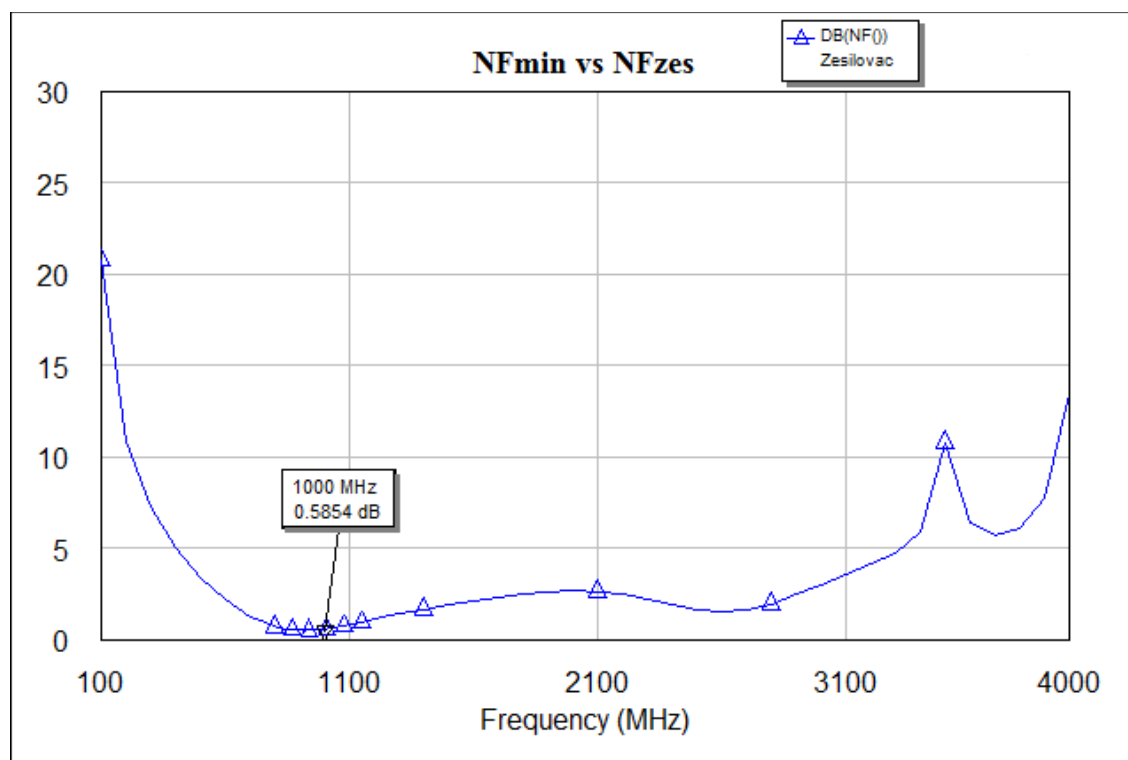
Obrázek 7.3.1.1 Návrh přizpůsobovacího obvodu  $PO_1$

Navržený přizpůsobovací obvod je realizován dvěma úseky mikropáskových vedení. Jeden úsek je připojen k tranzistoru do série. Tento úsek vedení transformuje impedanci z bodu změřeného ve vývojovém prostředí do bodu, který leží na kružnici  $g = 1$ . Tento úsek má délku  $l = 26,01$  mm.

Druhý úsek vedení je připojen paralelně a zakončen zkratem SHORT.. Tento úsek je dlouhý  $l = 17,98$  mm.

Ve spojení těchto dvou úseků vedení byly zahrnuty vlivy diskontinuity. Tento úkon je proveden nástrojem pro odbočování mikropáskových vedení MTEE, který je součástí programu MO.

Z obrázku 8.3.1.2, kde je vyobrazena závislost šumového čísla na frekvenci, vyplývá že je tranzistor na frekvenci  $f = 1$ GHz šumově přizpůsoben. Šumové číslo má hodnotu  $NF = 0,59$ dB.



Obrázek 7.3.1.2 Kmitočtová charakteristika šumového čísla zesilovače s unipolárním tranzistorem

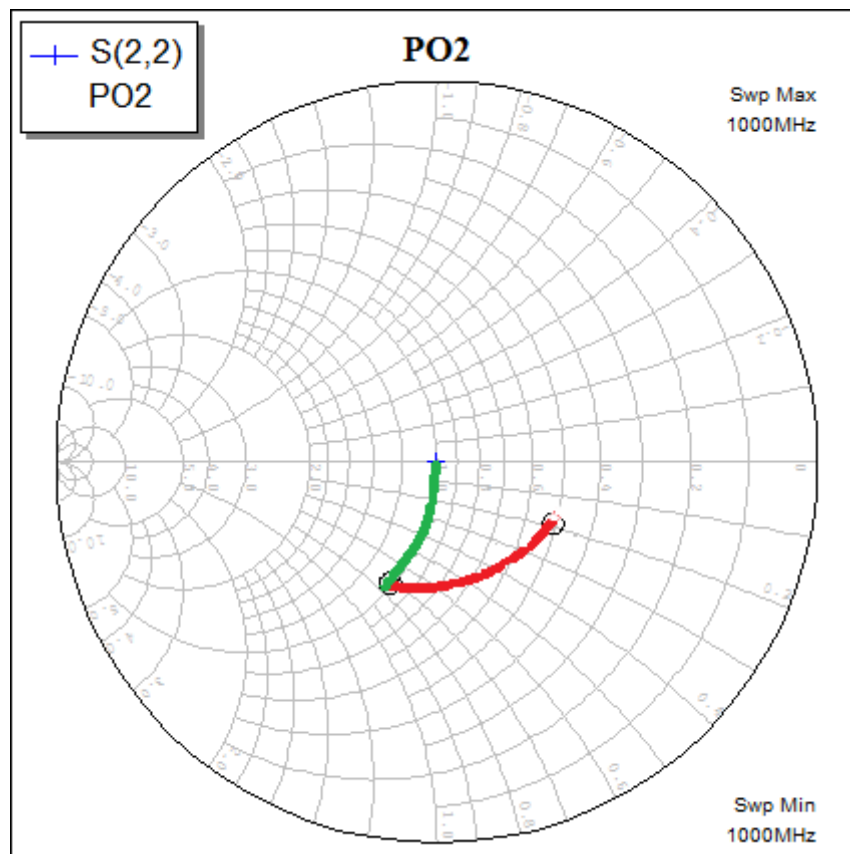
### 7.3.2. Návrh výstupního přizpůsobovacího obvodu PO<sub>2</sub>:

Úkolem tohoto obvodu je transformovat impedanci z bodu, který je prezentován činitelem odrazu na výstupu tranzistoru  $\Gamma_L$  na impedanci výstupního konektoru, která je má konkrétně hodnotu  $Z_{out} = 50\Omega$ .

K návrhu tohoto zapojení je potřeba znát hodnotu činitele odrazu na výstupu tranzistoru  $\Gamma_2$ . Tato hodnota byla změřena v programu MO, při zjištění činitele odrazu na vstupu tranzistoru  $\Gamma_G$ . Zjištěná hodnota činitele odrazu je rovna  $\Gamma_L = 0,34\angle -27,53$ .

Nyní pomocí nástroje LTUNER v softwaru MO lze navrhnout délky úseků vedení. Na obrázku 7.3.2.1 je prezentován způsob transformace impedance z hodnoty činitele odrazu na výstupu tranzistoru na výstupní impedanci  $Z_{out} = 50\Omega$ .

Tento přizpůsobovací obvod je navržen dvěma úseky vedení. První úsek vedení je připojen sériově k tranzistoru a transformuje impedanci výstupu tranzistoru na bod, který leží na kružnici  $g = 1$ . Tento mikropáskový úsek je dlouhý 19,56 mm. K tomuto úseku je připojen paralelně proti zemi druhý úsek vedení, který teprve transformuje impedanci do středu Smithova diagramu. V tuto chvíli je zajištěno impedanční přizpůsobení na impedanci výstupního konektoru. Stejně jako v předešlém případě je i tento úsek zakončen zkratem SHORT a jsou pomocí nástroje MTEE eliminovány diskontinuity.



Obrázek 7.3.2.1 Návrh přizpůsobovacího obvodu  $PO_2$

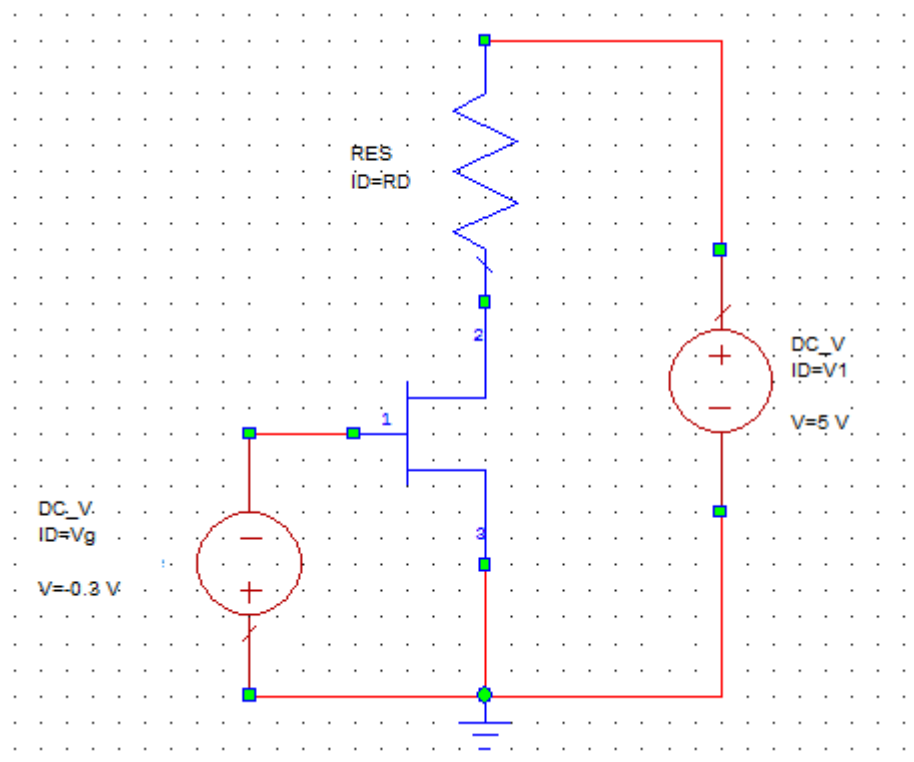
### 7.3.3. Napájecí obvody

Pro správnou funkci zesilovače, bude v následujícím kroku nastavena předem určený pracovní bod  $P_0$ . Na hradlo unipolárního tranzistoru musí být nastaveno záporné předpětí a na elektrodě

D tranzistoru musí být odpor, který nastaví proud protékající tranzistorem z elektrody D do elektrody S. Určení pracovního bodu je i v tomto případě dáno šumovými parametry tranzistoru, které už jsou integrovány ve vývojovém prostředí MO. Šumové a  $s$  - parametry jsou pro každý pracovní bod  $P_0$  unikátní.

Po simulování a zjištění Rolletova koeficientu stability  $k$  byl zvolen pracovní bod  $P_0 = [-0.3; 2V; 30mA]$ . Na odporu připojeném k elektrodě D musí být úbytek napětí  $U_{RD} = 3V$  a musí jím protékat proud  $I_C = 30mA$ . Napětí  $U_{GS} = -0,3V$  je záporné předpětí, které bylo odečteno z voltampérové charakteristiky [3]. Napětí z voltampérové charakteristiky nebylo možné přesně určit, proto je využito v obvodu pro nastavení pracovního bodu  $P_0$  odporového trimeru.

Napájecí obvody jsou nepostradatelnou součástí zesilovače, nesmí však ovlivňovat vysokofrekvenční obvod. Impedance v bodě napojení se musí blížit nekonečné impedanci. Toto bylo dosaženo připojením vysokoohmového vedení, které je dlouhé  $\lambda_v/4 = 42,98$  mm a je na jednom konci zkratované. Problém s vysokofrekvenčním zkratem je vyřešen zapojením kondenzátoru, který má pro stejnosměrné napětí nekonečný odpor a proto nebude stejnosměrné napětí zkratováno. Na obrázku 7.3.3.1 je znázorněno schéma pro nastavení pracovního bodu unipolárního tranzistoru.



Obrázek 7.3.3.1 Zapojení pro návrh pracovního bodu

Vypočtená hodnota odporu  $R_D$ :

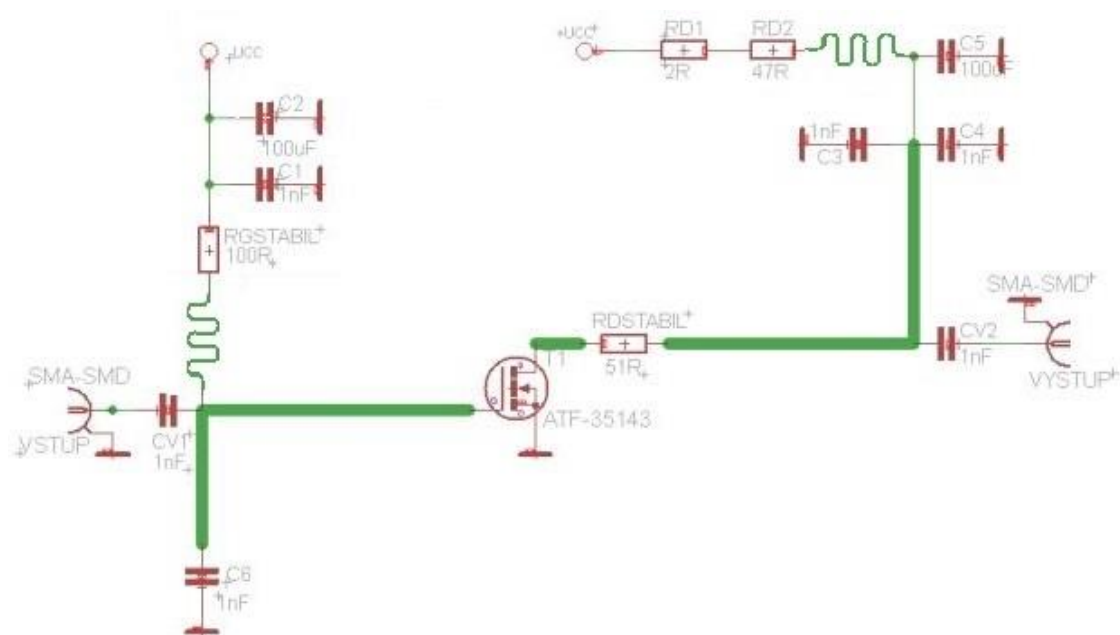
$$R'_D = \frac{U_{CC} - U_{DS}}{I_D} = \frac{5V - 2V}{30 \cdot 10^{-3} mA} = 100\Omega \quad (7.3.3.1)$$

K elektrodě D je připojen stabilizační odpor, jehož hodnotu využijeme k nastavení pracovního bodu. Rezistor má dvě funkce. První funkcí je stabilizovat tranzistor a nedopustit jeho rozkmitání. Druhá funkce je nastavení pracovního bodu. Tento odpor má hodnotu  $R_{Dstabil} = 51\Omega$ . Výpočet odporu  $R_D$ :

$$R_D = R'_D - R_{Dstabil} = 100 - 51 = 49\Omega \quad (7.3.3.2)$$

Hodnota tohoto odporu není sériově vyráběna, není standardizovaná. Proto tuto hodnotu rozdělíme na hodnoty  $R_{D1} = 47\Omega$  a  $R_{D2} = 2\Omega$ .

### 7.3.4. Celkové zapojení zesilovače s unipolárním tranzistorem



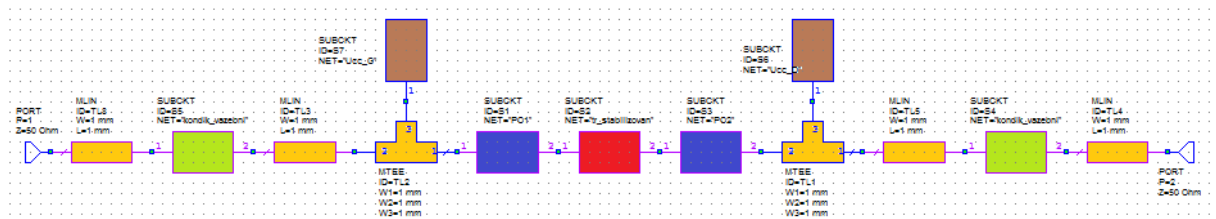
**Obrázek 7.3.4.1 Zapojení zesilovače s unipolárním tranzistorem**

Popis funkce jednotlivých součástí je podle obrázku 7.3.4.1. Kapacity  $C_{V1}$  a  $C_{V2}$  jsou vazební kondenzátory, které nepropustí na vstup tranzistoru žádné stejnosměrné napětí. Kondenzátory  $C_3$  a  $C_6$  jsou blokové kapacity, které mají za úkol zkratovat střídavé napětí na zem. Ostatní kondenzátory blokuji napájecí napětí od přidružených střídavých složek, které jsou těmito kapacitami svedeny na zem. Zvýrazněná zelená linka propojující elektrodu D tranzistoru a rezistor  $R_{Dstabil}$  stabilizují

tranzistor na střední frekvenci. Odpor  $R_{G\text{stabil}}$  stabilizuje zesilovač na spodním pásmu pracovní, frekvenční oblasti. Odpojem  $R_G$  je přivedeno záporné předpětí na hradlo tranzistoru. Rezistory  $R_{D1}$  a  $R_{D2}$  nastavují úbytek napětí a velikost hodnoty protékajícího proudu tak, aby byl nastaven správný pracovní bod tranzistoru. Na vstupu a výstupu jsou opět přimontovány koaxiální konektory SMA.

### 7.3.5. Blokové schéma zesilovače s unipolárním tranzistorem

Obrázku 7.3.5.1 prezentuje zapojení bloků zesilovače s unipolárním tranzistorem FET.

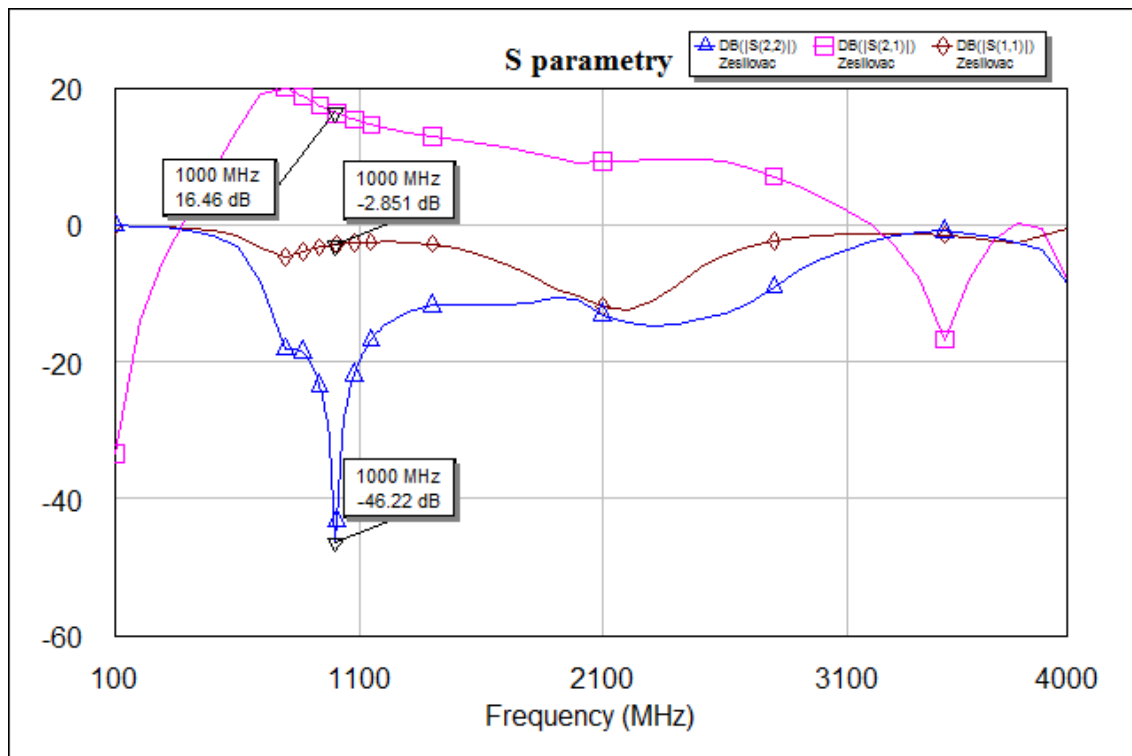


**Obrázek 7.3.5.1 Blokové zapojení zesilovače s FET**

Červeně označený blok je stabilizovaný tranzistor, který je stabilizovaný pomocí připojeného rezistoru. Modré bloky jsou přizpůsobovací obvody. Na vstupu nízkošumový přizpůsobovací obvod. Na výstupu je impedanční přizpůsobovací blok. Oranžové bloky jsou propojovací úseky mikropáskových vedení a prvky, které zahrnují diskontinuity. Napájecí obvody jsou označeny hnědou barvou. Zelenými bloky jsou opět označeny vazební kondenzátory.

Obrázek 7.3.5.2 prezentuje výsledné průběhy S – parametrů zesilovače.





**Obrázek 7.3.5.2 Kmitočtová charakteristika S – parametrů zesilovače s unipolárním tranzistorem v závislosti na frekvenci**

Přenos zesilovače na střední frekvenci dosahuje hodnoty  $S_{21} = 16,46$  dB. Hodnota činitele odrazů na vstupu je  $S_{11} = -2,85$  dB. Zesilovač je impedančně přizpůsoben na výstupu, což vyplývá z hodnoty parametru  $S_{22} = -46,22$  dB.

## 8. Realizace zesilovačů

Před samotným návrhem layoutu, bylo nutné zjistit, zda jsou v Microwave Office nakreslena pouzdra. Pouzdro tranzistorů, SOT-343, již bylo v MO integrováno. Bylo nutné nakreslit pouzdra pro odpory a kondenzátory. Oba druhy součástek jsou stejných typů, ale rezistor 0603 a kondenzátor 0603 mají jiné hodnoty. Dalším problémem byl způsob přichycení vstupního a výstupního konektoru. Toto je realizováno propojovacími hranoly, které mají otvory s průměrem 3 mm, které jsou od sebe vzdáleny 14 mm. Posledním prvkem, který bylo potřeba vytvořit je vyznačený obvod rámečku.

Po kontrole rozměrů vygenerovaných motivů zesilovačů následovala práce na fyzické realizaci obvodů. Nejprve byly z vývojového prostředí vygenerovány obrazce v souboru gerber. Po té byl soubor převeden do programu CAM 350. Tento program je schopný číst soubory

s koncovkou \*.ger (gerber soubor). Další vlastností tohoto programu je schopnost tisku 1:1 do souboru pdf, které bylo následně vytisknuto na papír.

Po ověření velikosti rozměrů např. šířky mikropásku a jejich délky, nebo rozměrů součástek a konektorů, byly předlohy pro obvody vytisknuty na průhlednou fólii tiskárnou, která je schopná tisknout ve vysokém rozlišení.

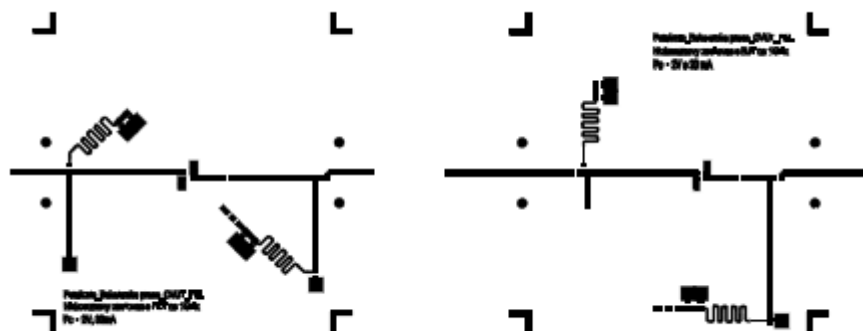
Následně byla folie s layoutem připevněna a světlem přenesena na substrát FR-4 s nanesenou fotocitlivou vrstvou fotosenzitivního laku. Osvícení je provedeno ultrafialovým světlem, které na desky svítlo 4,5 minuty, pak byly desky vyjmuty.

Po vyjmutí byly desky ponořeny do roztoku hydroxidu sodného, kde byla smyta vrstva fotosenzitivního laku, a vynikl tvar motivu.

Desky byly na 20 minut ponořeny do leptacího roztoku na výrobu plošných spojů. Po 20 minutách zůstala vrstva mědi jen tam, kde byl motiv osvícen.

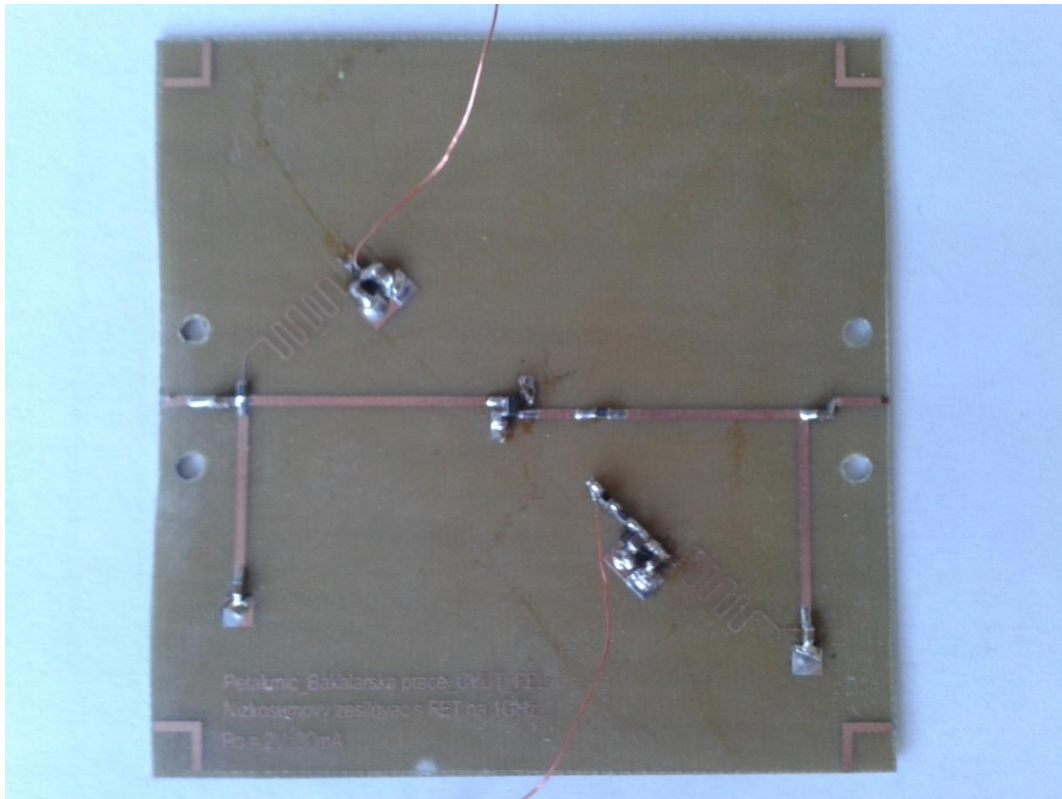
Následně byly napájeny součástky. Oba tranzistory jsou zapouzdřeny v pouzdře SOT-343.

Kondenzátory i odpory jsou typu SMD, velikosti pouzdra 0603. Nejprve bylo uvažováno o SMD velikosti 0805, ale šířka těchto součástek je širší než jeden milimetr, což je šířka mikropáskového vedení použitá v obvodech. Při použití tohoto typu SMD by bylo nutné použít mikropáskových redukci pro změnu šířky pásku, což by bylo zbytečně složité. Na obrázku 8.1 jsou vyobrazeny motivy zesilovačů. Vlevo na obrázku je vyobrazen motiv zesilovače s unipolárním tranzistorem a vpravo je motiv zesilovače s bipolárním tranzistorem.

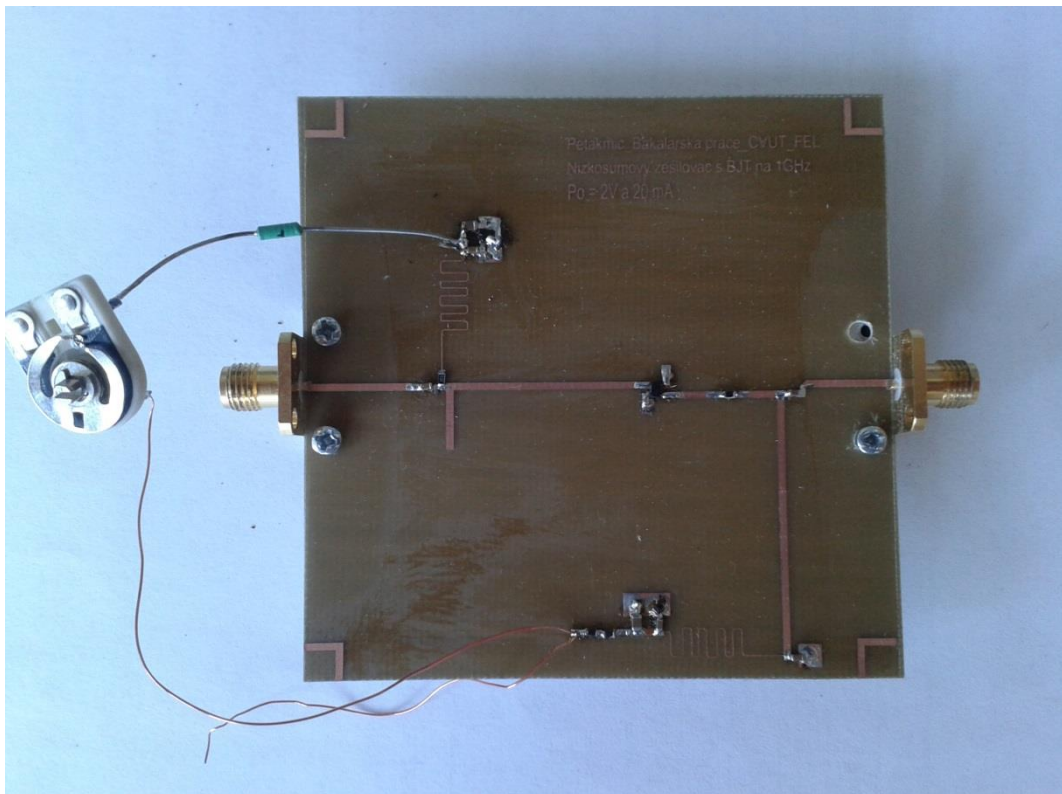


Obrázek 8.1 Motiv layoutů obou zesilovačů

Na obrázku 8.2 a 8.3 jsou znázorněny vyleptané desky s napájenými součástkami



Obrázek 8.2 Zesilovač s unipolárním tranzistorem



Obrázek 8.3 Zesilovač s bipolárním tranzistorem

## 9. Vyhodnocení výsledků měření

Po výrobě a napájení součástek následovalo praktické ověření vlastností, které jsou předpokládány z průběhů simulace. Před měřením bylo nutné přípravy oživit připojením napájecího napětí a nastavení optimálního pracovního bodu. Zesilovač s bipolárním tranzistorem byl napájen ze zdroje stejnosměrného napětí Statron Typ 2223. Obvod s unipolárním tranzistorem byl připojen na napájecí zdroj přímo určený k napájení tranzistorů FET se dvěma výstupy na napájecí napětí obvodu hradla G a napětí obvodu elektrody D. Následně oba zesilovače byly připojeny na spektrální analyzátor, pro ověření správnosti návrhu stabilizačních obvodů. Měření v pásmu od 500MHz do 1,5GHz byla potvrzena stabilita obou zesilovačů.

Pro zjištění schody reálných rozptylových vlastností zesilovačů s předpokládanými rozptylovými teoretickými parametry, byl na vstup obvodů připojen generátor signálu HP 8350B SWEEP OSCILLATOR s přidaným modulem SHP 83597B a na výstup byl připojen Skalární analyzátor HP 8757E. Tímto způsobem byl změřen průběh rozptylových parametrů v pásmu od 500MHz do 1,5GHz.

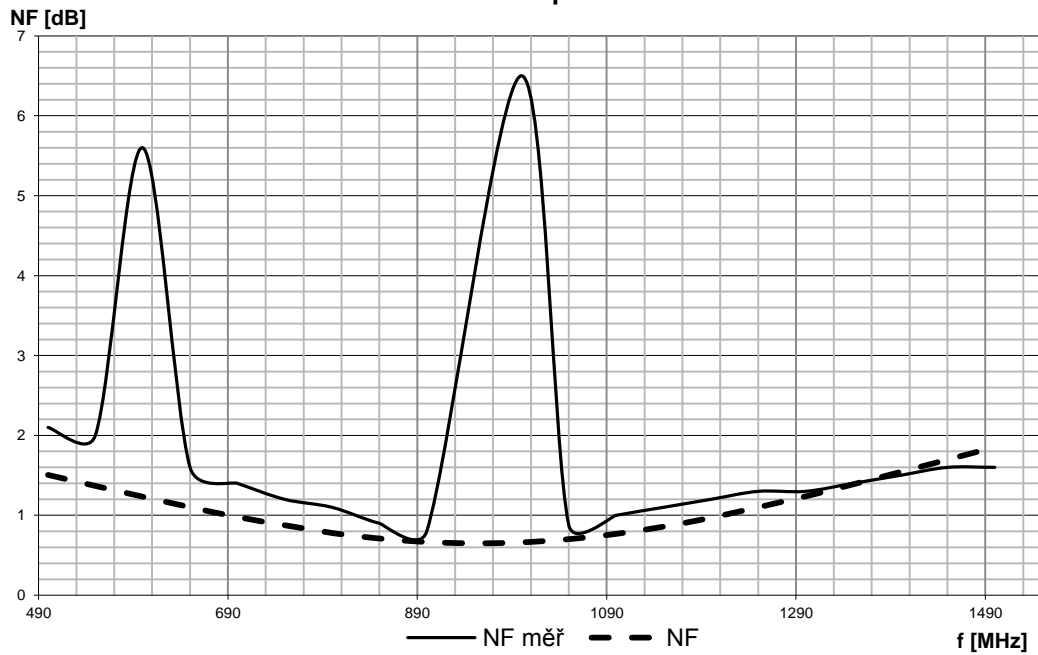
Oba obvody byly připojeny k přístroji typu HP 8970A NOISE FIGURE METER, který je určen mimo jiné k měření šumového čísla.

Výsledky měření s teoretickými předpoklady jsou porovnány v tabulce 9.1 a vyobrazeny na následujících obrázcích pod touto tabulkou.

f = 1GHz	ATF - 35143		BFU760F	
	Hodnota			
	Simulovaná	Měřená	Simulovaná	Měřená
NF [dB]	0,59	1,07	0,66	0,88
S <sub>11</sub> [dB]	-2,9	-3,3	-5,23	-8
S <sub>22</sub> [dB]	-46,2	-32	-40,7	-30,5
S <sub>21</sub> [dB]	16,5	15	22,6	19,4

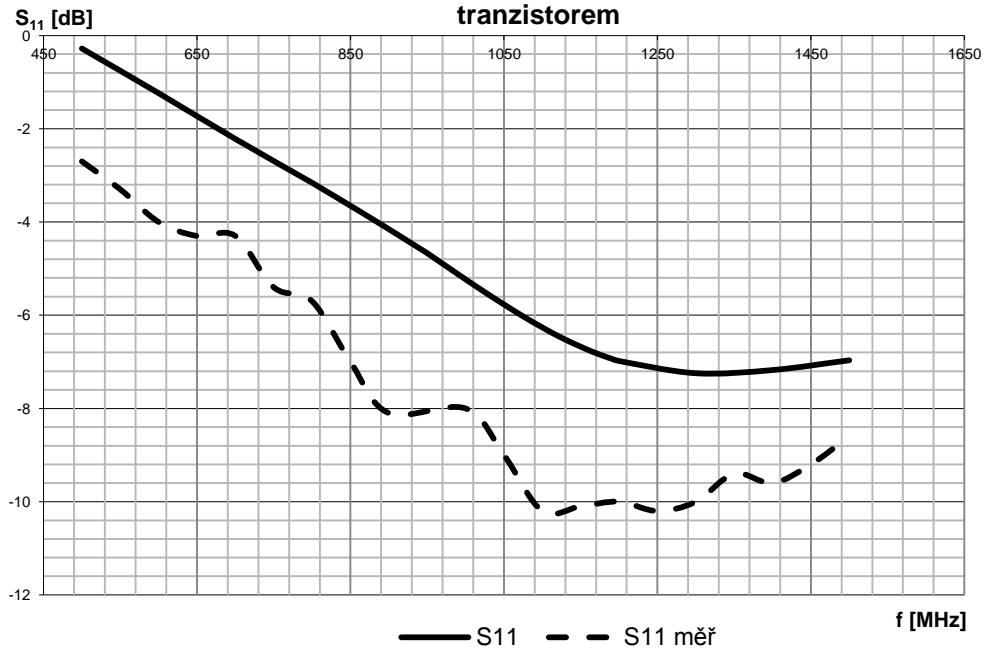
Tab 9.1 Porovnání simulovaných a změřených výsledků

### Šumové číslo zesilovače s bipolárním tranzistorem

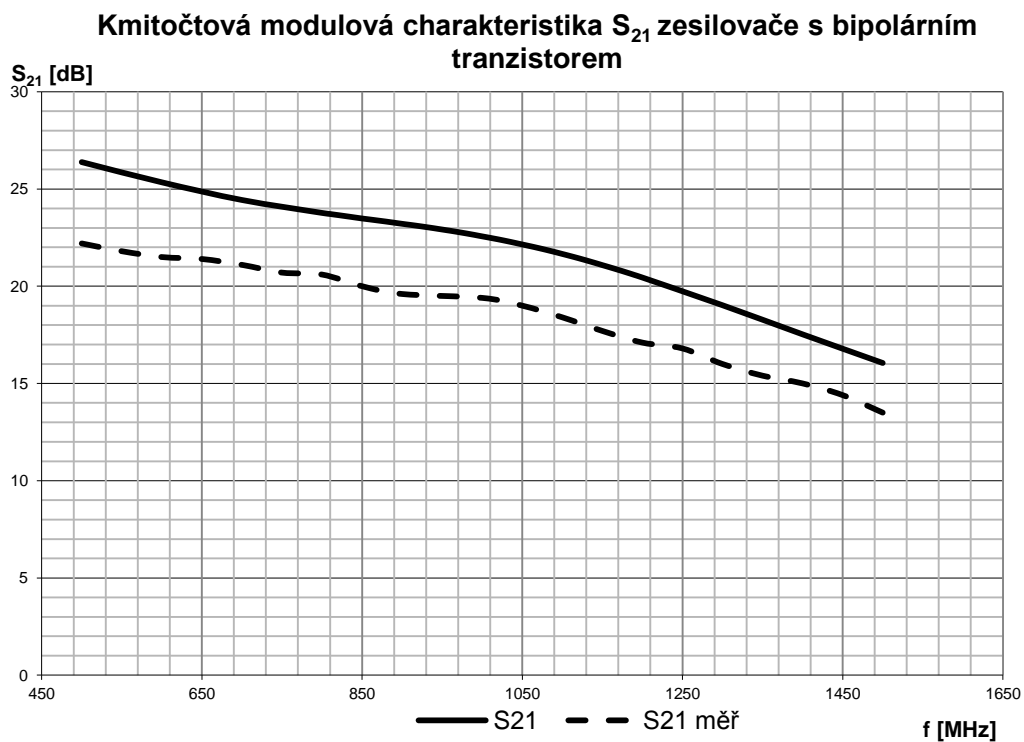


Obrázek 9.1 Porovnání teoretických a změřených hodnot šumového čísla NF

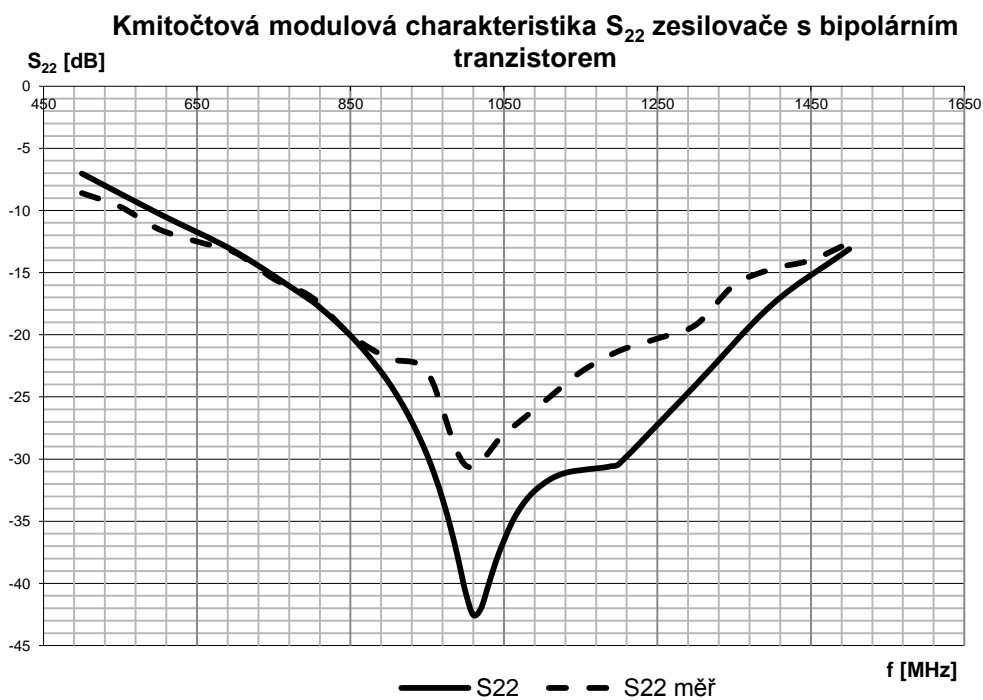
### Kmitočtová modulová charakteristika $S_{11}$ zesilovače s bipolárním tranzistorem



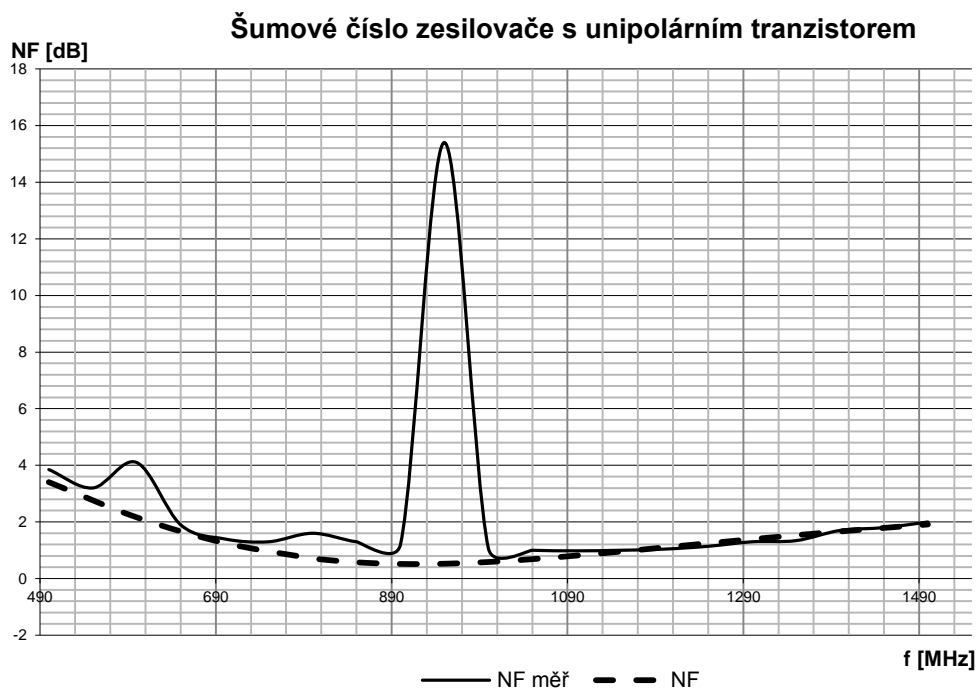
Obrázek 9.2 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru  $S_{11}$



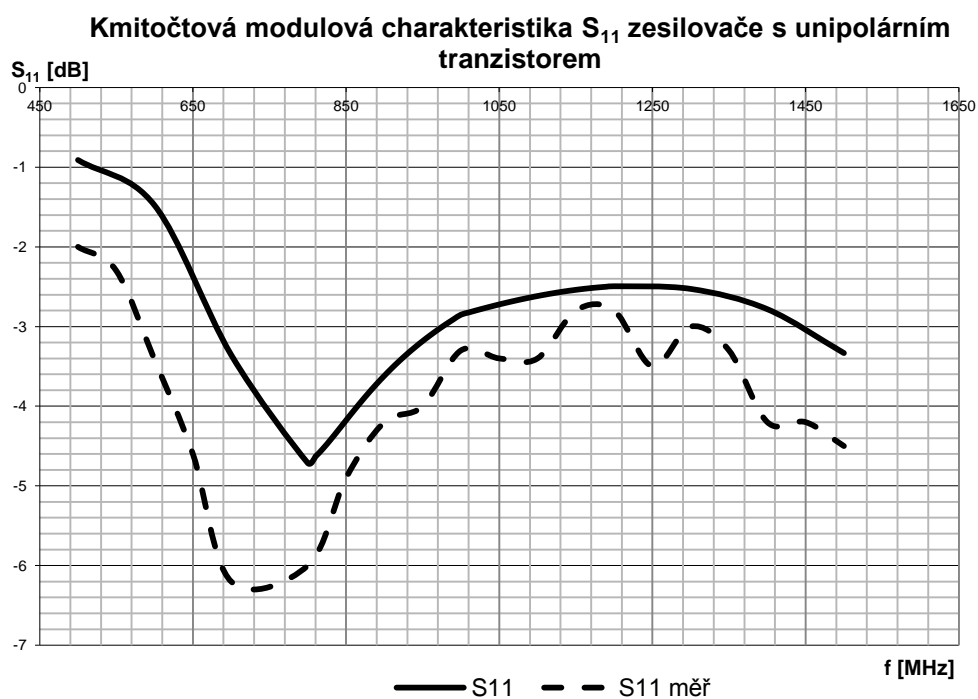
Obrázek 9.3 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru  $S_{21}$



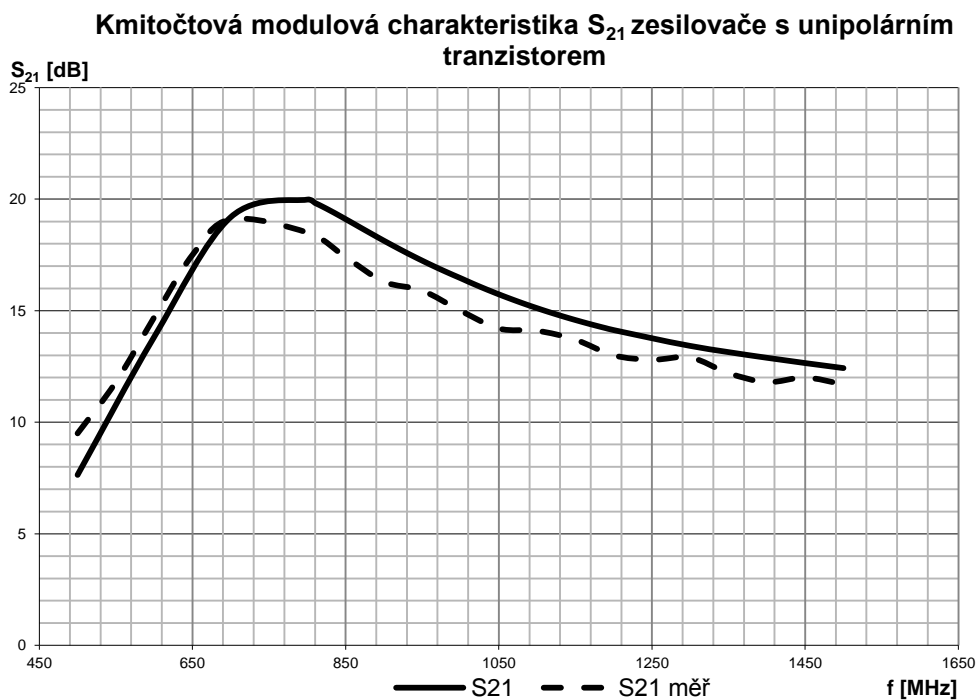
Obrázek 9.4 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru  $S_{22}$



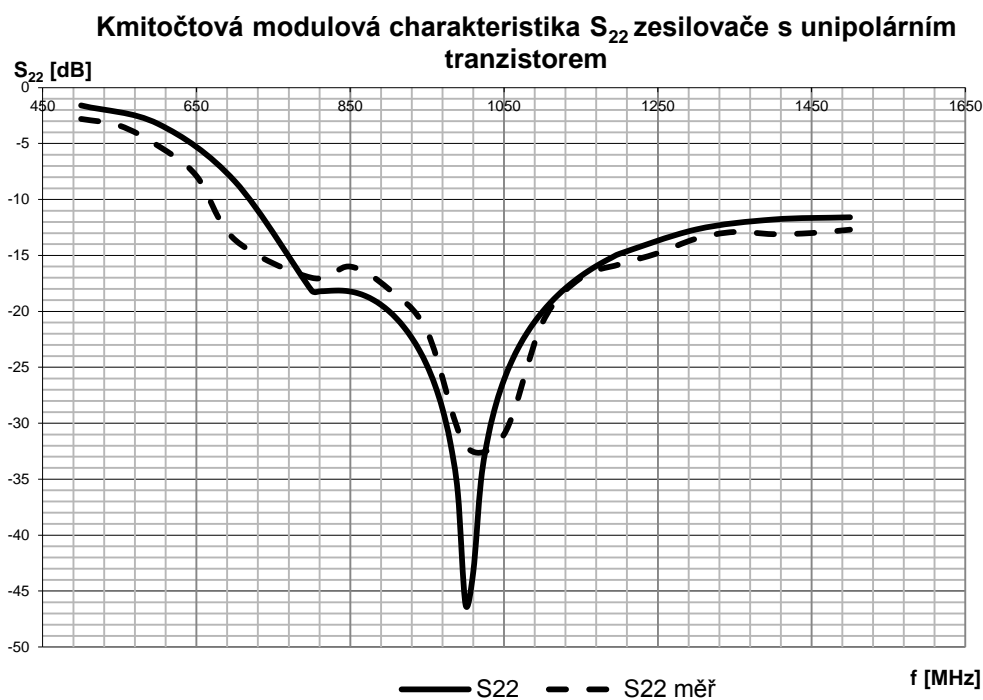
Obrázek 9.5 Porovnání teoretických a změřených hodnot šumového čísla NF



Obrázek 9.6 Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru  $S_{11}$



**Obrázek 9.7** Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru  $S_{21}$



**Obrázek 9.8** Porovnání teoretických a změřených hodnot parametru  $S_{22}$

Z výše uvedených obrázků je patrné, že charakteristiky mají podobný funkční průběh. Rozdíl může být způsoben skutečnostmi, které nejsou v simulaci uvažovány, například



navázáním signálů, které jsou přenášeny vzduchem a pak jsou vázány na mikropáskovou strukturu. Tento případ je třeba patrný na grafech šumových čísel. Vyobrazené peaky jsou na frekvenci 950MHz, která je nosná pro síť GSM. Toto lze potlačit uzavřením do krabíčky. U měření šumových čísel obou tranzistorů je chyba měření největší. To může být z důvodu použití staršího měřicího přístroje, jehož nepřesnost je  $\pm 0,1\text{dB}$  a nepřesností zdroje šumu, která je také  $0,1\text{dB}$ .

## 10. Závěr

Zesilovač s bipolárním tranzistorem byl navrhnout s BFU760F na střední frekvenci  $f = 1\text{GHz}$ . Podle zadání je nízkošumově přizpůsoben na vstupu pomocí úseků vedení. Měřené a teoretické hodnoty parametrů jsou porovnány v tabulce 9.1. Hodnota šumového čísla zesilovače vzrostla z teoretické hodnoty  $0,66\text{dB}$  na hodnotu  $0,88\text{dB}$ .

Výstupní přizpůsobovací obvod, který přizpůsobuje výstup tranzistoru na  $50\ \Omega$  je tvořen úseky vedení. Podle teoretického předpokladu je navržen správně, protože předpokládaná hodnota parametru odrazu na výstupu je  $s_{22} = -40,7\text{dB}$ , která vzrostla na  $-30,7\text{dB}$ . To znamená, že zesilovač odráží na výstupu  $0,09\%$  výkonu. Tento vzrůst může být dán omezeným dynamickým rozsahem skalárního analyzátoru, který už nebyl schopen naměřit hodnotu  $-40,7\text{dB}$ , protože už byl průběh zašuměn.

Předpokládaný maximální zisk má hodnotu  $s_{21} = 22,6\text{dB}$ , ale naměřený přenos je jen  $21,1\text{dB}$ . Teoretické hodnoty činitele odrazu na vstupu se liší o  $2,8\text{dB}$  a to znamená, že má zesilovač lepší činitel odrazu na vstupu oproti předpokladu.

Obvod s unipolárním tranzistorem využívající ATF-35143 byl navržen na střední frekvenci  $f = 1\text{GHz}$ . Přizpůsobovací obvody jsou navrženy pomocí mikropáskových úseků. Předpokládané šumové číslo zesilovače o hodnotě  $0,59\text{dB}$  vzrostlo na  $1,07\text{dB}$ . Teoretická a předpokládaná hodnota činitele odrazu na vstupu jsou téměř shodné, liší se jen  $0,4\text{dB}$ .

Předpokládaná hodnota zisku je  $s_{21} = 16,46\text{dB}$ . Ve skutečnosti zisk dosahuje hodnoty jen  $16\text{dB}$ .

Hodnota činitele odrazu na výstupu zesilovače, dle teoretického předpokladu získaného v softwaru MO, je  $s_{22} = -46,2\text{dB}$  vzrostlo na hodnotu  $-32\text{dB}$ , z čehož vyplývá, že se na výstupu odráží  $0,06\%$  výkonu. Tento nárůst je způsoben stejnými příčinami jako u zesilovače s bipolárním tranzistorem.

## 11.Zdroje:

- [1] Hoffmann, K.; Hudec, P.; Sokol, V. *Aktivní mikrovlnné obvody*. Praha: Vydavatelství ČVUT v Praze, 2004. ISBN 80-01-02936-0
- [2] Hoffmann, K. *Planární mikrovlnné obvody*. Praha: Vydavatelství ČVUT v Praze, 2000. ISBN 80-01-02115-7
- [3] Datasheet ATF-35143, Avago technologies
- [4] Datasheet BFU760F, NXP Semiconductors
- [5] 3.2 Stíněné mikropáskové vedení [online]. UREL Ústav Radioelektroniky [vid. 16.5.2014]. Dostupné z <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php?nav=3-2-A>
- [6] Documentation portal [online]. NXP Semiconductors [vid. 30.3.2014] Dostupné z [http://www.nxp.com/documents/S-parameter/Spar\\_BFU760F.zip](http://www.nxp.com/documents/S-parameter/Spar_BFU760F.zip)

## **Seznam Příloh**

Seznam součástí

## Seznam součástek

### Bipolární tranzistor

#### **Tranzistor:**

$T_1$	BFU 760F	SOT-343
-------	----------	---------

#### **Odpory:**

$R_{Bstabil}$	100 $\Omega$	SMD 0603
---------------	--------------	----------

$R_{Cstabil}$	36 $\Omega$	SMD 0603
---------------	-------------	----------

$R_{C1}$	3,9 $\Omega$	SMD 0603
----------	--------------	----------

$R_{C2}$	110 $\Omega$	SMD 0603
----------	--------------	----------

$R_B$	11k $\Omega$	KERAM
-------	--------------	-------

#### **Odporové trimry:**

$P_B$	100k $\Omega$	TP017
-------	---------------	-------

#### **Kondenzátory:**

$C_1, C_3, C_4, CV_1, CV_2$	1nF	SMD 0603
-----------------------------	-----	----------

$C_2, C_5$	100uF	SMD 0603
------------	-------	----------

#### **Konektory:**

IN	50 $\Omega$	SMA
----	-------------	-----

OUT	50 $\Omega$	SMA
-----	-------------	-----

### Unipolární tranzistor

#### **Tranzistor:**

$T_1$	ATF-35143	SOT-343
-------	-----------	---------

#### **Odpory:**

$R_{Bstabil}$	100 $\Omega$	SMD 0603
---------------	--------------	----------

$R_{Cstabil}$	51 $\Omega$	SMD 0603
---------------	-------------	----------

$R_{C1}$	2 $\Omega$	SMD 0603
----------	------------	----------

$R_{C2}$	47 $\Omega$	SMD 0603
----------	-------------	----------

#### **Kondenzátory:**

$C_1, C_3, C_4, CV_1, CV_2$	1nF	SMD 0603
-----------------------------	-----	----------

$C_2, C_5$	100uF	SMD 0603
------------	-------	----------

#### **Konektory:**

IN	50 $\Omega$	SMA
----	-------------	-----

OUT	50 $\Omega$	SMA
-----	-------------	-----