

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**Návrh a realizace odolného RF předzesilovače**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2013/2014

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jan PALEČEK**  
Osobní číslo: **E13B0049K**  
Studijní program: **B2644 Aplikovaná elektrotechnika**  
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**  
Název tématu: **Návrh a realizace odolného RF předzesilovače**  
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

### Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Práce se zabývá možnostmi realizace odolného předzesilovače s vysokou odolností pro oblast VKV a UKV pásem. Součástí práce je i praktická realizace odolného předzesilovače.

1. Seznamte se s možnostmi zapojení odolných předzesilovačů, vstupních a přizpůsobovacích obvodů.
2. Seznamte se s vlastnostmi moderních tranzistorů vhodných pro tuto aplikaci.
3. Realizujte funkční vzorek odolného úzkopásmového předzesilovače a proveďte měření na tomto vzorku.
4. Proveďte návrh vhodných měřících metod pro měření základních parametrů předzesilovače (IP, IMD, THD, šumového čísla).
5. Diskutujte dosažené výsledky, dosažené parametry a možnosti zlepšení.



Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**  
Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**  
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**  
Seznam odborné literatury:

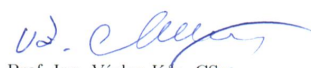
**Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.**

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Tomáš Kavalír**  
Regionální technologický institut

Datum zadání bakalářské práce: **2. července 2014**  
Termín odevzdání bakalářské práce: **25. srpna 2014**

  
Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.  
děkan



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 2. července 2014

## **Abstrakt**

Předkládaná bakalářská práce se zabývá možnostmi realizace odolného předzesilovače s vysokou odolností pro oblast VKV a UKV pásem. V této práci se také seznámíme s možnostmi zapojení odolných předzesilovačů jejich vstupních a přizpůsobovacích obvodů. Dále se zabývá vlastnostmi moderních tranzistorů vhodných pro tyto aplikace. Taktéž zde nalezneme návrh vhodných měřících metod pro měření základních parametrů předzesilovačů (IP, IMD, THD, šumového čísla). Cílem práce je zrealizovat funkční vzorky a provést na těchto vzorcích měření.

## **Klíčová slova**

Předzesilovač pro pásmo 2 m, Předzesilovač pro pásmo 70 cm, LNA, měření IP, měření IMD, měření THD, šumové číslo, měření LNA, návrh LNA, LNA s BFG540W/X, LNA YU1AW, BFG540W/X

## Abstract

Paleček, Jan. *Design and realization of resistant RF preamplifier [Návrh a realizace odolného RF předzesilovače]*. Pilsen, 2014. Bachelor thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Electromechanics and Power Electronics. Supervisor: Ing. Tomáš Kavalír

---

This thesis is divided into four parts. The first part describes the main characteristics parameters like a IMD, THD, IP3, noise figure of modern preamplifiers and how we can measure them. Second part is about active elements and their main properties. In the third part we can find some simulation of different types of preamplifier e.g. ATF54143 or BFG540W/X from freeware software Ansoft Designer SV. Last part describes measuring on preamplifier with transistor BFG540W/X designed by Dragoslav Dobrič which was made and tested at laboratory at Department of Applied Electronics and Telecommunications.

## Key words

Preamplifier for 2 m band, Preamplifier for 70 cm band, LNA, measuring IP, measuring IMD, measuring THD, noise figure, measuring LNA, designing LNA, LNA with BFG540W/X, YU1AW LNA, BFG540W/X

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....  
Podpis

V Plzni dne 10. srpna 2014

Jan Paleček

## **Poděkování**

Tímto bych chtěl předně poděkovat vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Tomáši Kavalírovi za jeho cenné profesionální rady, odbornou pomoc a metodické vedení práce.

# Obsah

<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....</b>	<b>9</b>
<b>SEZNAM OBRÁZKŮ.....</b>	<b>10</b>
<b>ÚVOD.....</b>	<b>12</b>
<b>1 ZÁKLADNÍ PARAMETRY PŘEDZESILOVAČE A JEJICH MĚŘENÍ.....</b>	<b>13</b>
1.1 ZESILOVAČE.....	13
1.2 NÍZKOŠUMOVÉ ZESILOVAČE – LNA (LOW NOISE AMPLIFIER).....	14
1.3 POPIS OBVODŮ POMOCÍ S - PARAMETRŮ.....	14
1.3.1 Normované S – parametry.....	15
1.3.1.1 Měření S – parametrů.....	17
1.4 STABILITA PŘEDZESILOVAČE.....	17
1.5 ŠUMOVÝ ČINITEL – F (NOISE FACTOR).....	19
1.6 ŠUMOVÉ ČÍSLO – NF (NOISE FIGURE).....	20
1.6.1 Měření šumového čísla Y metodou.....	21
1.7 INTERMODULAČNÍ ODOLNOST, IP3 A P1dB.....	23
1.7.1 Měření intermodulační odolnosti, IP3 a P1dB.....	24
1.8 DYNAMICKÝ ROZSAH.....	25
1.9 HARMONICKÉ ZKRESLENÍ THD (TOTAL HARMONIC DISTORTION).....	26
<b>2 AKTIVNÍ PRVKY.....</b>	<b>28</b>
2.1 VYSOKOFREKVENČNÍ BIPOLÁRNÍ TRANZISTORY.....	29
2.1.1 Volba klidového pracovního bodu vř bipolárních tranzistorů.....	31
2.2 VYSOKOFREKVENČNÍ UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY.....	31
2.2.1 Nízkošumové MES FETy.....	32
2.2.2 Klidový pracovní bod vř unipolárních tranzistorů.....	33
2.2.3 Tranzistory HEMT.....	33
<b>3 MOŽNOSTI ZAPOJENÍ ODOLNÝCH PŘEDZESILOVAČŮ, JEJICH VSTUPNÍCH A PŘÍZPŮSOBOVACÍCH OBVODŮ.....</b>	<b>34</b>
3.1 VSTUPNÍ ŠUMOVÉ PŘÍZPŮOBENÍ.....	34
3.2 VÝSTUPNÍ PŘÍZPŮSOBOVACÍ OBVODY.....	34
3.3 SIMULACE POMOCÍ PROGRAMU ANSOFT DESIGNER SV.....	34
3.3.1 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X.....	34
<b>4 KONSTRUKCE LNA.....</b>	<b>40</b>
4.1 KONSTRUKČNÍ POPIS.....	40
4.2 NAVÍJECÍ PŘEDPIS CÍVEK.....	41
<b>5 MĚŘENÍ LNA.....</b>	<b>42</b>
5.1 MĚŘENÍ S PARAMETRŮ.....	42
5.2 MĚŘENÍ ŠUMOVÉHO ČÍSLA.....	46
5.3 MĚŘENÍ JEDNODECIBELOVÉ KOMPRESÍ ZISKU LNA A BODU IP3.....	48
5.4 POROVNÁNÍ NAMĚŘENÝCH HODNOT A HODNOT SIMULOVANÝCH.....	50
<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>54</b>
<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....</b>	<b>55</b>



## Seznam symbolů a zkratk

<i>RF</i> .....	Radio Frequency, radiová frekvence
<i>LNA</i> .....	Low Noise Amplifier, nízkošumový předzesilovač
$Z_C$ .....	Charakteristická impedance vedení [ $\Omega$ ]
<i>K</i> .....	Linvillův činitel stability
<i>F</i> .....	Šumový činitel
<i>NF</i> .....	Noise Figure [ <i>dB</i> ], šumový činitel [ <i>dB</i> ]
<i>SNR</i> .....	Signal to Noise Ratio, výkonový odstup signál - šum
<i>ENR</i> .....	Excess Noise Ratio, poměr mezi stavy hold and cold
<i>IP3</i> .....	Third-order Interception Point, průsečík produktů 3. harmonické s ..... 1. harmonickou
$P_{1dB}$ .....	Pokles o 1 dB
<i>IMD</i> .....	Intermodulation Distortion, intermodulační zkreslení
<i>dBc</i> .....	c = carrier, nosná
<i>DR</i> .....	Dynamic Range, dynamický rozsah
<i>THD</i> .....	Total Harmonic Distortion, celkové harmonické zkeslení
<i>FET</i> .....	Field Effect Transistor, tranzistory řízené elektrickým polem
<i>MESFET</i> .....	Metal Oxid Semiconductor FET
<i>JFET</i> .....	Junction Field Effect Transistor

## Seznam obrázků

Obr. 1.1	Blokové schéma zesilovače.....	13
Obr. 1.2	Rozptylové parametry dvojbranu.....	15
Obr. 1.3	Rozptylové parametry dvojbranu; převzato z [6].....	16
Obr. 1.4	Měření S – parametrů pomocí vektorového analyzátoru ZVB8 od firmy Rohde – Schwarz.....	17
Obr. 1.5	Blokové schéma zesilovače.....	18
Obr. 1.6	Příklad šumových parametrů tranzistoru ATF – 54143; převzato z [6].....	20
Obr. 1.7	Měření šumového čísla Y metodou.....	21
Obr. 1.8	Měření šumového čísla pomocí signálového analyzátoru Agilent N9010A EXA a zdroje šumu Agilent 346A.....	22
Obr. 1.9	Obrázek spektra a intermodulačních produktů 3. řádu.....	23
Obr. 1.10	Obrázek směrnice užitečného signálu a intermodulačních produktů a jejich imaginární průsečík – bod IP.....	24
Obr. 1.11	Měření intermodulačního zkreslení (IMD), IP3 a IP-1dB pomocí dvou generátorů a spektrálního analyzátoru.....	25
Obr. 1.12	Grafické závislosti potřebné k určení dynamických rozsahů zesilovače; převzato [3].....	26
Obr. 1.13	Porovnání GaAs MESFET, HEMT a HBT; převzato [7].....	28
Obr. 1.14	Kmitočtová závislost šumu bipolárních a unipolárních tranzistorů; převzato [3].....	28
Obr. 1.15	Závislost šumového činitele na odporu zdroje signálu; převzato [15].....	30
Obr. 1.16	Typické hodnoty šumového čísla a výkonového zisku nízkošumových křemíkových bipolárních tranzistorů; převzato [15].....	30
Obr. 1.17	Volba klidových pracovních bodů; převzato [15].....	31
Obr. 1.18	Závislost šumového čísla na ss. Proudů kolektoru; převzato [15].....	32
Obr. 1.19	Volba klidových pracovních bodů tranzistoru MES FET; převzato [15].....	33
Obr. 1.20	Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (design YU1AW) v programu Ansoft Designer SV.....	35
Obr. 1.21	Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW) S21 a vstupního přizpůsobení S11.....	36
Obr. 1.22	Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW).....	36
Obr. 1.23	Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (design YU1AW) v programu Ansoft Designer SV.....	37
Obr. 1.24	Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW) S21 a vstupního přizpůsobení S11.....	38
Obr. 1.25	Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW).....	38
Obr. 1.26	Úpravy vstupní cívky.....	41
Obr. 1.27	Měření parametru S21 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW).....	42
Obr. 1.28	Měření parametru S11 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW).....	43
Obr. 1.29	Měření parametru S21 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW).....	44
Obr. 1.30	Měření parametru S11 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW).....	45
Obr. 1.31	Měření šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW).....	46
Obr. 1.32	Měření šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW).....	47
Obr. 1.33	Měření jednodéciblové komprese zisku LNA a bodu IP3 u předzesilovače s BFG540W/X pro 144 MHz dle YU1AW.....	48
Obr. 1.34	Měření jednodéciblové komprese zisku LNA a bodu IP3 u předzesilovače s BFG540W/X pro 432 MHz dle YU1AW.....	49
Obr. 1.35	Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S21 předzesilovače pro pásmo 144 MHz dle YU1AW.....	50
Obr. 1.36	Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S11 předzesilovače pro pásmo 144 MHz dle YU1AW.....	50
Obr. 1.37	Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S21 předzesilovače pro pásmo 432 MHz dle YU1AW.....	51
Obr. 1.38	Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S11 předzesilovače pro pásmo 432 MHz dle YU1AW.....	51
Obr. 1.39	Porovnání hodnot avizovaných, simulovaných a hodnot naměřených.....	52
Obr. 1.40	Schéma zapojení LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW).....	57
Obr. 1.41	Schéma zapojení LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW).....	57
Obr. 1.42	Deska plošného spoje LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW).....	59
Obr. 1.43	Deska plošného spoje LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW).....	59
Obr. 1.44	Finální provedení LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW).....	60

Obr. 1.45 Finální provedení LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW).....60

## Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na optimalizaci a realizaci odolného RF předzesilovače od srbského autora Dragoslava Dobriče, která splňují svými vlastnostmi veškeré požadavky co se týče odolnosti. První část této práce se zabývá vyjmenováním hlavních a tím pádem i nejdůležitějších parametrů moderních tranzistorových předzesilovačů jako jsou IP, IMD, THD, šumové číslo, stabilita předzesilovače a současně také návrhem měření těchto důležitých parametrů pomocí přístrojového vybavení dostupného na Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací FEL ZČU.

Dále v této práci lze nalézt kapitolu věnující se vlastnostem moderních tranzistorů vhodných k použití pro tento typ konstrukce a jejich vzájemnému porovnání pro různé aplikace.

Důležitou součástí bakalářské práce je i simulace zapojení a tím pádem ověření, že dané zapojení je skutečně funkční a zda hodnoty, které autor slibuje jsou reálné. Simulace zapojení, které bylo nakonec vybráno byly realizovány pomocí volně dostupného programu Ansoft Designer SV.

Součástí je i praktická realizace dvou vzorků vybraných předzesilovačů a jejich měření. Tyto předzesilovače byly realizovány pro radioamatérská pásma 144 MHz a 432 MHz a obsahují tranzistor BFG540W/X, avšak původní zapojení od srbského autora obsahuje tranzistor BFP196P. Tato změna byla z větší části způsobena nedostupností již zmíněného tranzistoru BFP196P na našem trhu. Tyto LNA byly realizovány na motivu plošného spoje, který mi poskytl vedoucí mé bakalářské práce. Na těchto předzesilovačích byla uskutečněna celá škála měření a výsledky těchto měření můžete taktéž v této práci najít. Tato měření byla provedena k ověření přesnosti simulace a ke kontrole správnosti deklarovaných parametrů od autora.

V poslední kapitole této práce se věnuji porovnání teoretických hodnot jak od autora těchto předzesilovačů, tak hodnot, které jsem získal pomocí simulace v program Ansoft Designer SV a naměřených reálných hodnot.

# 1 Základní parametry předzesilovače a jejich měření

Teoretická část je zaměřena na důležité parametry odolných RF předzesilovačů a jejich popis. V další části tohoto teoretického úvodu se práce zabývá porovnáním jednotlivých vlastností moderních tranzistorů vhodných pro tuto aplikaci a vhodností jejich volby pro jednotlivé použití.

## 1.1 Zesilovače

Zesilovače jsou zařízení, která nám zesilují slabé elektronické signály. Blokové schéma zesilovače je nakresleno na obr. 1.



Obr. 1.1 Blokové schéma zesilovače

Zesilovače jako nejpoužívanější obvody ve vysokofrekvenční technice, můžeme rozdělit podle následujících kritérií:

a) podle velikosti vstupního signálu

- předzesilovače - zesilují signály malé úrovně (anténní zesilovače)
- výkonové zesilovače - požadujeme od nich velké výkonové zesílení

b) podle šířky přenášeného pásma

- úzkopásmové - šířka přenášeného frekvenčního pásma je malá vzhledem ke střední frekvenci.
- širokopásmové - vzhledem ke střední frekvenci zesilují velmi široké pásmo

c) podle pracovních tříd – jsou dány polohou pracovního bodu na charakteristikách. [15]

## 1.2 Nízkošumové zesilovače – LNA (Low Noise Amplifier)

Tyto zesilovače zpracovávají extrémně slabé signály. Zpravidla jsou zařazeny na vstupech přijímačů. Velice důležitý je u nich šumový parametr, zisk, útlum odrazu.

## 1.3 Popis obvodů pomocí S - parametrů

Jediné dvě veličiny, které jsme schopni v mikrovlnném obvodu určit, jsou výkon a frekvence. V mikrovlnné technice proto používáme pro popis prvků takzvané s-parametry (Scattering Parametres), které popisují tok výkonu mezi jednotlivými branami mnohobranu. Přesto ale samotné s-parametry vyjadřují poměry napěťových vln do bran vstupujícího k napěťovým vlnám z bran vystupujících. Tyto vlny se vytvářejí na vedeních o charakteristické impedanci  $Z_C$ , kterými jsou k tranzistoru připojeny zdroj s vnitřní impedancí  $Z_G$  a zátěž s impedancí  $Z_Z$ . Relaci mezi vstupními a výstupními veličinami pomocí s-parametrů vyjadřujeme buďto pomocí soustavy rovnic [5].

$$\begin{aligned} U_1^- &= S_{11} U_1^+ + S_{12} U_2^+ + \dots + S_{1N} U_N^+ \\ U_2^- &= S_{21} U_1^+ + S_{22} U_2^+ + \dots + S_{2N} U_N^+ \\ &\vdots \\ U_N^- &= S_{N1} U_1^+ + S_{N2} U_2^+ + \dots + S_{NN} U_N^+ \end{aligned} \quad (1.1)$$

Nebo pomocí rozptylové matice

$$\begin{bmatrix} U_1^- \\ U_2^- \\ \vdots \\ U_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1^+ \\ U_2^+ \\ \vdots \\ U_N^+ \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

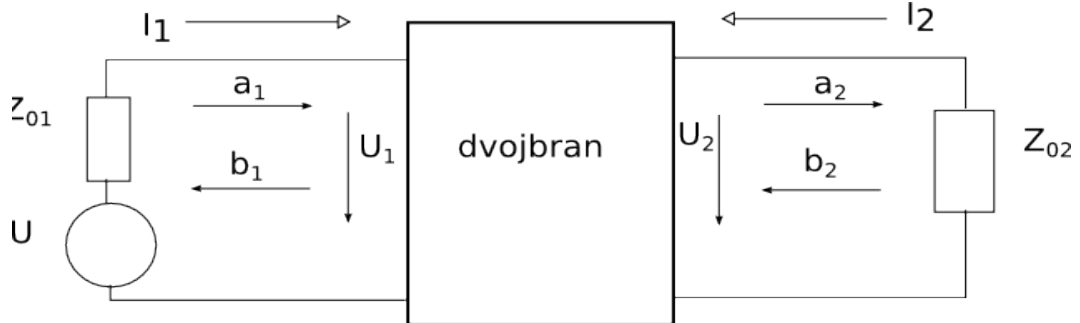
Jednotlivé prvky rozptylové matice (s – parametry) lze vyjádřit výrazem

$$S_{ij} = \frac{U_i^-}{U_j^+}, \text{ přičemž všechna } U^+ \text{ jsou nulová} \quad (1.3)$$

$S_{ij}$  tedy vyjadřuje přenos z brány j do brány i.

### 1.3.1 Normované S – parametry

Jestliže nejsou vlnové impedance bran stejné v tomto případě používáme tzv. normované rozptylové parametry.



Obr. 1.2 Rozptylové parametry dvojbranu

Parametr  $S_{11}$  je tzv. činitel odrazu. Určuje se na vstupu dvojbranu. Výstup dvojbranu však musí být dokonale přizpůsoben :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad | a_2 = 0 \quad (1.4)$$

Parametr  $S_{12}$  je přenos dvojbranu z jeho výstupu na vstup. Vstup dvojbranu musí být dokonale přizpůsoben:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad | a_1 = 0 \quad (1.5)$$

Parametr  $S_{21}$  je přímý přenos od zdroje k zátěži, při dokonale přizpůsobené zátěži:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad | a_2 = 0 \quad (1.6)$$

Parametr  $S_{22}$  je činitel odrazu na výstupu dvojbranu. Vstup musí být dokonale přizpůsoben:

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad | a_1 = 0 \quad (1.7)$$

Vztahy (1.4) – (1.7) lze zapsat také následujícím způsobem:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Tranzistory lze popsat pomocí těchto parametrů. Tyto parametry tranzistoru jsou bezrozměrná komplexní čísla závislá na pracovním bodě tranzistoru, kmitočtu, teplotě a také na charakteristické impedanci vedení  $Z_C$ . Parametry  $S_{11}$  a  $S_{22}$  se obvykle zakreslují do Smithova diagramu a jejich modul nabývá hodnot v rozmezí 0 až 1. Modul parametru  $S_{12}$  bývá menší než 0,1 a modul parametru  $S_{21}$  bývá větší než 1 (do cca 30). Výrobci udávají rozptylové parametry tranzistorů buď v tabulkové formě nebo graficky, jak je naznačeno na obrázku 1.3. [5]

**ATF-54143 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 40\text{ mA}$**

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.99	-17.6	27.99	25.09	168.5	0.009	80.2	0.59	-12.8	34.45
0.5	0.83	-76.9	25.47	18.77	130.1	0.036	52.4	0.44	-54.6	27.17
0.9	0.72	-114	22.52	13.37	108	0.047	40.4	0.33	-78.7	24.54
1.0	0.70	-120.6	21.86	12.39	103.9	0.049	38.7	0.31	-83.2	24.03
1.5	0.65	-146.5	19.09	9.01	87.4	0.057	33.3	0.24	-99.5	21.99
1.9	0.63	-162.1	17.38	7.40	76.6	0.063	30.4	0.20	-108.6	20.70
2.0	0.62	-165.6	17.00	7.08	74.2	0.065	29.8	0.19	-110.9	20.37
2.5	0.61	178.5	15.33	5.84	62.6	0.072	26.6	0.15	-122.6	19.09
3.0	0.61	164.2	13.91	4.96	51.5	0.080	22.9	0.12	-137.5	17.92
4.0	0.63	138.4	11.59	3.80	31	0.094	14	0.10	176.5	15.33
5.0	0.66	116.5	9.65	3.04	11.6	0.106	4.2	0.14	138.4	12.99
6.0	0.69	97.9	8.01	2.51	-6.7	0.118	-6.1	0.17	117.6	11.50
7.0	0.71	80.8	6.64	2.15	-24.5	0.128	-17.6	0.20	98.6	10.24
8.0	0.72	62.6	5.38	1.86	-42.5	0.134	-29.3	0.22	73.4	8.83
9.0	0.76	45.2	4.20	1.62	-60.8	0.145	-40.6	0.27	52.8	8.17
10.0	0.83	28.2	2.84	1.39	-79.8	0.150	-56.1	0.37	38.3	8.57
11.0	0.85	13.9	1.42	1.18	-96.9	0.149	-69.3	0.45	25.8	7.47
12.0	0.88	-0.5	0.23	1.03	-112.4	0.150	-81.6	0.51	12.7	7.50
13.0	0.89	-15.1	-0.86	0.91	-129.7	0.149	-95.7	0.54	-4.1	6.60
14.0	0.87	-31.6	-2.18	0.78	-148	0.143	-110.3	0.61	-20.1	4.57
15.0	0.88	-46.1	-3.85	0.64	-164.8	0.132	-124	0.65	-34.9	3.47
16.0	0.87	-54.8	-5.61	0.52	-178.4	0.121	-134.6	0.70	-45.6	2.04
17.0	0.87	-62.8	-7.09	0.44	170.1	0.116	-144.1	0.73	-55.9	1.05
18.0	0.92	-73.6	-8.34	0.38	156.1	0.109	-157.4	0.76	-68.7	1.90

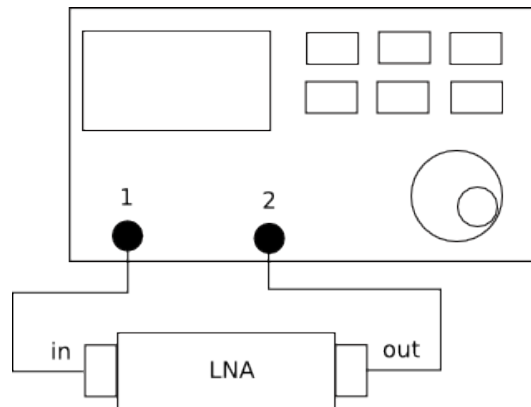
*Obr. 1.3 Rozptylové parametry dvojbranu; převzato z [6]*

Na obrázku můžeme nalézt zkratku Mag., které se říká magnitude, její jednotka je dB a je to velikost či délka vektoru. Zkratka Ang. je úhel tohoto vektoru. Poměr MSG/MAG je poměr maximálního dostupného zisku (MAG) ku maximálnímu stabilnímu zisku (MSG) v dB.



### 1.3.1.1 Měření S – parametrů

Před vlastním měřením s-parametrů tranzistoru je třeba nejprve zvolit vhodný pracovní bod tranzistoru podle katalogového listu např. s ohledem na minimální šumové číslo či maximální zisk. V konstrukci, která je dále popsána, je pracovní bod tranzistoru zvolen dle zkušeností jak samotného autora, tak jednotlivých zhotovitelů a je pevně nastaven vhodně zvolenými součástkami.



Obr. 1.4 Měření S – parametrů pomocí vektorového analyzátoru ZVB8 od firmy Rohde – Schwarz

Na obr. 1.4. je naznačeno principiální měření S – parametrů pomocí laboratorních přístrojů dostupných na Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací a to konkrétně pomocí vektorového analyzátoru ZVB8 od firmy Rohde - Schwarz

## 1.4 Stabilita předzesilovače

Stabilita předzesilovače je vlastnost, která zabrání rozkmitání předzesilovače.

Předzesilovač se může rozkmitat, platí-li:

$$S_{11} > 1 \text{ nebo } S_{22} > 1, \quad (1.9)$$

kde  $S_{11}$  a  $S_{22}$  jsou vstupní a výstupní činitele odrazu.

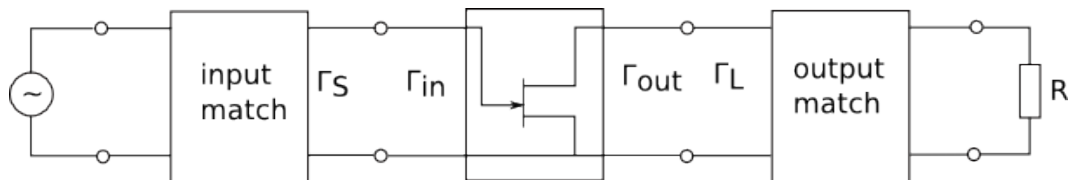
Podmínky pro nepodmíněnou stabilitu jsou:

$$|\Delta S| = |S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}| < 1, \quad (2.0)$$

kde determinant rozptylové matice tranzistoru je menší než jedna.

Linivillův činitel stability větší než jedna.

$$K = \frac{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2)}{(2|S_{12}S_{21}|)} > 1 \quad (2.1)$$



Obr. 1.5 Blokové schéma zesilovače

$\Gamma_S$  - činitel odrazu na výstupu vstupního přizpůsobovacího obvodu

$\Gamma_L$  - činitel odrazu na vstupu výstupního přizpůsobovacího obvodu

$\Gamma_{in}$  - činitel odrazu na vstupu tranzistoru

$\Gamma_{out}$  - činitel odrazu na výstupu tranzistoru

Pokud je tranzistor pouze podmíněně stabilní, musíme znát vlastnosti vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů, obr. 1.5. Je-li velikost činitele odrazu na vstupu větší než jedna

$$\Gamma_{input} = S_{11} + \frac{(S_{21}S_{12}\Gamma_L)}{(1 - S_{22}\Gamma_L)} \quad (2.2)$$

je zesilovač nestabilní. Činitel odrazu na vstupu tranzistoru závisí na jeho rozptylových parametrech, ale také na činiteli odrazu na vstupu výstupního přizpůsobovacího obvodu  $\Gamma_L$ , kterým je tranzistor zatížen.

Stejně je to z pohledu ze strany zátěže. Výstupní brána tranzistoru se nám jeví jako vstup a vstupní přizpůsobovací obvod jako zátěž. Pokud je činitel odrazu na výstupní bráně tranzistoru

$$\Gamma_{output} = S_{22} + \frac{(S_{21} S_{12} \Gamma_S)}{(1 - S_{11} \Gamma_S)} \quad (2.3)$$

Větší jak 1, je zesilovač opět nestabilní.

Reálný vstupní, popř. výstupní odpor je ovlivňován jednak parametry S samotného tranzistoru, z nichž některé můžeme ovlivnit jednak volbou tranzistoru, jednak připojenými impedancemi  $Z_Z$  a  $Z_G$ . Nevhodná velikost impedancemi  $Z_Z$  a  $Z_G$  bývá jedním z nejčastějších důvodů k rozkmitání zesilovače. U zesilovače je vždy výhodné omezit kmitočtový rozsah na minimum zařazením filtru do vstupu (omezující rozsah  $Z_G$ ) nebo mezi jednotlivé stupně. [1]

Stabilitu může také ovlivnit další z S parametrů a to konkrétně přenos  $S_{12}$ . Tento parametr nám vytváří zpětnovazebný přenos z kolektoru (D) do báze (G). Pro zapojení se společným emitorem (source) vytváří zápornou zpětnou vazbu, která zmenšuje zisk, zvětšuje stabilitu. Pro nevhodné  $Z_Z$  nebo  $Z_G$  však tato vazba může přejít v kladnou a vytvořit tak opačný stav. Tím se může zmenšit stabilita a dojít k rozkmitání tranzistoru. [1]

## 1.5 Šumový činitel – F (Noise Factor)

Šumový činitel F (Noise Factor) linearizovaného zesilovače je definován vztahem

$$F = \frac{\left(\frac{P_{sg}}{P_{\dot{s}g}}\right)}{\left(\frac{P_{sv\dot{y}st}}{P_{\dot{s}v\dot{y}stu}}\right)} \quad (2.4)$$

, kde  $P_{sg}$  je výkon signálu na vstupu zesilovače,  
 $P_{\dot{s}g}$  je výkon šumu na vstupu zesilovače,  
 $P_{sv\dot{y}st}$  je výkon signálu na výstupu zesilovače,  
 $P_{\dot{s}v\dot{y}stu}$  je výkon šumu na výstupu zesilovače.

Výraz  $P_{sg}/P_{\dot{s}g}$  vyjadřuje poměr signál/šum na vstupu zesilovače a závisí pouze na parametrech generátoru. Nezávisí na parametrech zesilovače, protože vstupní admitance zesilovače zatěžuje stejně zdroj signálu i zdroj šumu. Výraz  $P_{sv\dot{y}st}/P_{\dot{s}v\dot{y}stu}$  vyjadřuje poměr signál/šum na výstupu zesilovače a nezávisí na admitanci zátěže  $Y_z$ , protože ta je stejná pro

signál i šum. Proto i na výstupu zesilovače můžeme skutečné výkony nahradit dosažitelnými výkony (poměr výkonů se nezmění). [5]

Šumový činitel je bezrozměrné číslo. Tento parametr nám říká, kolikrát je větší poměr signál/šum na vstupu zesilovače než na výstupu. Pro reálný zesilovač platí:

$F > 1$ , pro ideální „nešumící“ zesilovač je  $F = 1$ .

## 1.6 Šumové číslo – NF (Noise Figure)

Šumové číslo –  $F_{dB}$  (Noise Figure – NF) je šumový činitel vyjádřený v dB podle vztahu

$$F_{dB} = 10 \log F \quad (2.5)$$

Pro reálný zesilovač je  $F_{dB} > 0$ , pro ideální „nešumící“ zesilovač je  $F_{dB} = 0$ .

**Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 40 mA$**

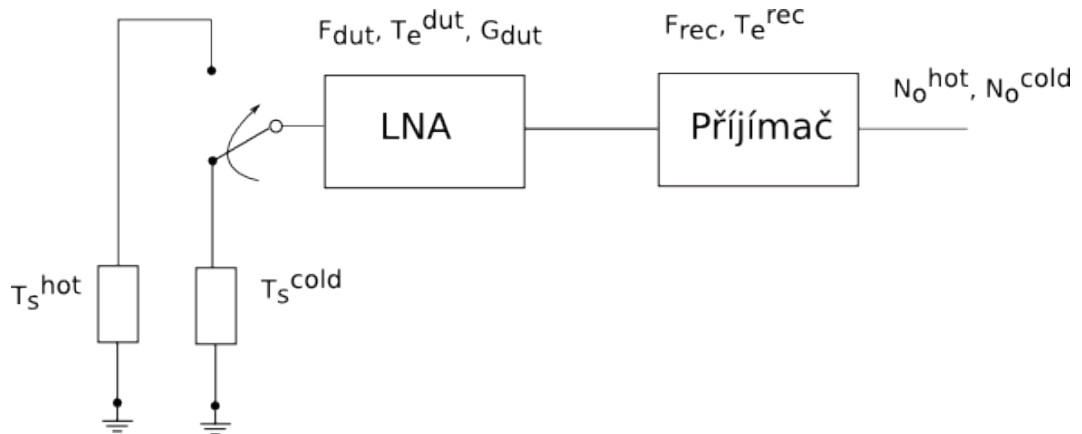
Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_{N/50}$	$G_a$ dB
0.5	0.17	0.34	34.80	0.04	27.83
0.9	0.22	0.32	53.00	0.04	23.57
1.0	0.24	0.32	60.50	0.04	22.93
1.9	0.42	0.29	108.10	0.04	18.35
2.0	0.45	0.29	111.10	0.04	17.91
2.4	0.51	0.30	136.00	0.04	16.39
3.0	0.59	0.32	169.90	0.05	15.40
3.9	0.69	0.34	-151.60	0.05	13.26
5.0	0.90	0.45	-119.50	0.09	11.89
5.8	1.14	0.50	-101.60	0.16	10.95
6.0	1.17	0.52	-99.60	0.18	10.64
7.0	1.24	0.58	-79.50	0.33	9.61
8.0	1.57	0.60	-57.90	0.56	8.36
9.0	1.64	0.69	-39.70	0.87	7.77
10.0	1.8	0.80	-22.20	1.34	7.68

Obr. 1.6 Příklad šumových parametrů tranzistoru ATF – 54143; převzato z [6]

Na obr. 1.6 můžeme nalézt několik neznámých zkratek a parametrů.  $F_{min}$  je minimální hodnota šumového činitele a udává se v dB. Dále je tam hodnota  $\Gamma_{opt}$  (Mag.) výše koeficientu odrazu zdroje na minimální šumové číslo a  $\Gamma_{opt}$  (Ang.) které udává úhel tohoto vektoru.  $R_N$  je ekvivalentní šumový odpor a  $G_a$  je tzv. aditivní bílý Gaussův šum udaný v dB.

### 1.6.1 Měření šumového čísla Y metodou

Y metoda měření šumového čísla využívá zdroj šumu, který lze přepínat mezi dvěma stavy šumového výkonu[11]. Samotný měřič šumového výkonu je pak signálový analyzátor.



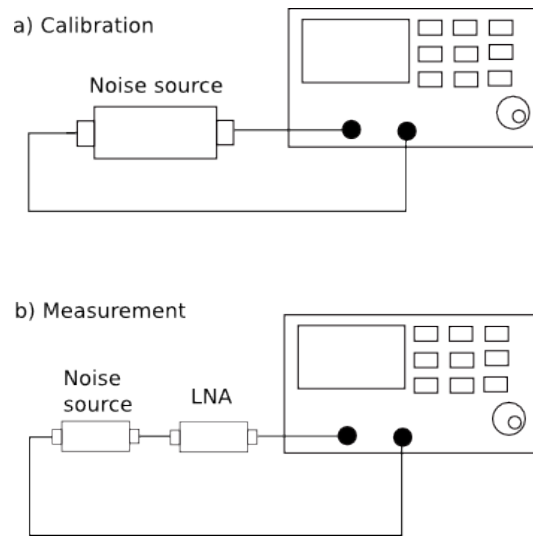
Obr. 1.7 Měření šumového čísla Y metodou

Tato metoda využívá jednoho zdroje, u kterého lze přepínat šumovou teplotu. Hodnota Y je poté definována jako poměr šumových výkonů výše zmíněných šumových stavů. Tyto dva stavy nazýváme hot a cold..

$$Y = \frac{N^{hot}}{N^{cold}} \quad (2.6)$$

Důležitým parametrem zdroje šumu je ENR – Excess Noise Ratio, který určuje rozdíl mezi stavy hot a cold a je definován jako [11]:

$$ENR = \frac{(T_s^{hot} - T_s^{cold})}{T_0} \quad (2.7)$$



Obr. 1.8 Měření šumového čísla pomocí signálového analyzátoru Agilent N9010A EXA a zdroje šumu Agilent 346A

Před samotným měřením je nutné udělat tzv. Kalibraci. Tento úkon je naznačen na obr. 1.8.

Při zapojení podle obr. 1.8. je výsledný šumový činitel  $F_{sys}$  :

$$F_{sys} = F_{dut} + \frac{(F_{rec} - 1)}{G_{dut}} \quad (2.8)$$

Je patrné, že abychom mohli spočítat  $F_{dut}$  potřebujeme znát  $F_{rec}$  (šumový činitel receiveru). Ten zjistíme, tak, že provedeme měření šumového čísla bez vloženého dvoubranu.

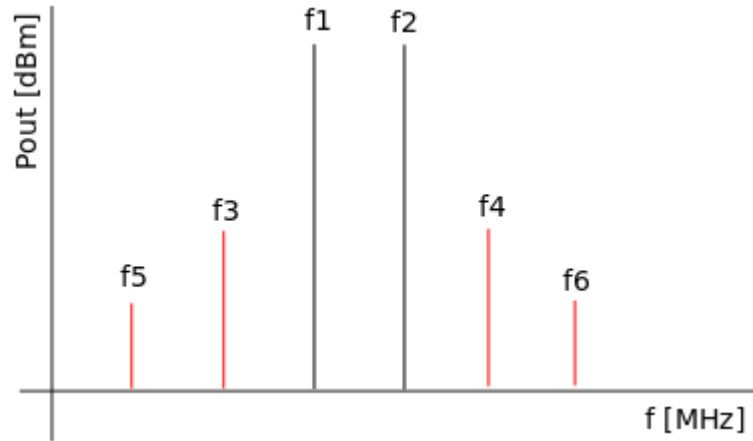
Při tomto zapojení je šumový činitel kaskády podle Friisova vztahu [11]

$$F_{sys} = F_{rec} \quad (2.9)$$

## 1.7 Intermodulační odolnost, IP3 a $P_{1dB}$

V případě, že se na vstupu jakéhokoli nelineárního prvku (například zesilovače) objeví směsice dvou a více signálů, začnou být tyto signály na této nelinearitě násobeny

a směřovány. Jako výsledek se na výstupu takového nelineárního prvku objeví nové signály, které nebyly obsaženy ve vstupním kmitočtovém spektru. Typický příklad mechanismu vzniku takových produktů je zde [2]:



Obr. 1.9 Obrázek spektra a intermodulačních produktů 3. řádu

Vznikají zde např. tyto produkty:

$$(f1 \times 3) - (f2 \times 2) = f5,$$

$$(f1 \times 2) - f2 = f3,$$

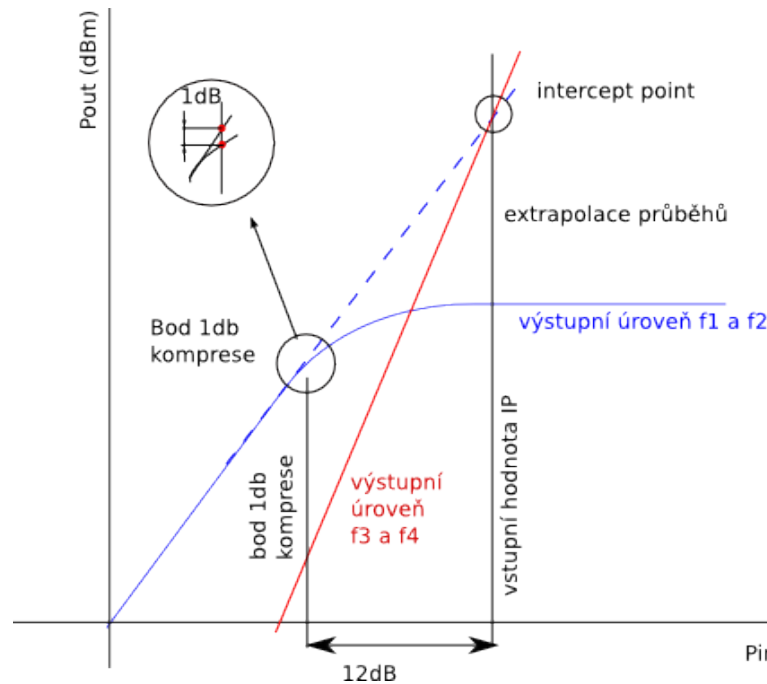
$$(f2 \times 2) - f1 = f4,$$

$$(f2 \times 3) - (f1 \times 2) = f6$$

Nejvýznamnější jsou produkty 3. řádu ( $f3$  a  $f4$ ). Jejich úroveň stoupá 3x rychleji (se směrnici 3), pokud tedy zvedneme úroveň signálů  $f1$  a  $f2$  o 1 dB, zvýší se úroveň  $f3$  o 3 dB. Můžeme si tedy představit teoretickou situaci, že úroveň signálů  $f3$  a  $f4$  dosáhne úrovně  $f1$  a  $f2$ . To znamená, že existuje bod, kterému se říká IP, neboli Intercept point, česky průsečík.

V reálných aplikacích však nemůže nikdy k takové situaci dojít, protože dříve než-li úroveň produktů 3. řádu dosáhla úrovně užitečných signálů byl by tento zesilovací prvek v saturaci a tudíž by dále nedocházelo k zesilování signálů.

Intercept point je tedy bod teoretický a slouží nám jako popis toho jak se bude chovat zesilovač, objeví-li se na jeho vstupu několik signálů.



Obr. 1.10 Obrázek směrnic užitečného signálu a intermodulačních produktů a jejich imaginární průsečík – bod IP

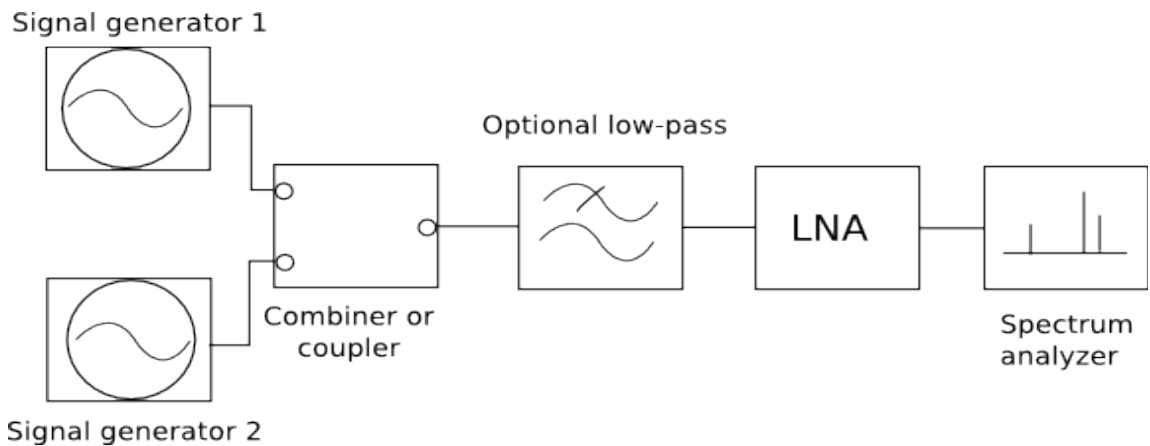
Jednodedicibelová komprese ( $P_{1dB}$  gain compression) je dána výkonem signálu, při kterém klesne zesílení o 1 dB. V oblasti analogových rádiových technologií většinou platí, že výkonová úroveň odpovídající jednodedicibelové kompresi zisku je o 10 až 20 dB nižší než úroveň IP3. Oboje pochopitelně musí být vztaženo ke stejné bráně, buď vstupní nebo výstupní obr. 1.10.

### 1.7.1 Měření intermodulační odolnosti, IP3 a $P_{1dB}$

Při měření intermodulačního zkreslení (Intermodulation Distortion - IMD) jsou na vstup LNA přivedeny dva signály s blízkými kmitočty  $f_1$  a  $f_2$  se stejnou úrovní. Ve výstupním spektru je pak sledována úroveň nežádoucích intermodulačních složek, které vznikly na nelinearitách zkoumaného prvku. Nejčastěji se sledují pouze produkty třetího řádu ( $2f_1 - f_2$ ). Výsledky jsou nejčastěji prezentovány jako poměr úrovně intermodulačního produktu k úrovni vstupních signálů (nejčastěji v dB). [18]

Pro měření intermodulačního zkreslení (IMD) je tedy zapotřebí přivést na vstup zesilovače signál se dvěma sinusovými modulačními signály stejné úrovně.





Obr. 1.11 Měření intermodulačního zkreslení (IMD),  $IP_3$  a  $IP_{-1dB}$  pomocí dvou generátorů a spektrálního analyzátoru

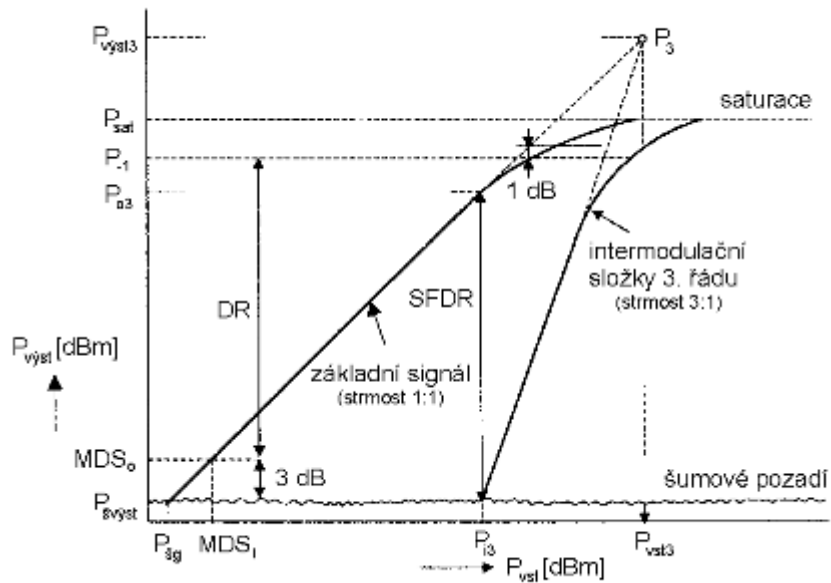
## 1.8 Dynamický rozsah

Dynamický rozsah DR (Dynamic Range) kvazilineárního zesilovače udává rozmezí výkonu výstupního (vstupního) signálu zesilovače, při kterém je závislost mezi výstupním a vstupním výkonem signálu zesilovače, změřená při jediném vstupním harmonickém signálu konstantního kmitočtu  $f$ , s dostatečnou přesností lineární. [3]

Pro stanovení dynamického rozsahu, jež souvisí s nelineárním amplitudovým zkreslením zesilovače, je na obr. 1.12 nakreslena závislost úrovně výkonu výstupního signálu na úrovni výkonu vstupního signálu zesilovače (základní signál). Tato závislost je pro malé vstupní signály lineární a směrnice průběhu je 1:1. [3]

Při vyšších úrovních vstupního signálu však dochází k zakřivení charakteristiky, až se výkon výstupního signálu ustálí na hodnotě  $P_{\text{sat}}$ . Stav saturace je důsledkem limitace signálu aktivními prvky a má za následek velké nelineární zkreslení signálu. [3]

Za horní hranici dynamického rozsahu, kdy je možné ještě považovat nelineární zkreslení za malé, se proto považuje výstupní výkon  $P_{-1}$ , při kterém se skutečná závislost odchyluje od ideálního průběhu o  $-1$  dB. [3]



Obr. 1.12 Grafické závislosti potřebné k určení dynamických rozsahů zesilovače; převzato [3]

### 1.9 Harmonické zkreslení THD (Total harmonic distortion)

Toto zkreslení je dáno tím, že ve výstupním spektru nalezneme vyšší harmonické složky. Vyjadřuje se tzv. činitelem harmonického zkreslení  $k_h$ , který je dán jako poměr výstupního proudu všech vyšších harmonických složek, k efektivní hodnotě celkového výstupního proudu. Poněvadž mezi efektivní hodnotou a amplitudou harmonického signálu platí jednoznačný vztah, můžeme psát:

$$k_h = \frac{(\sqrt{k_{20}^2 + k_{30}^2 + k_{40}^2 + \dots})}{(\sqrt{k_{10}^2 + k_{20}^2 + k_{30}^2 + k_{40}^2 + \dots})} \quad (3.0)$$

Nebo

$$k_h [ ] = 100 k_h \quad (3.1)$$

Existuje i alternativní definice harmonického zkreslení podle vztahu

$$k_h = \frac{(\sqrt{k_{20}^2 + k_{30}^2 + k_{40}^2 + \dots})}{k_{10}} \quad (3.2)$$

Pro vyhodnocení zkreslení jednotlivými harmonickými se udává činitel harmonického zkreslení  $r$  - tou harmonickou  $k_{hr}$ , definovaný vztahem

$$k_{hr} = \frac{K_{r0}}{k_{10}} \quad (3.3)$$

## 2 Aktivní prvky

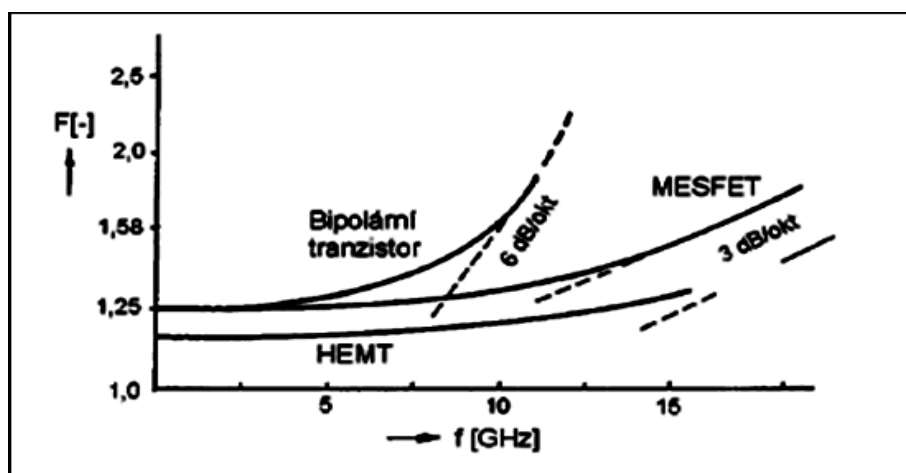
V dnešní době jsou základními prvky ve vysokofrekvenční technice bipolární a unipolární tranzistory.

Dnes se bipolární tranzistory používají až do kmitočtů cca 10 GHz. Existuje celá řada různých bipolárních tranzistorů, pro použití v LNA jsou však nejzajímavější bipolární tranzistory s nízkým šumovým číslem. Unipolární tranzistory ve srovnání s tranzistory bipolárními mají odlišné admitanční vlastnosti, menší nelineární zkreslení a příznivější šumové vlastnosti.

++ best, + good, o moderate

Parameter	GaAs based Technology			Si based Technology	
	MESFET	HEMT	HBT	Si BJT	SiGe HBT
Low Noise					
LF <100MHz	O	O	+	++	++
RF 2GHz	++	++	++	+	+
RF 10GHz	+	++	+		O
Gain	+	++	++	++	++
Power <0.5W	++	++	++	+	+
>2.0W	++	++	++		
Efficiency	+	++	+	O	O
Low Voltage	+	++	+	+	+
Integration RF func.	++	++	++	O	O
RF/digital	O	O	O	++	++
Power Supply	+	+	++	++	++

Obr. 1.13 Porovnání GaAs MESFET, HEMT a HBT; převzato [7]



Obr. 1.14 Kmitočtová závislost šumu bipolárních a unipolárních tranzistorů; převzato [3]

Na obrázku 1.14 vidíme porovnání šumových vlastností v závislosti na frekvenci jednotlivých druhů tranzistorů. Je zřejmé, že tranzistory typu FET mají lepší šumové vlastnosti než tranzistory bipolární. Obrovskou výhodou tranzistorů typu FET je odolnost proti vzniku tzv. intermodulačního zkreslení.

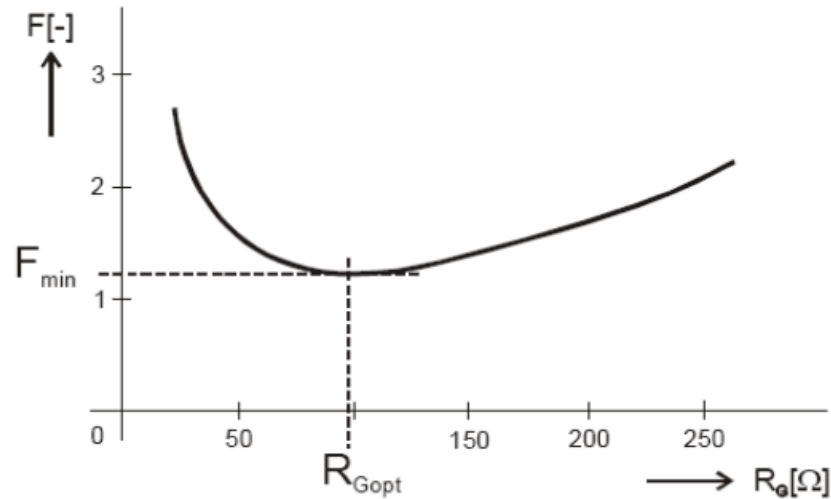
## 2.1 Vysokofrekvenční bipolární tranzistory

Pro výrobu vysokofrekvenčních bipolárních tranzistorů se užívá převážně křemík. Důvodem je především dokonale zvládnutá planární technologie a tím dobře reprodukovatelná výroba tranzistorů s velmi úzkou bází. Ve vysokofrekvenčních bipolárních tranzistorech se používá výhradně struktura NPN. Důvodem je vyšší pohyblivost elektronů než děr (v GaAs i v křemíku), a tím kratší dosahovaná průletová doba nosičů bází P tranzistoru. Vysokofrekvenční tranzistory se používají v zapojení se společnou bází (SB) či se společným emitorem (SE) pro dosažení výkonového zesílení. [15]

V bipolárním tranzistoru existují tři zdroje šumu :

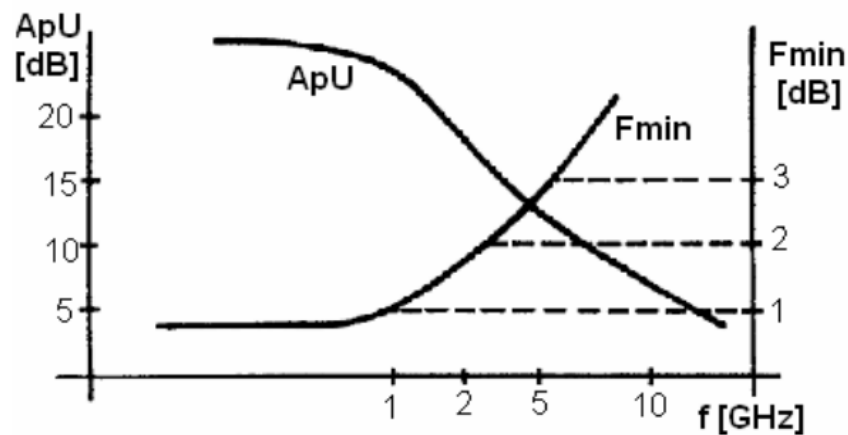
- tepelný šum odporu báze,
- tepelný šum a výstřelový šum propustně pólovaného přechodu E – B,
- výstřelový šum závěrně pólovaného přechodu K - B .

Pro nízkošumové bipolární tranzistory je nutný malý odpor báze, vysoký mezní kmitočet  $f_{\alpha}$  a velký stejnosměrný proudový zesilovací činitel  $\alpha_0$  a  $\beta_0$  .



Obr. 1.15 Závislost šumového činitele na odporu zdroje signálu; převzato [15]

Grafické závislosti  $F = f(R_G)$ , případně  $R_{Gopt}$  a  $F_{\min}$  pro různé pracovní body, udávají výrobci tranzistorů ve svých katalozích. Pro konkrétní typ tranzistoru a dané pracovní podmínky lze tyto závislosti, důležité pro nastavení šumového přizpůsobení, také poměrně jednoduchým způsobem změřit.

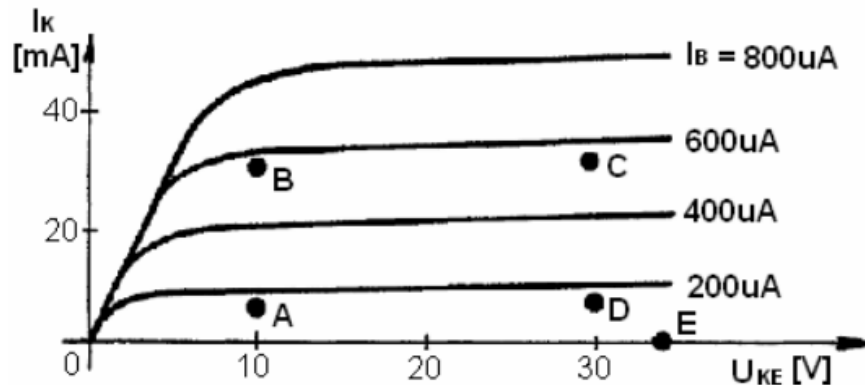


Obr. 1.16 Typické hodnoty šumového čísla a výkonového zisku nízkošumových křemíkových bipolárních tranzistorů; převzato [15]

Komerčně vyráběné bipolární tranzistory lze použít do  $2 \div 4$  GHz jako vstupní nízkošumové stupně s vysokým ziskem ( $F_{\min} \approx 1,7$  dB,  $A_{pU} \approx 18$  dB) a do  $5 \div 10$  GHz jako zesilovací stupně s dobrým ziskem zařazené za vstupní stupeň s nízkošumovým tranzistorem MESFET ( $F_{\min} \approx 2,7$  dB,  $A_{pU} \approx 12$  dB). [15]

### 2.1.1 Volba klidového pracovního bodu v bipolárních tranzistorů

Aby tranzistor pracoval ve vhodném pracovním režimu je potřeba mu vhodně nastavit klidový proud. Nejcitlivějšími parametry tranzistoru na změnu teploty jsou zbytkový proud kolektoru  $I_{K0}$  (lineárně roste s teplotou), napětí přechodu báze-emitor  $U_{BE}$  a stejnosměrný proudový zesilovací činitel  $\beta_0$  (lineárně roste s teplotou) [5]. Základní případy jsou naznačeny na obr. 1.17.



Obr. 1.17 Volba klidových pracovních bodů; převzato [15]

- A – nízkošumové a nízkovýkonové aplikace;
- B – nízkošumové aplikace s vysokým výkonovým ziskem;
- C – vysoký výstupní výkon;
- D – vysoký výstupní výkon a dobrá účinnost;
- E – vysoký výkon a vysoká účinnost

### 2.2 Vysokofrekvenční unipolární tranzistory

Vysokofrekvenční unipolární tranzistory neboli tranzistory řízené elektrickým polem (Field Effect Transistor - FET) byly vyvinuty v 70. letech z unipolárních tranzistorů pro nízké kmitočty. Základními typy jsou JFET (Junction FET) - unipolární tranzistor s přechodem PN a IGFET (Isolated Gate FET) - unipolární tranzistor s izolovaným hradlem. Pokud je

použitým izolantem oxid uhličitý (např.  $\text{SiO}_2$ ), označuje se tranzistor jako MOS FET (Metal Oxid Semiconductor FET). [15]

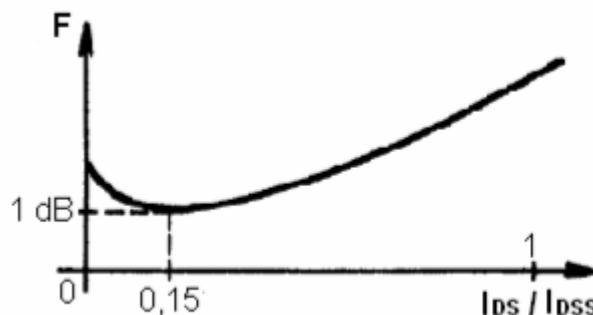
V současné vysokofrekvenční technice se však daleko častěji užívá tzv. MES FET (Metal Schottky FET), kde je hradlo odděleno od kanálu Schottkyho diodou.

### 2.2.1 Nízkošumové MES FETy

U unipolárního tranzistoru MES FET se vyskytují 2 zdroje šumu, konkrétně šum aktivní oblasti tranzistoru (kanál) a šum pasivní oblasti.

Pro dosažení minimálního šumového čísla je tedy třeba, aby tranzistor měl co nejkratší hradlo  $L$ . Dále je třeba, aby tranzistor měl co nejmenší parazitní odpory pasivních částí tranzistoru ( $R_G + R_S$ ). [15]

Hodnota šumového čísla tranzistoru MES FET je závislá na nastavení klidového proudu. Typická závislost je naznačena na obr. 1.18 ( $I_{DSS}$  zde značí kolektorový proud při napětí  $U_{GS} = 0 \text{ V}$ ).



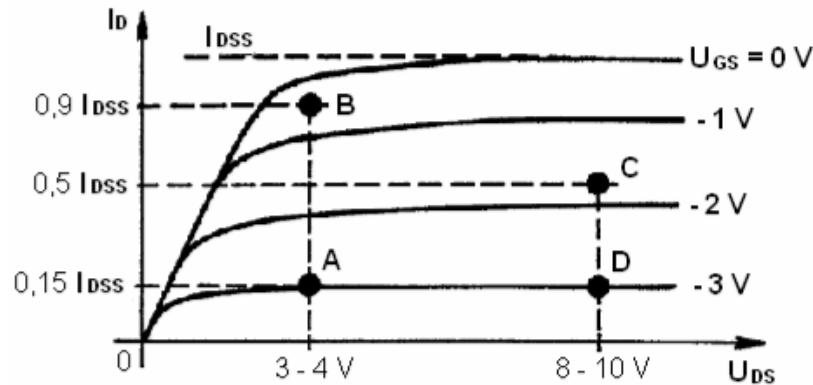
Obr. 1.18 Závislost šumového čísla na ss. Proudu kolektoru; převzato [15]

Tranzistory JFET a MOSFET se používají do kmitočtu asi 2 GHz. Pro vyšší kmitočty se používají tranzistory MESFET. Při použití kanálu z křemíku je mezní kmitočet cca 10 GHz. Je-li použit arzenid galia s násobně vyšší pohyblivostí elektronů, zvýší se mezní kmitočet až na několik desítek GHz. Takto vysoký mezní kmitočet dosahují i tranzistory HEMT. [15]



## 2.2.2 Klidový pracovní bod vf unipolárních tranzistorů

Natavení pracovního bodu se volí podle konkrétního použití. Typické případy jsou uvedeny ve výstupních charakteristikách tranzistoru na obr.: 1.19.



Obr. 1.19 Volba klidových pracovních bodů tranzistoru MES FET; převzato [15]

## 2.2.3 Tranzistory HEMT

Dalším typem tranzistoru používaným pro nízkošumové aplikace je tranzistor s velkou pohyblivostí elektronů označován HEMT.

Struktura HEMT (High Electron Mobility Transistor) je založena na poznatku, že heteropřechod (přechod dvou různých materiálů) vytváří na svém rozhraní vrstvu akumulace elektronů, která má vlastnost dvourozměrného elektronového plynu. Dvourozměrný zde znamená, že se elektrony nemohou pohybovat libovolně, ale pouze v rovině vrstvy rovnoběžné s rozhraním heteropřechodu. Taková struktura velmi zvětší pohyblivost elektronů. Substrát polovodičové destičky čipu tranzistoru je vyroben z arsenitu galia (GaAs). Takový polovodič má pak mnohem lepší šumové vlastnosti a menší hodnotu sériového odporu, než polovodiče na čipu z SiO<sub>2</sub>. Na stejném kmitočtu má polovodič z GaAs až šestinásobnou pohyblivost elektronů a asi dvojnásobnou driftovou rychlost než Si polovodiče. [15]

## 3 Možnosti zapojení odolných předzesilovačů, jejich vstupních a přizpůsobovacích obvodů

### 3.1 Vstupní šumové přizpůsobení

Každý nízkošumový zesilovač musí být na svém vstupu šumově přizpůsoben. Toto přizpůsobení je realizováno přizpůsobovacími obvody, které vytvářejí optimální činitel odrazu pro daný tranzistor, při kterém vykazuje tranzistor nejnižší šumové číslo, které je rovné  $F_{\min}$ .

### 3.2 Výstupní přizpůsobovací obvody

Výstup nízkošumového předzesilovače musí být impedančně přizpůsoben. Výstupní obvody nemají na šumové číslo vliv. Při ideálním přizpůsobení dochází k přenosu veškerého výkonu a nedochází tedy k žádným odrazům. Toto výstupní přizpůsobení je možno realizovat pomocí R, L, C prvků a nebo pomocí mikropáskových vedení.

### 3.3 Simulace pomocí programu Ansoft Designer SV

Pro simulace byl používán program Ansoft Designer SV, který je ve verzi student volně k dostání. Simulace jsou ovlivněny použitím ideálních součástek, ideálního materiálu pro plošný spoj a tudíž výsledky těchto simulací jsou velmi orientační a budou se od reálných výsledků dosti odlišovat.

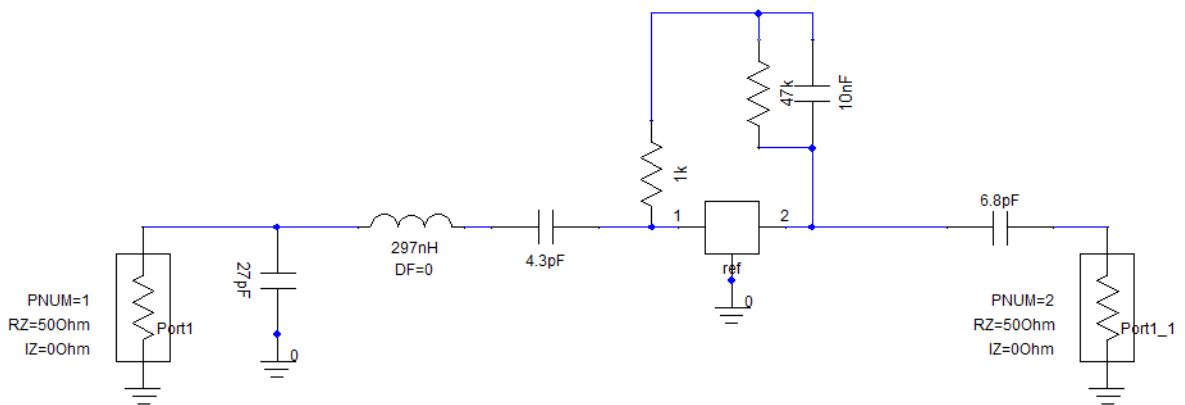
Byly simulovány různá zapojení s tranzistorem BFG540W/X. Jedno z těchto zapojení konkrétně s tranzistorem BFG540W/X bylo realizováno a jeho výsledky naleznete v další kapitole.

#### 3.3.1 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X

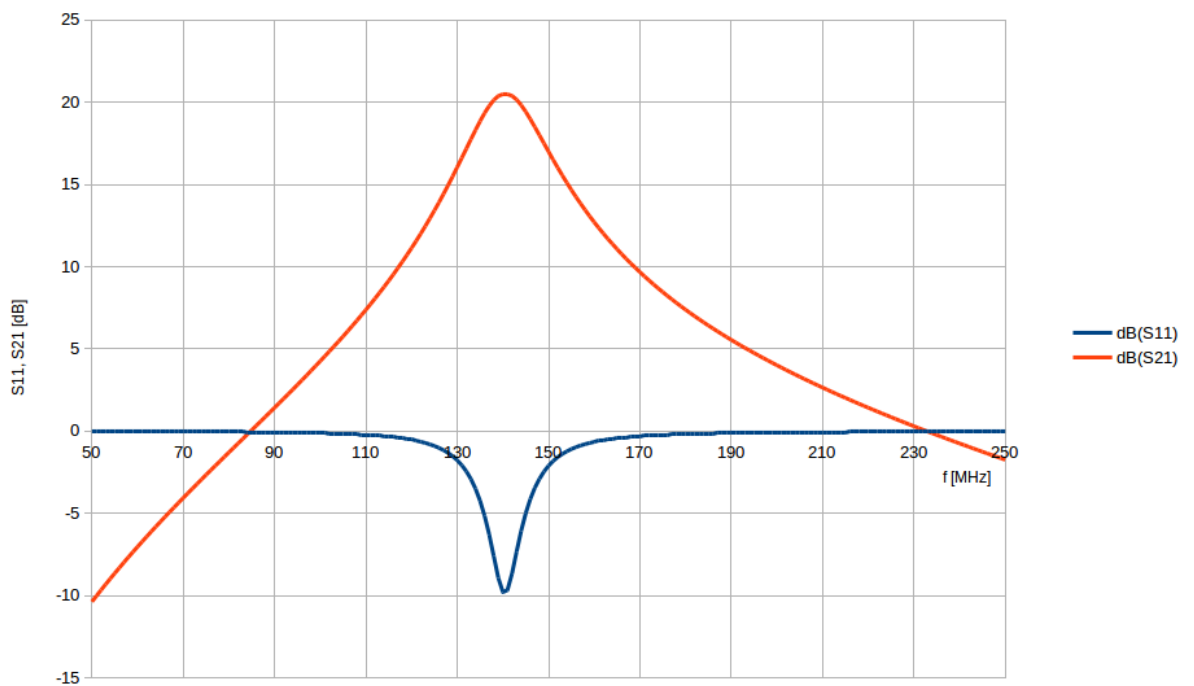
Tranzistor BFG540W/X je bipolární tranzistor v provedení SOT343, který je určen pro povrchovou montáž. Tento tranzistor je velice snadno k dostání a i jeho cena je velmi příznivá. Taktéž důležitý faktor pro jeho výběr je dostupnost modelů tranzistoru (Spice model, S-parametry, NF) pro simulaci zapojení pomocí programu Ansoft Designer SV. Obě simulovaná LNA mají na vstupu použit filtr, který sice zhoršuje šumové číslo o svůj průchozí útlum (cca 0,2 dB), ale zajišťuje nám přizpůsobení tranzistoru a potlačení mimopásmových signálů.

Pro simulaci byl použit obecný dvojbran, do kterého byl naimportován soubor .s2p s parametry tranzistoru BFG540W/X. Výsledky simulace tzn. přenosové charakteristiky a simulaci šumového čísla naleznete na obr. 1.21 až 1.25.

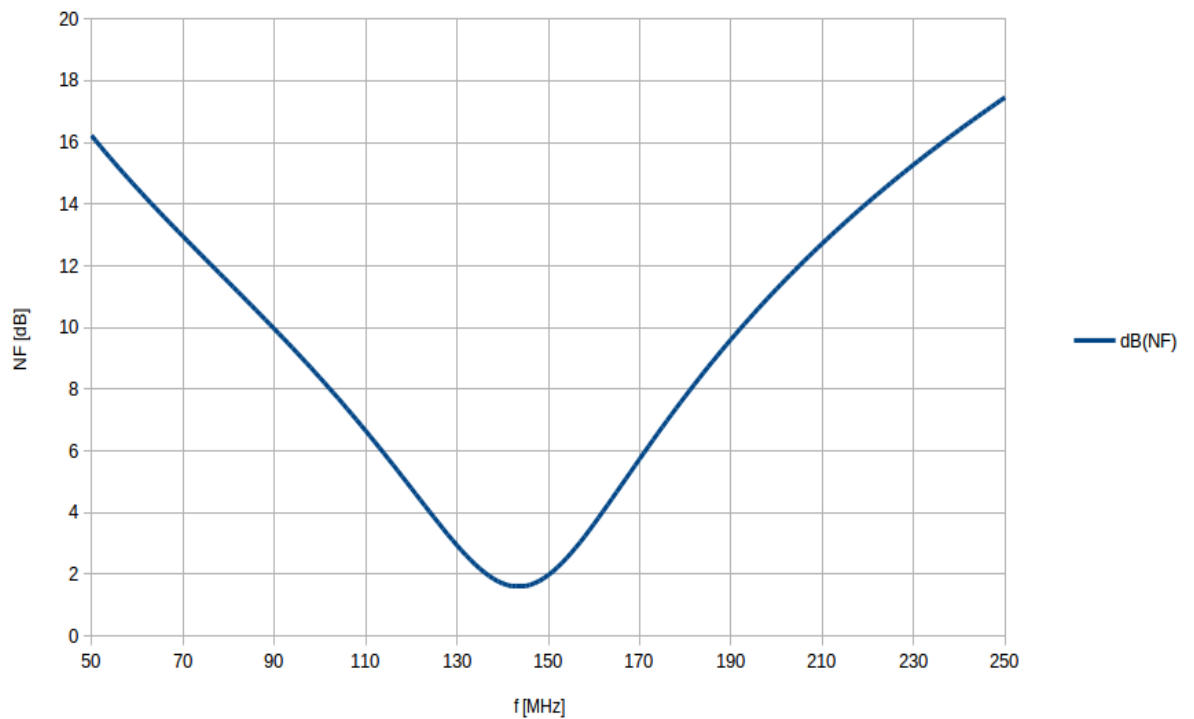
Zapojení, které bylo simulováno, pochází z dílny srbského konstruktéra Dragoslava Dobriče (YU1AW). Toto zapojení bylo následně i realizováno a jeho reálné výsledky naleznete v další kapitole.



Obr. 1.20 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (design YU1AW) v programu Ansoft Designer SV



Obr. 1.21 Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW)  $S_{21}$  a vstupního přizpůsobení  $S_{11}$

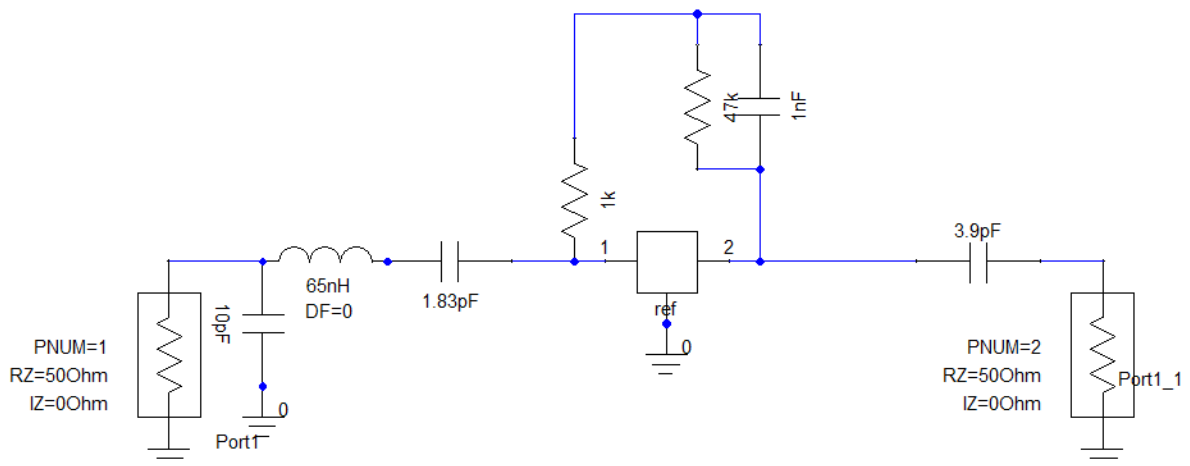


Obr. 1.22 Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW)

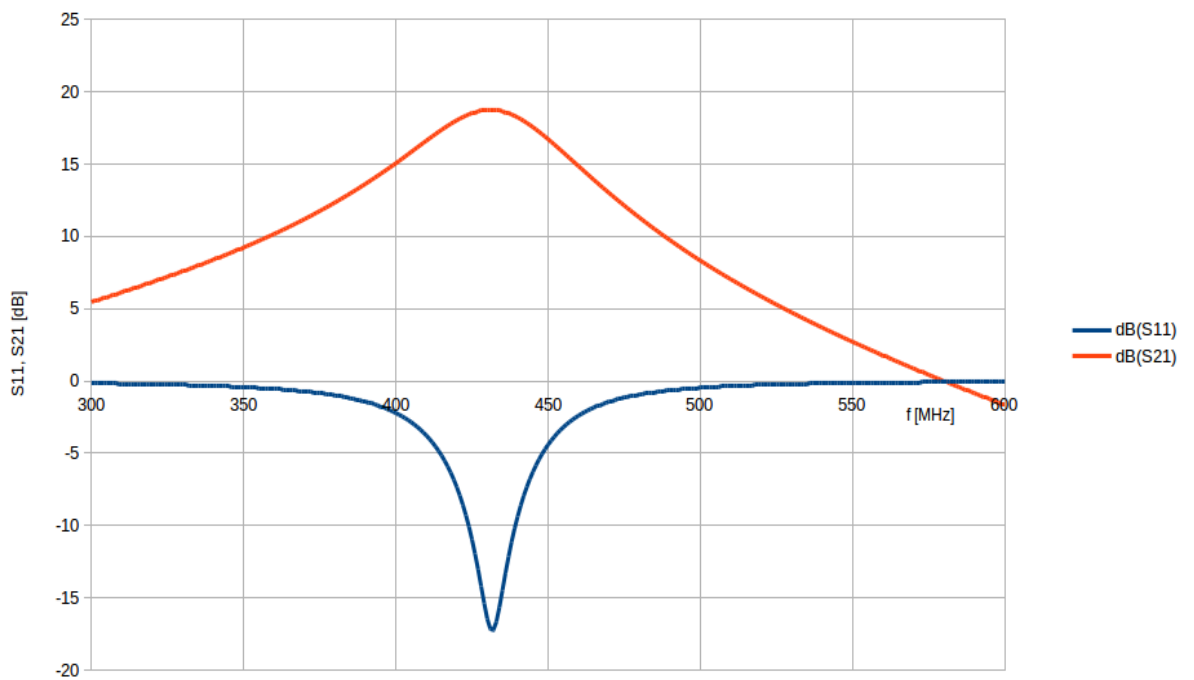
Takto navržené LNA má dle výsledků pocházejících z programu Ansoft Designer SV parametr S21 v pásmu 2 m (143 – 145 MHz) cca 20,63 dB, parametr S11 -10,17 dB a šum 1,68 dB.

Tato LNA jsou vhodnější pro nasazení v prostředí, kde je velké množství silných mimopásmových signálů např. od různých služeb, jelikož na jejich vstupu je umístěn filtr, který sice zhoršuje šumové číslo o svůj průchozí útlum, ale zase jsou zde potlačené mimopásmové signály.

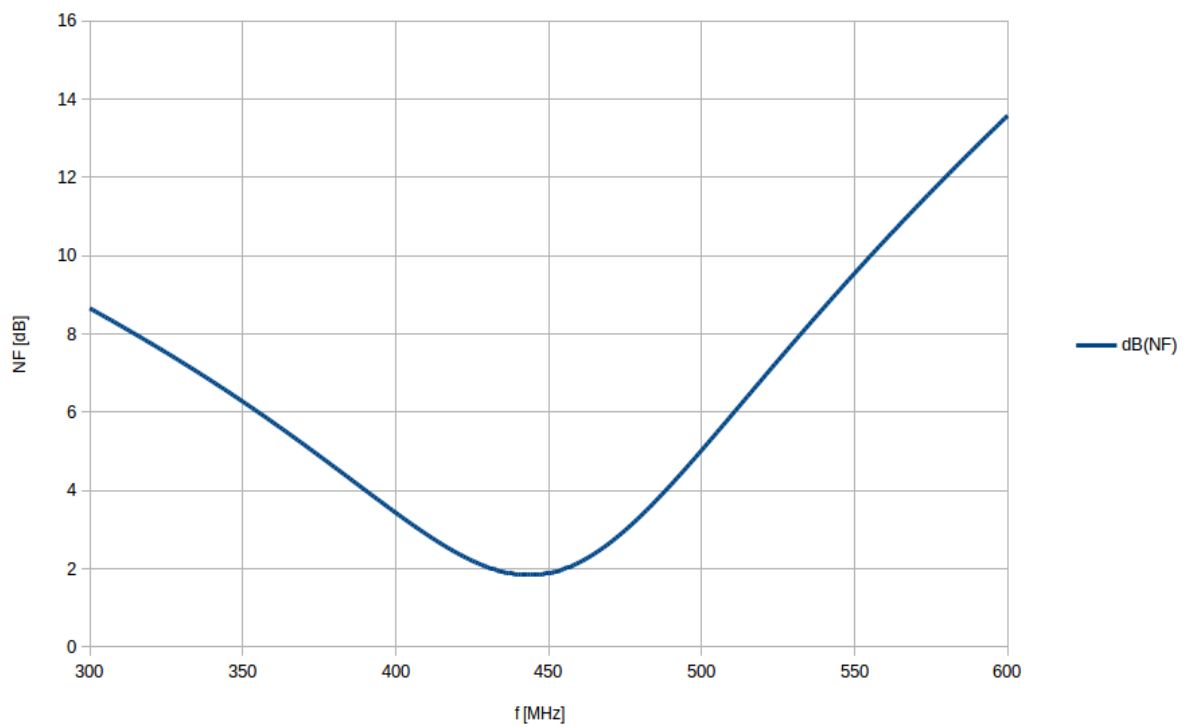
Na následujících obrázcích je vidět provedení LNA s tranzistorem BFG540W/X pro další radioamatérské pásmo a to pásmo 432 MHz. Toto zapojení bylo taktéž následně realizováno a jeho reálné výsledky jsou vidět v další kapitole.



Obr. 1.23 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (design YU1AW) v programu Ansoft Designer SV



Obr. 1.24 Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW) S21 a vstupního přizpůsobení S11



Obr. 1.25 Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW)

Takto navržené LNA má dle výsledků pocházejících z programu Ansoft Designer SV parametr S21 v pásmu 70 cm (430 – 433 MHz) cca 18 dB, parametr S11 -17 dB a šum 1,99 dB.

## 4 Konstrukce LNA

Ke konstrukci LNA se váží přílohy A, B, C, D této bakalářské práce, kde lze nalézt schéma zapojení, seznam použitých součástek, motiv plošného spoje a finální provedení LNA.

### 4.1 Konstrukční popis

Tato LNA jsou vyrobeny na oboustranném plošném spoji z materiálu FR4. Tento plošný spoj má vodivé vrstvy vyrobeny z mědi o síle 35  $\mu\text{m}$ . Permittivita toho plošného spoje je 5 na frekvenci 1 MHz a ztrátový činitel 0,04.

V této konstrukci jsou použity jak součástky pro povrchovou montáž, tak součástky pro montáž klasickou. Jelikož tento oboustranný plošný spoj nemá z výroby udělané prokovené spoje bylo je potřeba vyrobit a to tak, že skrz plošný spoj byla protažena krátký měděný drátek (ze které se skládá stínění koaxiálního kabelu) a na obou koncích byla přiletována. Prokovené díry byli umístěny tak, aby bylo dosaženo co nejlepšího propojení horní a spodní vodivé vrstvy.

Součástí LNA je i nastavitelný útlumový člen. Já jsem po zkušenostech s tímto typem LNA vytvořil útlumový člen s hodnotou cca 6 dB. Tento útlumový člen je koncipován jako T-článek a je tvořen kombinací dvou 270  $\Omega$  rezistorů a jednoho 18  $\Omega$  rezistoru v provedení SMD.

Napájecí napětí těchto LNA je 12 V a klidový proud je cca 130 mA a je stabilizováno stabilizátorem 7810 v provedení TO220. Napájení je realizováno přes průchodkový kondenzátor pro kladný pól a záporný pól je možné připojit kamkoliv na krabičku.

Vstupní i výstupní konektor jsou typu N a jsou připojeny přímo do mikropáskového vedení na plošném spoji. Všechny součástky SMD jsou velikosti 1206, která je kompromisem mezi velikostí a dobrou pájitelností. Krabička těchto LNA je vyrobeny z pocínovaného plechu jak je například vidět v příloze D této práce.



Výhoda tohoto zapojení LNA spočívá v tom, že obsahuje 2 obchozí relé ARE1312, avšak zhoršují výsledné šumové číslo o svůj průchozí útlum. Toto zapojení, kdy při vysílání odpojujeme napájecí napětí 12V a LNA se stávají průchozími, má za cíl jediné a to ochránit tranzistory. Vzhledem k tomu, že tyto LNA jsou umístěná v přijímací cestě řetězce nemusí se potýkat s jejich výkonovým zatížením. Jejich průchozí útlum je na frekvenci 900 MHz cca 0,2 dB. Tyto relé odpadnou za max. 5 ms. Tyto relé je možné najít na obrázcích v příloze D této práce.

#### 4.2 Navíjecí předpis cívek

Napájecí tlumivka T11 je již součástí motivu plošného spoje a tím pádem není potřeba ji navíjet.

Vstupní tlumivka T12, která je součástí vstupního filtru je pro obě varianty LNA navinuta CuAg drátem o průměru 0,8 mm. Pro pásmo 144 MHz je průměr cívky cca 10 mm a délka cca 13 mm a je tvořena 6 závitů. Pro pásmo 432 MHz je průměr stejný tzn. 10 mm, délka je 10 mm, ale je tvořena pouze 2 závitů.

Pro dosažení lepších parametrů byly ve vstupním obvodu udělány úpravy a to hlavně co se týče vstupních tlumivek T12, kde byl oproti autorem doporučovaném drátu o průměru 1 mm použit drát 0,8 mm a tyto cívky byly pak dále ručně doladovány pro dosažení co nejlepších parametrů zisku a šumového čísla.

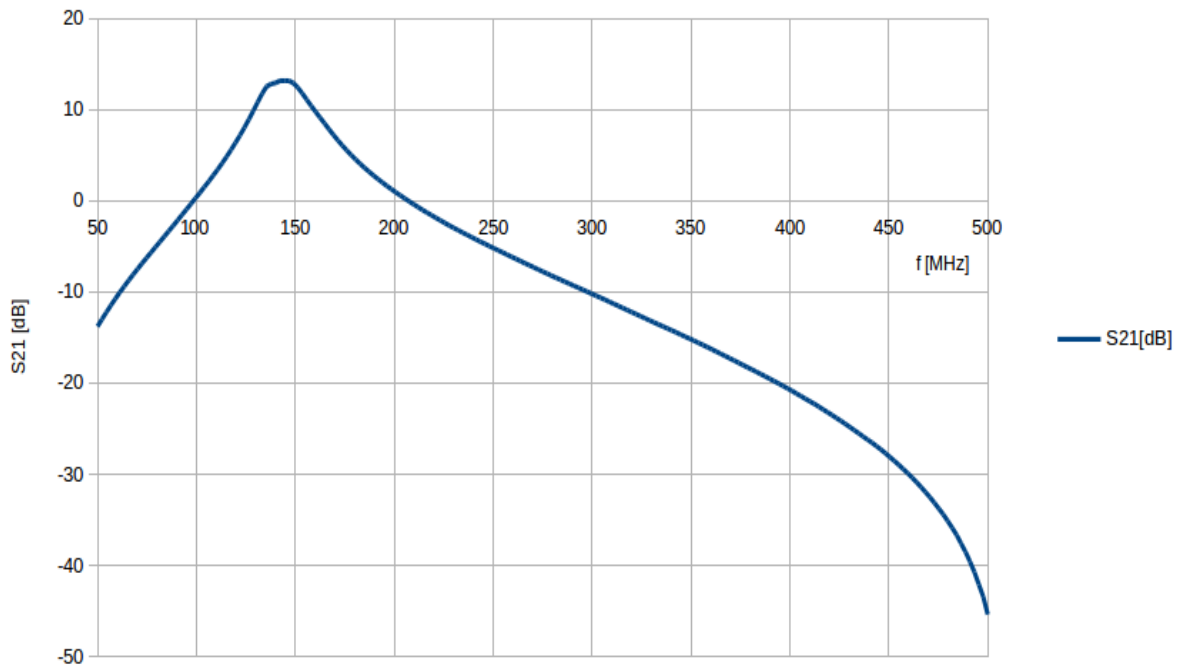
	144 MHz		432 MHz	
	Autor	Úprava	Autor	Úprava
<b>Průměr drátu</b>	1 mm	0,8 mm	1 mm	0,8 mm
<b>Průměr cívky</b>	8 mm	10 mm	8 mm	10 mm
<b>Délka cívky</b>	10 mm	13 mm	5 mm	10 mm
<b>Počet závitů</b>	8 z.	6 z.	3 z.	2 z.

Obr. 1.26 Úpravy vstupní cívky

## 5 Měření LNA

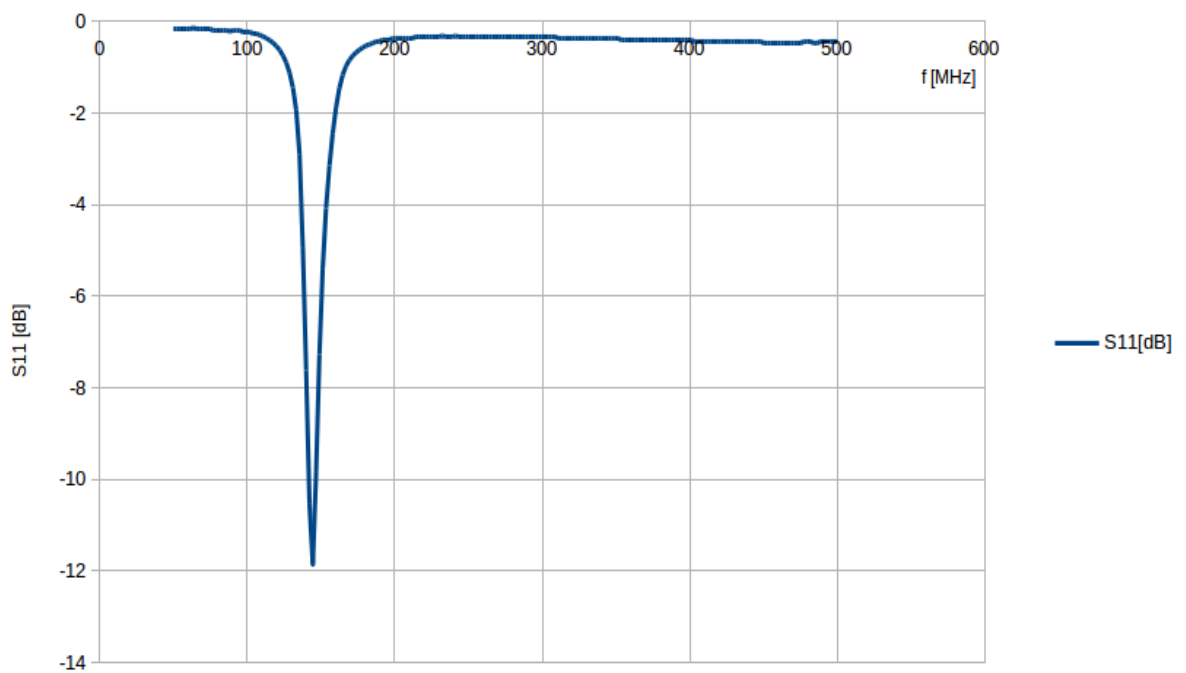
Měření probíhala na Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací za využití vybavení této katedry. Pro měření byli použity přístroje od firmy Rohde – Schwarz a to konkrétně vektorový analyzátor ZVB8, dále pak signální analyzátor od firmy Agilent EXA N9010A a další nezbytné příslušenství.

### 5.1 Měření S parametrů



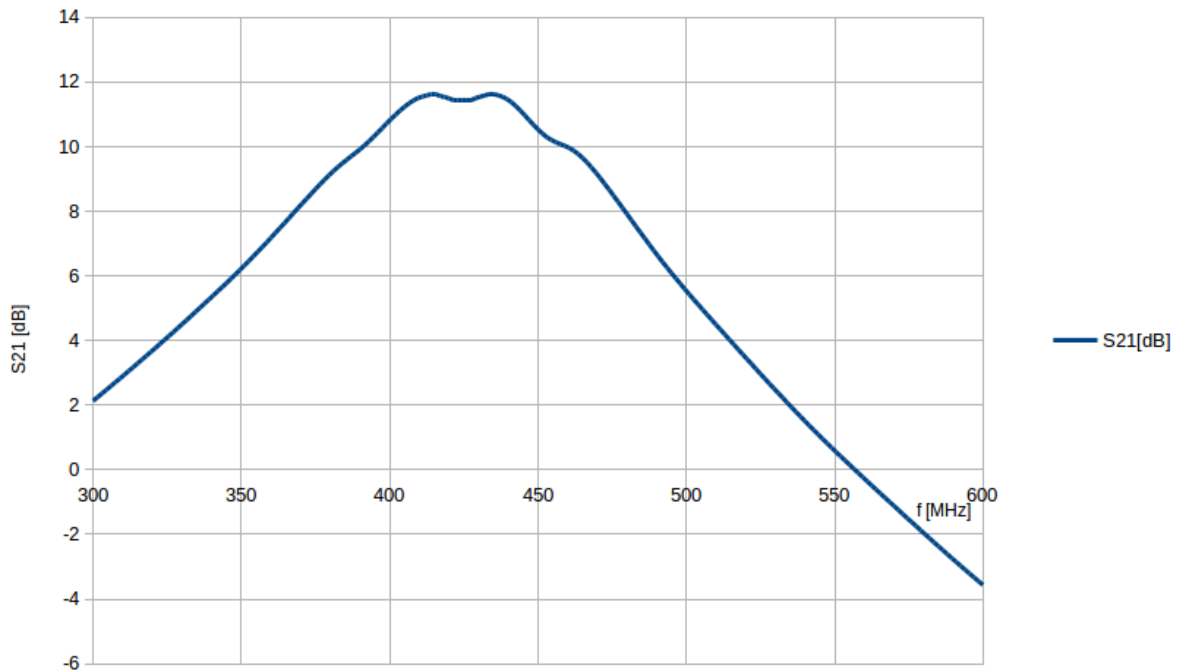
Obr. 1.27 Měření parametru  $S_{21}$  LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW)

Z výsledku tohoto měření je zřejmé, že LNA dosahuje na frekvenci 144,4 MHz (která odpovídá přibližně frekvenci středu aktivity během závodů v tomto pásmu) zisku 19,186 dB, i když vektorový analyzátor ukázal hodnotu pouze 13,186 dB. Maximum zisku je ploché, neboť na frekvenci 140 MHz je stále ještě zisk 13 dB a této hodnoty dosáhne LNA i na 149 MHz. Tato odchylka vznikla, jelikož na výstupu toho LNA je přímo na plošném spoji integrovaný 6 dB útlumový člen složený z SMD rezistorů.



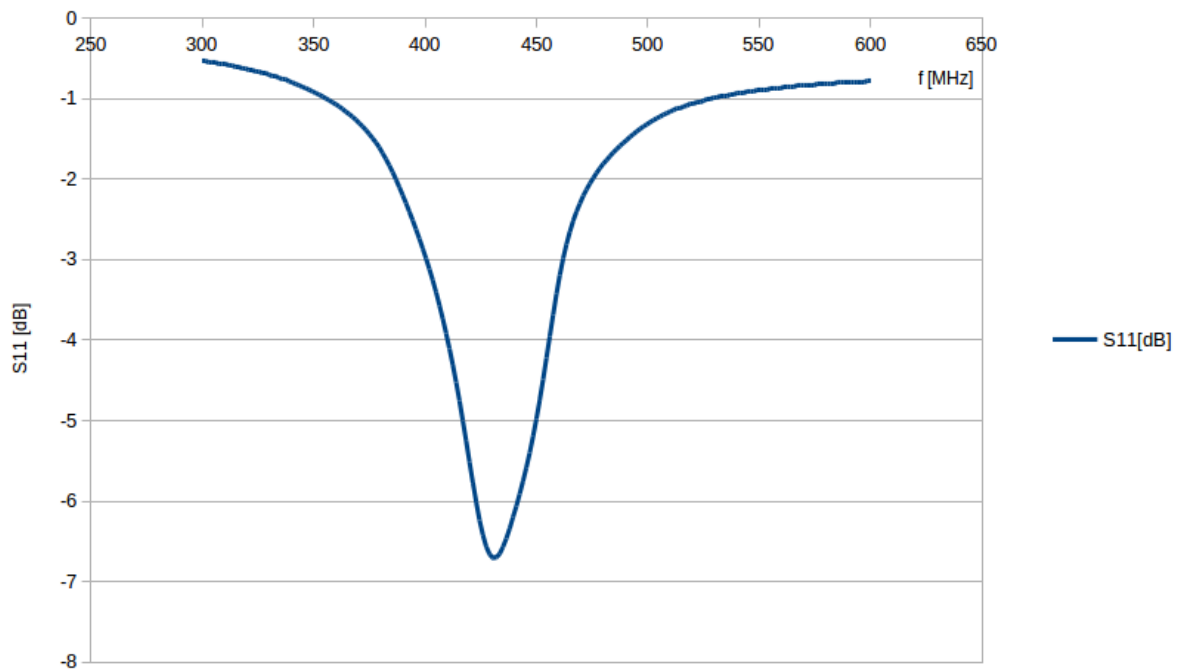
Obr. 1.28 Měření parametru S11 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW)

Parametr S11 dosahuje u tohoto typu LNA hodnoty -11,801 dB na frekvenci 144,4 MHz, která odpovídá zhruba hodnotě VSWR 1,69:1, což je na LNA tohoto typu velice dobrý výsledek. Průběh S11 je velice ostrý a proto se tyto hodnoty rychle zhoršují. Na frekvenci 140 MHz je tato hodnota -7,6 dB a na frekvenci 149 MHz je -7,3 dB.



Obr. 1.29 Měření parametru  $S_{21}$  LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW)

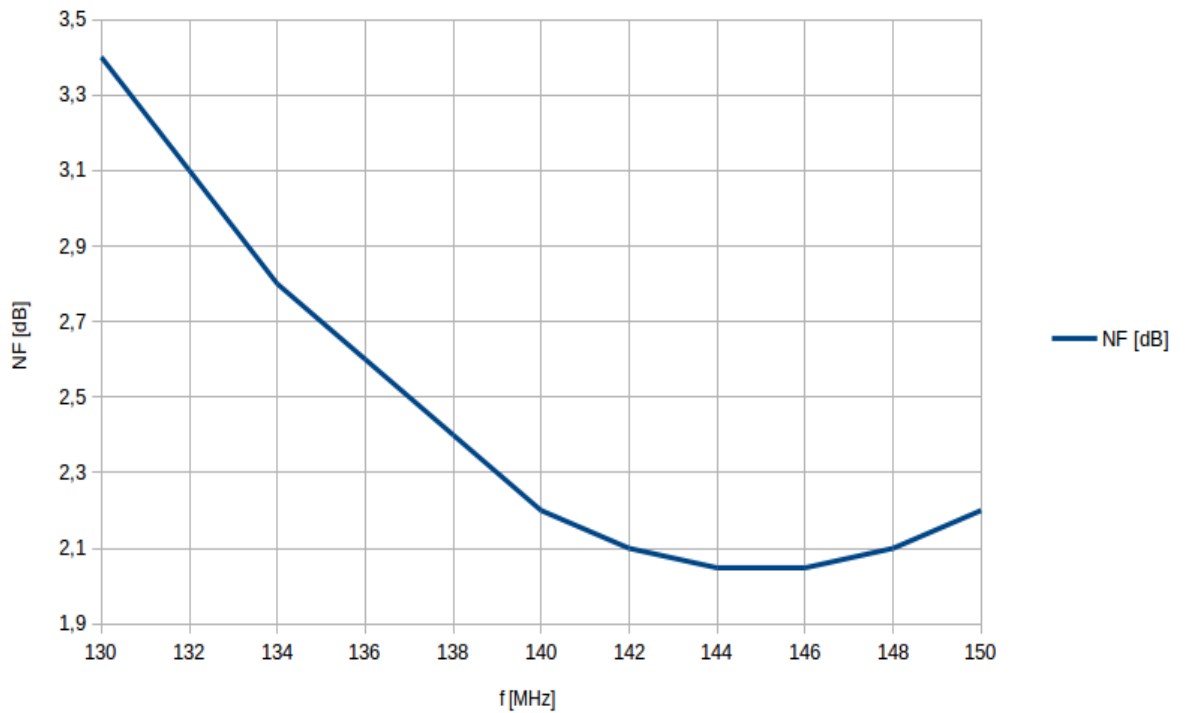
Z výsledku tohoto měření můžeme říci, že LNA dosahuje na frekvenci 432,2 MHz (která odpovídá přibližně frekvenci středu aktivity během závodů v tomto pásmu) zisku 17,602 dB i tento předzesilovač má na svém výstupu integrovaný 6 dB útlumový člen, kterým ovšem v případě nedostatku zisku není problém kdykoliv odpojit a používat tak tento předzesilovač bez něj. Na frekvenci 428 MHz je pořád tato hodnota 17,46 dB a stejné hodnoty dosahuje i na frekvenci 440 MHz.



Obr. 1.30 Měření parametru  $S_{11}$  LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW)

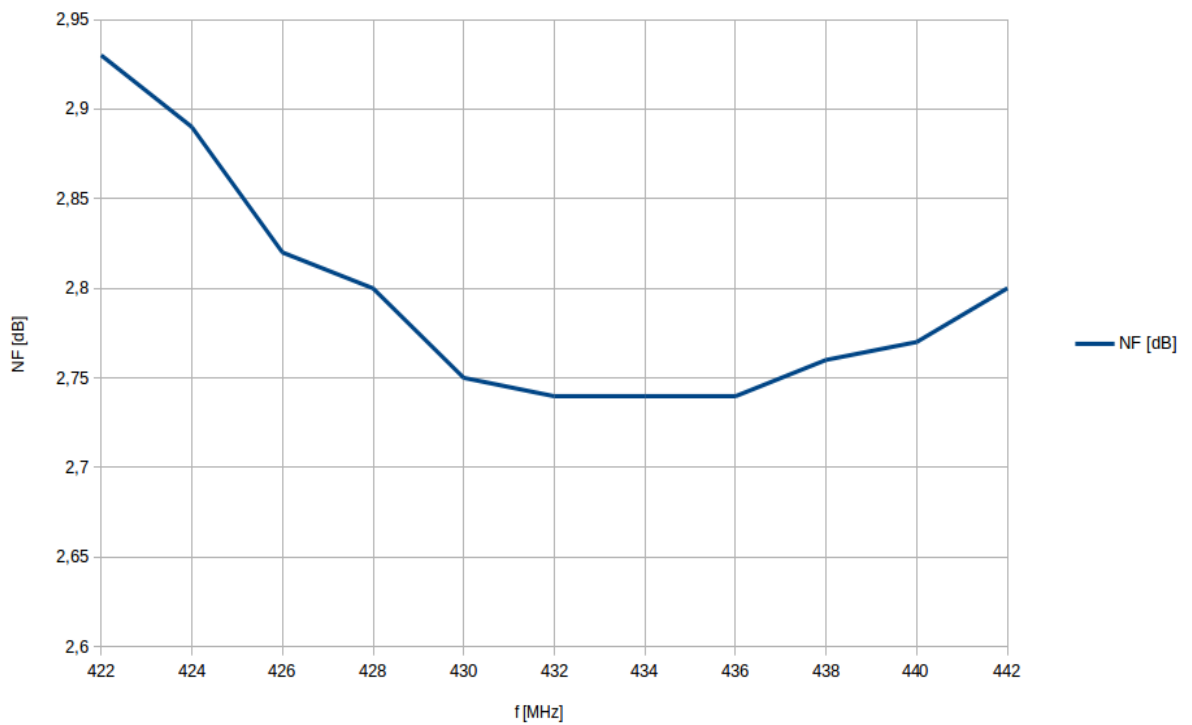
Parametr  $S_{11}$  byl u tohoto předzesilovače určeného pro pásmo 70 cm (432 MHz) cca -6,7 dB, tato hodnota odpovídá zhruba hodnotě VSWR 2,72:1, což je na LNA tohoto typu přijatelná a očekávaná hodnota. Na frekvenci 428 MHz je tato hodnota stále -6,57 dB a na frekvenci dosahuje -6,2 dB.

## 5.2 Měření šumového čísla



Obr. 1.31 Měření šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW)

Z výsledků toho měření, které bylo prováděno pomocí signálního analyzátoru od firmy Agilent EXA N9010A je patrné, že NF neboli šumové číslo je 2,05 dB. Z průběhu vidíme, že minimum je ploché, neboť na frekvenci 140 MHz je stále ještě šumové číslo 2,2 dB a stejné hodnoty nabývá i na frekvenci 150 MHz.

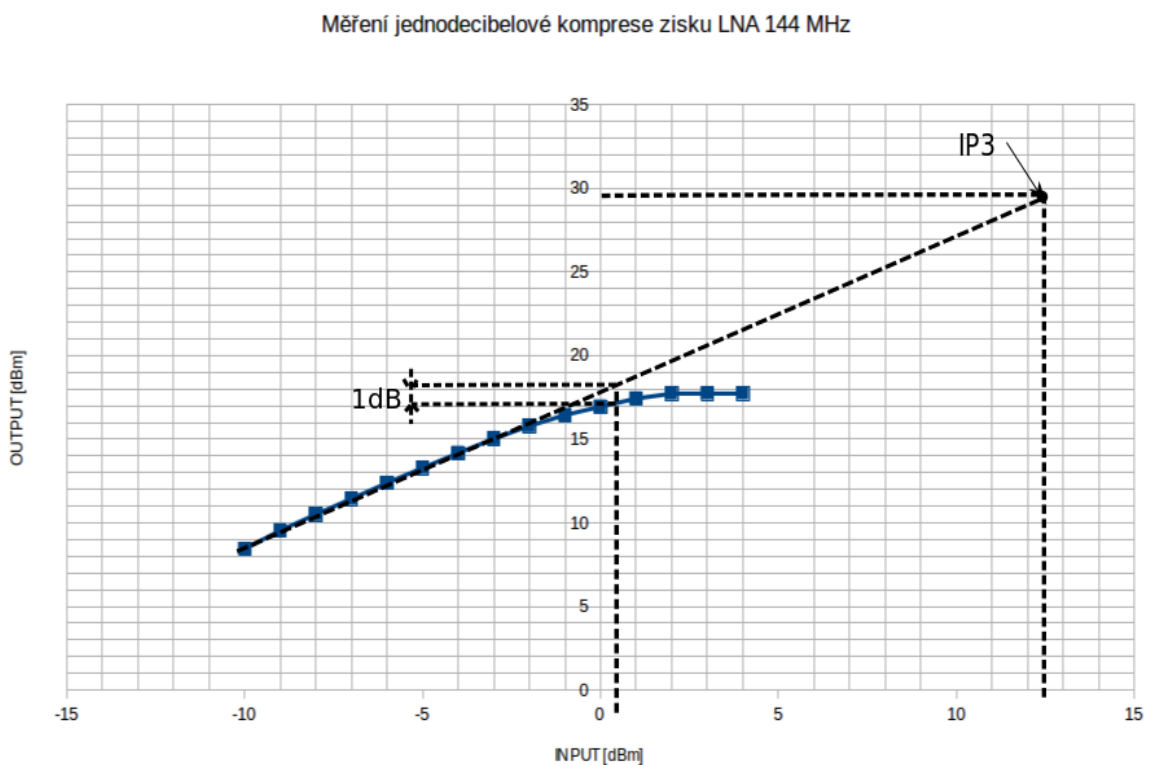


Obr. 1.32 Měření šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW)

Předzesilovač pro pásmo 70 cm (432 MHz) dosáhl při tomto měření šumového čísla 2,74 dB. Na frekvenci 428 MHz je šumové číslo stále 2,8 dB a stejné hodnoty nabývá i na frekvenci 442 MHz.

### 5.3 Měření jednodécibellové komprese zisku LNA a bodu IP3

Hodnoty IP3, byly odvozeny z měření jednodécibellové komprese. Jak je zřejmé z výsledků níže postup měření byl takový, že jsme postupně zvyšovali vstupní úroveň a odečítali úroveň výstupní až do hodnoty, kdy výstupní úroveň poklesla o 1 dB oproti ideálnímu lineárnímu průběhu. V oblasti analogových rádiových technologií většinou platí, že výkonová úroveň odpovídající jednodécibellové kompresi zisku je o 10 až 20 dB nižší než úroveň IP3, já jsem zvolil pro odečtení hodnoty IP3 úroveň 12 dB.

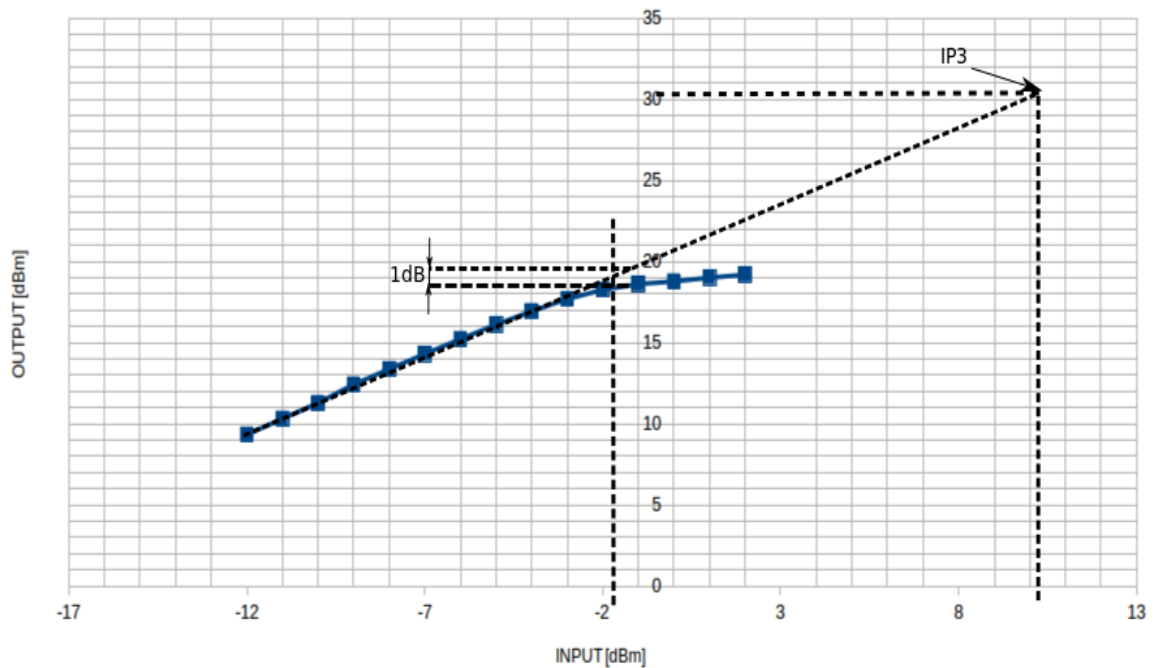


Obr. 1.33 Měření jednodécibellové komprese zisku LNA a bodu IP3 u předzesilovače s BFG540W/X pro 144 MHz dle YU1AW

Pro ověření vysoké odolnosti a taktěž linearitu tohoto LNA byla změřena jednodécibellová komprese tohoto LNA. Výsledky jsou zřejmé z předchozího obrázku. Vstupní bod jednodécibellové komprese zisku IP1dB je přibližně 0,5 dB. Bod zahrazení IIP3 je přibližně 12,5 dB a výstupní OIP3 přibližně cca 30 dB.



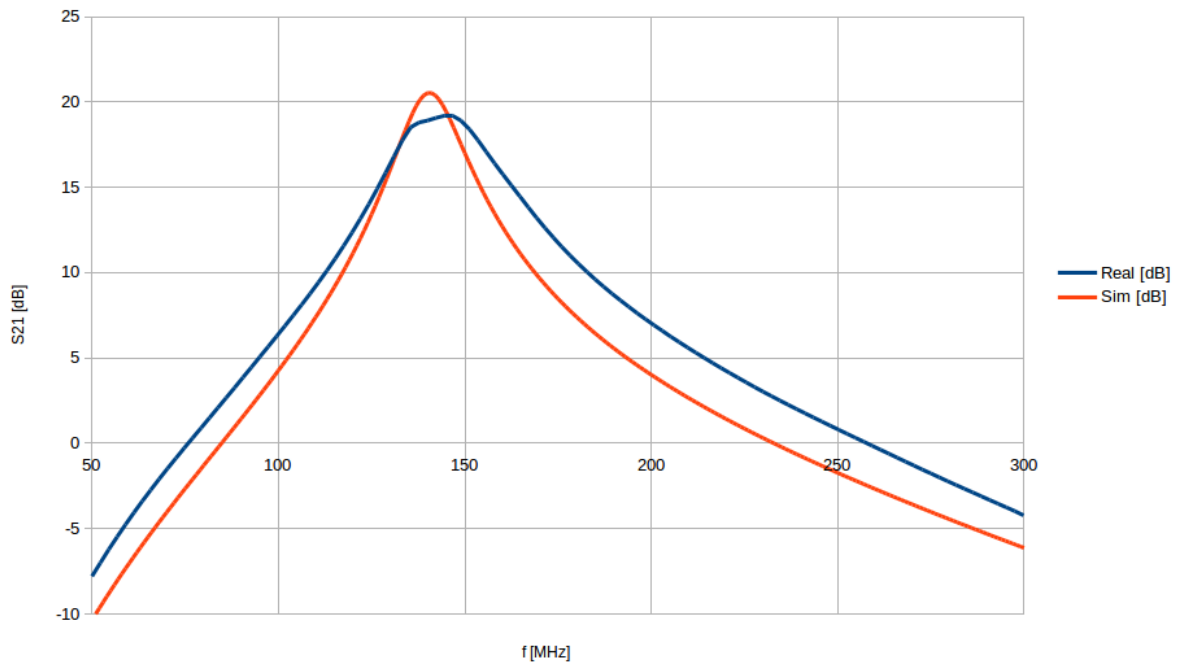
Měření jednodecibelové komprese zisku LNA 432MHz



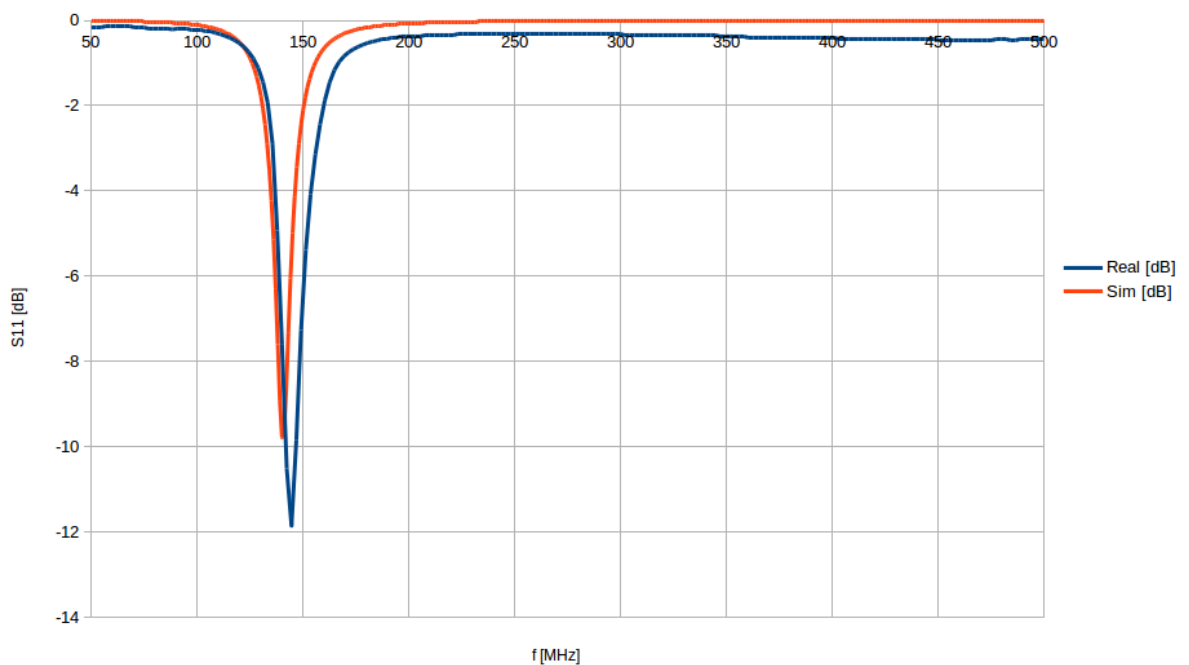
Obr. 1.34 Měření jednodecibelové komprese zisku LNA a bodu IP3 u předzesilovače s BFG540W/X pro 432 MHz dle YU1AW

I pro tento předzesilovač určený pro pásmo 432 MHz byla změřena jednodecibelová komprese. Vstupní bod jednodecibelové komprese zisku IP1dB je přibližně -1,8 dB. Bod zahrazení IIP3 je přibližně 10,2 dB a výstupní OIP3 přibližně 30,5 dB.

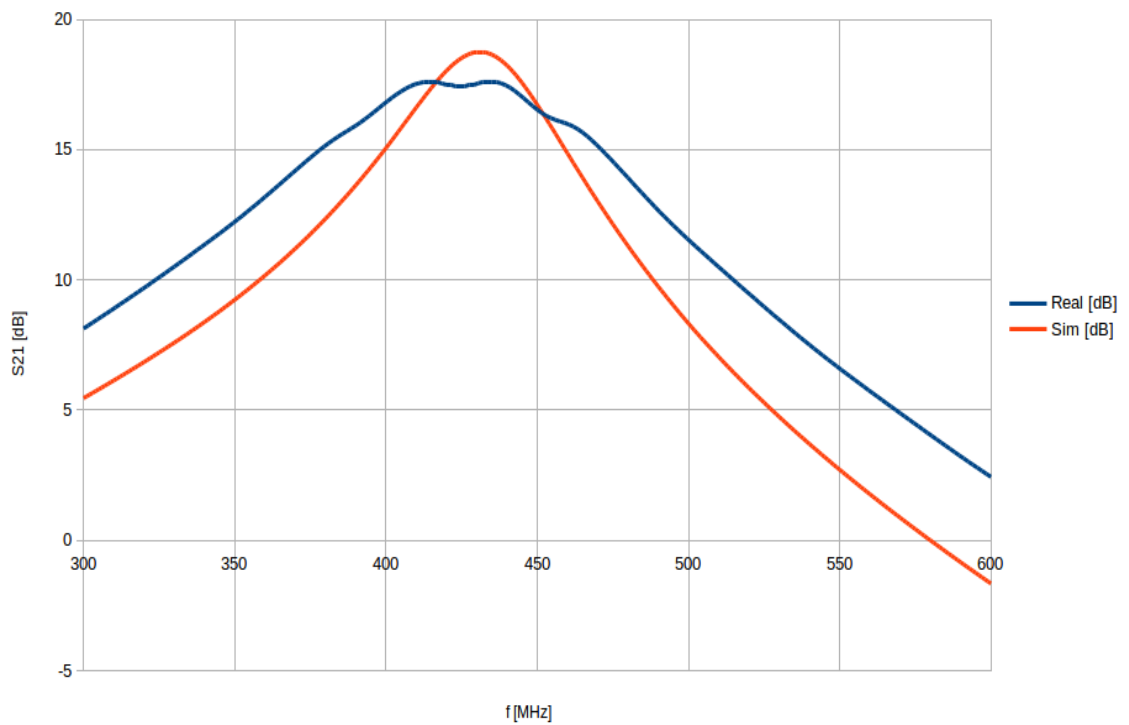
## 5.4 Porovnání naměřených hodnot a hodnot simulovaných



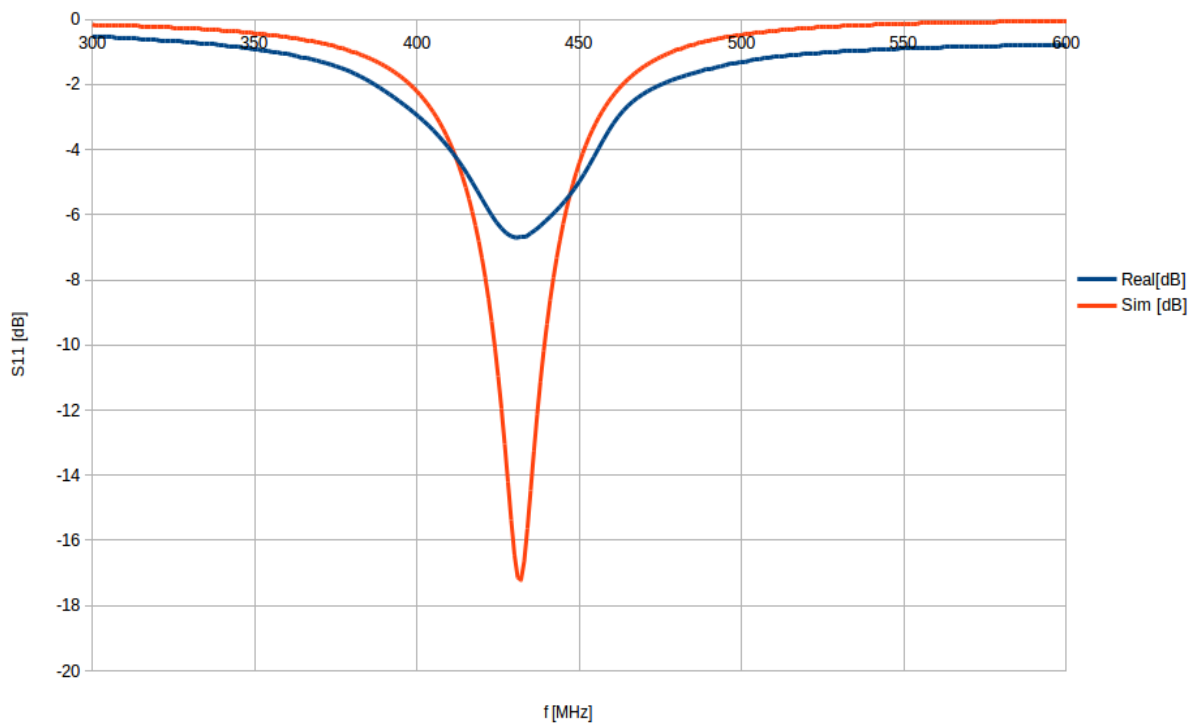
Obr. 1.35 Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru  $S_{21}$  předzesilovače pro pásmo 144 MHz dle YU1AW



Obr. 1.36 Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru  $S_{11}$  předzesilovače pro pásmo 144 MHz dle YU1AW



Obr. 1.37 Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru  $S_{21}$  předzesilovače pro pásmo 432 MHz dle YU1AW



Obr. 1.38 Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru  $S_{11}$  předzesilovače pro pásmo 432 MHz dle YU1AW

	S21 [dB]			S11 [dB]		
	Avizované	Simulované	Naměřené	Avizované	Simulované	Naměřené
144 MHz	24	20	19,2	-6	-10	-11,8
432 MHz	-	18	17,6	-	-17	-6,7

	Šumové číslo [dB]			IP3 [dB]	
	Avizované	Simulované	Naměřené	Avizované	Odhadnuté
144 MHz	1,1	1,68	2	35	30
432 MHz	-	1,99	2,73	-	30,5

Obr. 1.39 Porovnání hodnot avizovaných, simulovaných a hodnot naměřených

Na obrázku 1.39 vidíme porovnání hodnot avizovaných, simulovaných a naměřených.

U předzesilovače určeného na radioamatérské pásmo 144 MHz autor Dragoslav Dobrič avizoval, že hodnota parametru S21 by měla být cca 24 dB. Výsledkem simulace v programu Ansoft Designer SV je hodnota 20 dB. Reálná změřená hodnota se velmi podobá hodnotě simulované a je 19,2 dB.

Parametr S11 měl být podle avizovaných hodnot cca -6 dB. Simulací tohoto parametru jsme dostali hodnotu -10 dB a reálná změřená hodnota je -11,8 dB. Z těchto výsledků se dá vypožorovat, že zkonstruovaný předzesilovač dosáhl lepších výsledků než jsme čekali a tato hodnota je pro předzesilovače tohoto typu velmi dobrá.

Šumové číslo zkonstruovaného předzesilovače mělo být dle avizovaných hodnot 1,1 dB. Simulace ukázala hodnotu 1,68 dB a změřená hodnota je 2 dB. Tyto hodnoty jsou do značné míry ovlivněny kvalitou součástek ve vstupním filtru. Tyto hodnoty by šli určitě vylepšit použitím kvalitnějších kondenzátorů např. vícevrstevných keramických kondenzátorů Johanson, ale samozřejmě tyto kondenzátory jsou i finančně náročnější.

Hodnoty IP3, kterých jsme dosáhli pomocí graficko – početní metody musíme brát s rezervou. Bohužel přesné měření nebylo možné uskutečnit z důvodu poruchy na jednom z precizních generátorů od firmy Rohde – Schwarz a tak byly tyto hodnoty odvozeny z měření jednodéciblové komprese.

U předzesilovače pro pásmo 70 cm (432 MHz) bohužel autor pan Dobrič neuvádí jakých parametrů by měla tato LNA dosahovat .

Je vidět však, že hodnoty parametru S21 získané pomocí simulace a změřené se liší jen nepatrně 18 dB ku 17,6 dB.

U parametru S11 bylo dosaženo naopak největší odchylky ze všech parametrů a to -17 dB ku -6,7 dB. Zde bych chybu simulace viděl v tom, že počítá s ideálními součástkami a už vůbec do simulace nezapočítává parazitní jevy.

Hodnota šumové čísla vyšla tak, jak jsme předpokládali, neboť hodnota ze simulace, která byla téměř 2 dB byla velmi optimistická a tak hodnota změřená 2,73 dB je uspokojující pro daný typ tranzistoru.

Odchylka od teoretických předpokladů může být dána i tím, že autor pan Dobrič v počátcích svého návrhu počítal s tranzistorem BFP196, který je dnes velmi těžko sehnatelný a proto vzniklo upravené zapojení s tranzistorem BFG540, který má samozřejmě jiné vlastnosti.

## Závěr

Hlavními cíli této bakalářské práce bylo seznámit se s možnostmi zapojení odolných předzesilovačů, seznámit se s vlastnostmi moderních tranzistorů, realizovat funkční vzorek odolného předzesilovače a provést návrh vhodných měřících metod pro tento předzesilovač.

V teoretické části jsem se věnoval dle mého soudu nejdůležitějším parametrům předzesilovačů, jejich rešerši a návržení vhodných měřících metod pro jejich měření pomocí přístrojů dostupných na Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací FEL ZČU.

Během zpracování bakalářské práce jsem se taktéž naučil pracovat s programem Ansoft Designer SV, který se dnes velice hojně používá pro návrhy vysokofrekvenčních a mikrovlnných obvodů. V tomto programu jsem realizoval několik simulací různých předzesilovačů s odlišnými druhy aktivních prvků a dále s jejich výsledky pracoval.

Součástí této práce byla i realizace funkčních vzorků odolných úzkopásmových předzesilovačů pro radioamatérská pásma 2 m (144 MHz) a 70 cm (432 MHz). Po konzultaci s Ing. Kavalírem byl jako vhodný vybrán předzesilovač, jehož konstrukce pochází od Srbského autora Dragoslava Dobriče, ale originální plošný spoj byl nahrazený plošným spojem, který pro své potřeby vyvinul Ing. Kavalír.

Tyto předzesilovače byly změřeny a otestovány pomocí navrhnutých měřících metod z první části této práce. Jediným nedostatkem bylo to, že jsem nebyl schopný změřit  $IP_3$  z důvodu poškození přesného generátoru od firmy Rohde – Schwarz. Avšak bod  $IP_3$  byl přesto určen a to graficky – početní teoretickou hodnotou.

Poslední kapitola této práce hodnotí dosažené parametry oproti parametrům, které avizoval autor těchto zapojení a taktéž oproti výsledkům simulace z programu Ansoft Designer SV. Výsledné parametry zkonstruovaných předzesilovačů se od avizovaných i od simulovaných hodnot odlišují. Tyto rozdíly jsou dány simulacemi jak samotného autora, tak simulacemi, které jsem provedl já. Tyto simulační programy neuvažují spousty vedlejších a parazitních jevů a taktéž počítají s tím, že součástky jsou ideální a ne reálné.

## Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] ŠUSTR, Jan. *Mikrovlný transvertor z 5760 MHz na 146 MHz*. Dostupné z: [www.radio.feec.vutbr.cz/mtt/soutez2011/JanSustr.pdf](http://www.radio.feec.vutbr.cz/mtt/soutez2011/JanSustr.pdf)
- [2] PETRŽÍLKA, Vladimír, *Několik poznámek na téma předzesilovačů, šumového čísla, intermodulační odolnosti a provozu ve VKV závodech*. Dostupné z: [http://www.ok2kkw.com/00003016/lna/lna\\_ip.htm](http://www.ok2kkw.com/00003016/lna/lna_ip.htm)
- [3] HANUS, Stanislav a SVAČINA, Jiří. *Vysokofrekvenční a mikrovlná technika - přednášky*. 2002. 210 s. ISBN 80-214-2222-X
- [4] LAPČÍK, Josef, *Měření na vektorovém obvodovém analyzátoru*
- [5] VRBA, Jan. *Úvod do mikrovlnné techniky*. Praha: ČVUT, 2000
- [6] *Katalogový list firmy AVAGO: ATF – 54143: Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package*
- [7] BERGER, Otto, *GaAs MESFET, HEMT and HBT Competition with Advanced Si RF Technologies*. 1999
- [8] RASMUSSEN, Kenneth, *Measuring the S-Parameters of a 50 to 75 Ohm impedance matching device using the Vector Network Analyzer ZVA*. Dostupné z: [http://cdn.rohde-schwarz.com/dl\\_downloads/dl\\_application/application\\_notes/1ez59/1EZ59\\_0E\\_RS-ZVx\\_Impedance-Matching.pdf](http://cdn.rohde-schwarz.com/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ez59/1EZ59_0E_RS-ZVx_Impedance-Matching.pdf)
- [10] *Application note firmy Agilent Technologies*. Dostupné z : <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-3706E.pdf>
- [11] PŘÍHODA, Milan, *Měření šumového čísla a šumových parametrů*
- [12] RAMIAN, Florian, *Intermodulation Distortion Measurements on Modern Spectrum Analyzers – Application Note*
- [13] KOLÁŘ, Jan, *Vstupní část přijímače pro pásmo L*
- [14] DANĚK, Karel, *Moderní rádiový přijímač*. 2005. BEN – technická literatura. ISBN 80-7300-142-X
- [15] PIVOŇKA, Rostislav, *Nízkošumový zesilovač pro pásmo 145 MHz*
- [16] KAVALÍR, Tomáš, *Odolné LNA pro 144 a 432 MHz*
- [17] DOBRIČ, Dragoslav, *Ultra Linear Low Noise VHF and UHF Preamplifiers*
- [18] HANÁK, Pavel, *Lineární výkonový zesilovač v pásmu L*

## **Přílohy**

**Příloha A** – Schéma zapojení realizovaného LNA

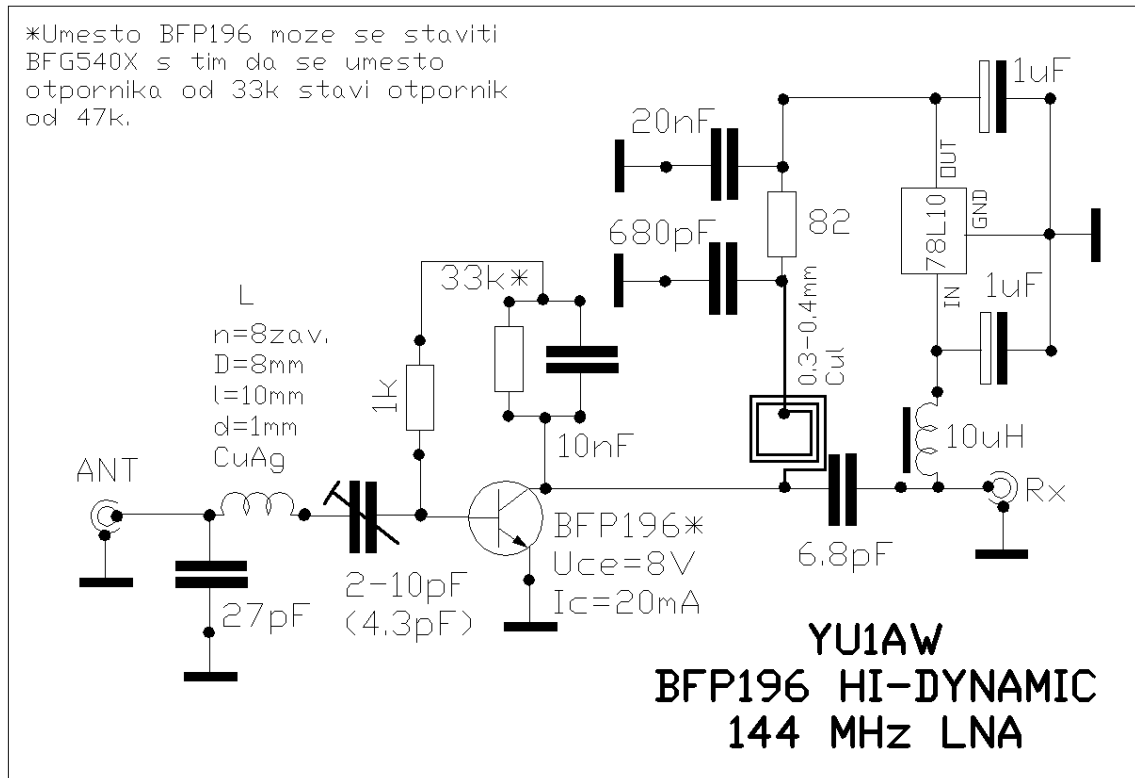
**Příloha B** – Seznam součástek

**Příloha C** – Deska plošného spoje realizovaného LNA

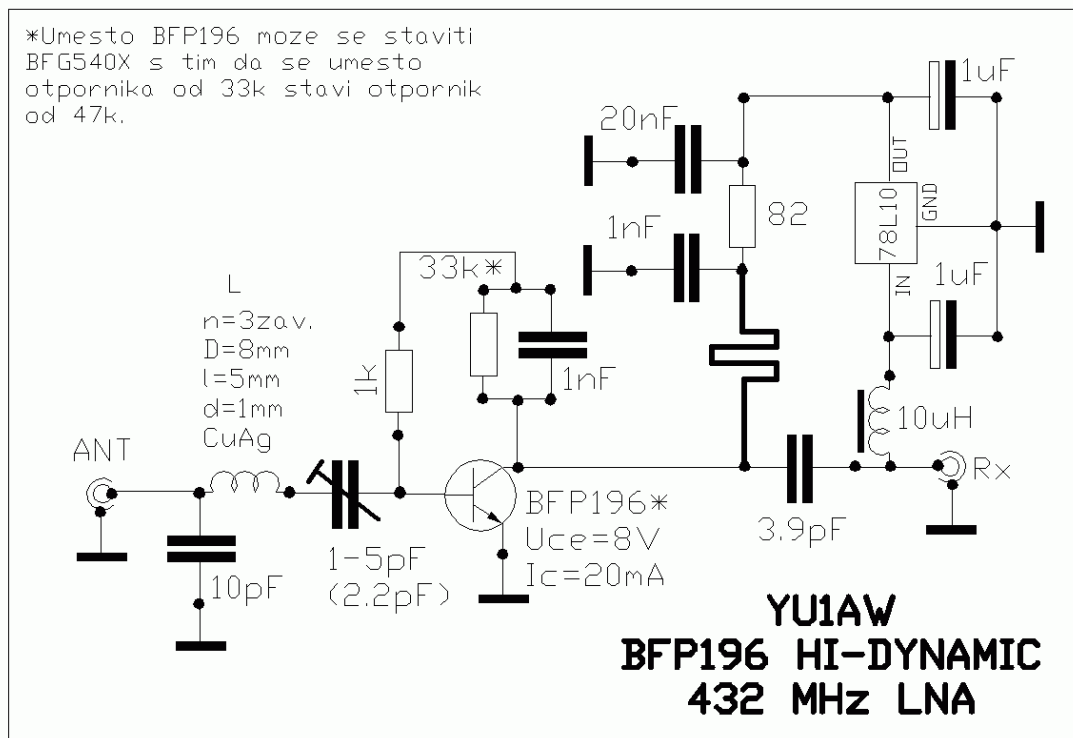
**Příloha D** – Finální provedení LNA



## Příloha A – Schéma zapojení



Obr. 1.40 Schéma zapojení LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW)

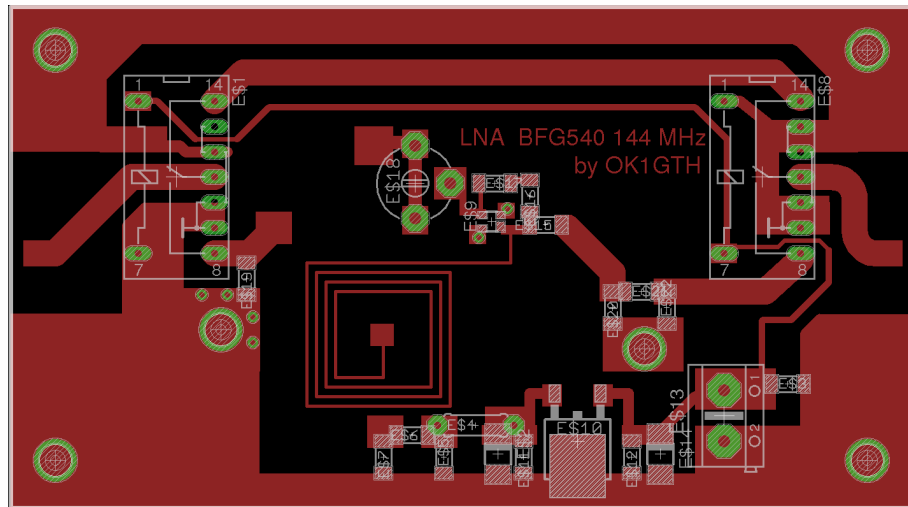


Obr. 1.41 Schéma zapojení LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW)

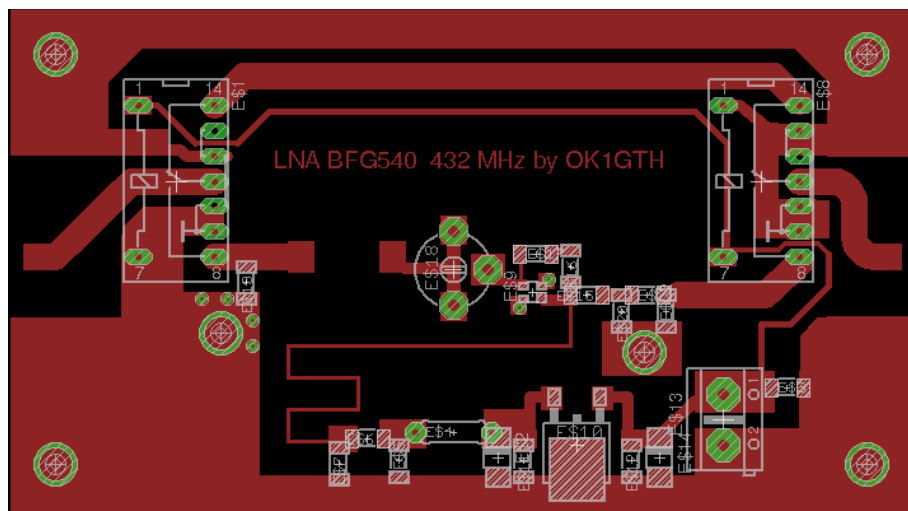
## Příloha B – Seznam součástek

<b>Součástka</b>	<b>144 MHz</b>	<b>432 MHz</b>
C1, C2	2,5 – 15 pF	1 – 5 pF
C3	33 pF	12 pF
C4	10 nF	1 nF
C5	6,8 pF	3,9 pF
C6, C7	1 uF	1 uF
C8	20 nF	20 nF
C9	680 pF	1 nF
R1	1 k $\Omega$	1 k $\Omega$
R2	47 k $\Omega$	47 k $\Omega$
R3	82 $\Omega$	82 $\Omega$
D1	1N4007	1N4007
Re1, Re2	ARE1312	ARE1312

## Příloha C - Deska plošného spoje realizovaného LNA



Obr. 1.42 Deska plošného spoje LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW)

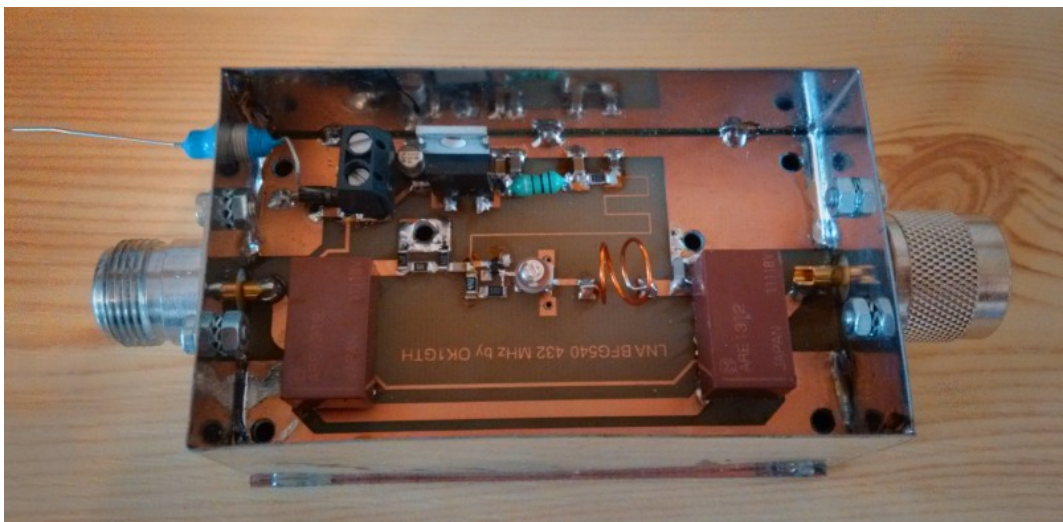


Obr. 1.43 Deska plošného spoje LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW)

## Příloha D – Finální provedení LNA



Obr. 1.44 Finální provedení LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW)



Obr. 1.45 Finální provedení LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW)