

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Návrh a realizace odolného RF předzesilovače

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**
Zadávací 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 provedte měření na tomto vzorku.
4. Provedte 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

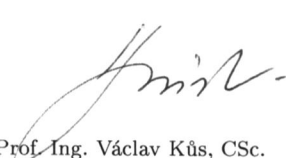
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **14. října 2013**

Termín odevzdání bakalářské práce: **9. června 2014**


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




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

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 je práce provést měření na několika funkčních vzorcích a jejich vzájemné porovnání.

Klíčová slova

Předzesilovač, LNA, IP, IMD, THD, šumové číslo, měření, návrh

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, LNA, IP, IMD, THD, noise figure, measuring, design

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 5.června 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

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	9
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	10
ÚVOD.....	12
1 ZÁKLADNÍ PARAMETRY PŘEDZESILOVAČE A JEJICH MĚŘENÍ.....	13
1.1 ZESILOVAČE.....	13
1.2 NÍZKOŠUMOVÉ ZESILOVAČE – LNA (LOW NOISE AMPLIFIER).....	14
1.3 S - PARAMETRY.....	14
1.3.1 Normované S – parametry.....	15
1.3.1.1 Měření S – parametrů.....	17
1.4 STABILITA PŘEDZESILOVAČE.....	18
1.5 ŠUMOVÝ ČINITEL – F (NOISE FACTOR).....	20
1.6 ŠUMOVÉ ČÍSLO – NF (NOISE FIGURE).....	21
1.6.1 Měření šumového čísla Y metodou.....	22
1.6.1.1 Kalibrace.....	23
1.7 INTERMODULAČNÍ ODOLNOST, IP3 A P1dB.....	24
1.7.1 Měření intermodulační odolnosti, IP3 a P1dB.....	26
1.8 DYNAMICKÝ ROZSAH.....	27
1.9 HARMONICKÉ ZKRESLENÍ THD (TOTAL HARMONIC DISTORTION).....	28
1.9.1 Měření harmonického zkreslení THD (Total harmonic distortion).....	29
2 AKTIVNÍ PRVKY.....	29
2.1 VYSOKOFREKVENČNÍ BIPOLÁRNÍ TRANZISTORY.....	31
2.1.1 Stabilizace klidového pracovního bodu vř bipolárních tranzistorů.....	33
2.2 VYSOKOFREKVENČNÍ UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY.....	34
2.2.1 Nízkošumové MES FETy.....	34
2.2.2 Klidový pracovní bod vř unipolárních tranzistorů.....	35
2.2.3 Tranzistory HEMT.....	35
3 MOŽNOSTI ZAPOJENÍ ODOLNÝCH PŘEDZESILOVAČŮ, JEJICH VSTUPNÍCH A PŘÍZPŮSOBOVACÍCH OBVODŮ.....	36
3.1 VSTUPNÍ ŠUMOVÉ PŘÍZPŮSOBENÍ.....	36
3.2 PŘÍZPŮSOBOVACÍ OBVODY.....	36
3.3 SIMULACE POMOCÍ PROGRAMU ANSOFT DESIGNER SV.....	36
3.3.1 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X.....	37
4 MĚŘENÍ LNA.....	41
4.1 MĚŘENÍ S PARAMETRŮ.....	41
4.2 MĚŘENÍ ŠUMOVÉHO ČÍSLA.....	45
4.3 MĚŘENÍ JEDNODECIBELOVÉ KOMPRESÍ ZISKU LNA A BODU IP3.....	47
4.4 POROVNÁNÍ NAMĚŘENÝCH HODNOT A HODNOT SIMULOVANÝCH.....	49
ZÁVĚR.....	53
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....	54

Seznam symbolů a zkratk

<i>RF</i>	Radio Frequency
<i>LNA</i>	Low Noise Amplifier
<i>S – parametry</i> ...	Scattering
Z_C	Charakteristická impedance vedení [Ω]
<i>K</i>	Linvilův činitel stability
<i>F</i>	Šumový činitel
<i>NF</i>	Noise Figure [<i>dB</i>]
<i>S/N</i>	Signal to Noise
<i>SNR</i>	Signal to Noise Ratio
<i>SINAD</i>	Signal plus Noise and Distortion
<i>ENR</i>	Excess Noise Ratio
<i>IP3</i>	Third - order Interception Point
P_{1dB}	Pokles o 1 dB
<i>IMD</i>	Intermodulation Distortion
<i>dBc</i>	c = carrier
<i>DR</i>	Dynamic Range
<i>THD</i>	Total Harmonic Distortion
<i>FET</i>	Field Effect Transistor
<i>S</i>	Source
<i>D</i>	Drain
<i>G</i>	Gate
<i>MESFET</i>	Metal Oxid Semiconductor FET
<i>JFET</i>	Junction Field Effect Transistor
<i>HEMPT</i>	High Electron Mobility 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].....	17
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].....	22
Obr. 1.7	Měření šumového čísla Y metodou.....	22
Obr. 1.8	Měření šumového čísla pomocí signálového analyzátoru Agilent N9010A EXA a zdroje šumu Agilent 346A.....	23
Obr. 1.9	Obrázek spektra a intermodulačních produktů 3. řádu.....	24
Obr. 1.10	Obrázek směrnice užitečného signálu a intermodulačních produktů a jejich imaginární průsečík – bod IP.....	25
Obr. 1.11	Měření intermodulačního zkreslení (IMD), IP3 a IP-1dB pomocí dvou generátorů a spektrálního analyzátoru.....	27
Obr. 1.12	Grafické závislosti potřebné k určení dynamických rozsahů zesilovače; převzato [3].....	28
Obr. 1.13	Měření harmonického zkreslení THD pomocí spektreálního analyzátoru; převzato [3].....	29
Obr. 1.14	Porovnání GaAs MESFET, HEMT a HBT; převzato [7].....	30
Obr. 1.15	Kmitočtová závislost šumu bipolárních a unipolárních tranzistorů; převzato [3].....	30
Obr. 1.16	Závislost šumového činitele na odporu zdroje signálu; převzato [15].....	32
Obr. 1.17	Typické hodnoty šumového čísla a výkonového zisku nízkošumových křemíkových bipolárních tranzistorů; převzato [15].....	32
Obr. 1.18	Volba klidových pracovních bodů; převzato [15].....	33
Obr. 1.19	Závislost šumového čísla na ss. Proudů kolektoru; převzato [15].....	34
Obr. 1.20	Volba klidových pracovních bodů tranzistoru MES FET.....	35
Obr. 1.21	Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (design YU1AW) v programu Ansoft Designer SV.....	37
Obr. 1.22	Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW) S21 a vstupního přizpůsobení S11.....	38
Obr. 1.23	Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW).....	38
Obr. 1.24	Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (design YU1AW) v programu Ansoft Designer SV.....	39
Obr. 1.25	Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW) S21 a vstupního přizpůsobení S11.....	40
Obr. 1.26	Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW).....	40
Obr. 1.27	Měření parametru S21 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW).....	41
Obr. 1.28	Měření parametru S11 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW).....	42
Obr. 1.29	Měření parametru S21 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW).....	43
Obr. 1.30	Měření parametru S11 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW).....	44
Obr. 1.31	Měření šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW).....	45
Obr. 1.32	Měření šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW).....	46
Obr. 1.33	Měření jednodecibelové komprese zisku LNA a bodu IP3 u předzesilovače s BFG540W/X pro 144 MHz dle YU1AW.....	47
Obr. 1.34	Měření jednodecibelové komprese zisku LNA a bodu IP3 u předzesilovače s BFG540W/X pro 432 MHz dle YU1AW.....	48
Obr. 1.35	Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S21 předzesilovače pro pásmo 144 MHz dle YU1AW.....	49
Obr. 1.36	Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S11 předzesilovače pro pásmo 144 MHz dle YU1AW.....	49
Obr. 1.37	Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S21 předzesilovače pro pásmo 432 MHz dle YU1AW.....	50
Obr. 1.38	Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S11 předzesilovače pro pásmo 432 MHz dle YU1AW.....	50
Obr. 1.39	Porovnání hodnot avizovaných, simulovaných a hodnot naměřených.....	51
Obr. 1.40	Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (design OK1GTH) v programu Ansoft Designer SV.....	56
Obr. 1.41	Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (OK1GTH) S21 a vstupního přizpůsobení S11.....	56
Obr. 1.42	Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (OK1GTH).....	57

Obr. 1.43 Simulace LNA s tranzistorem ATF54143 pro pásmo 144 MHz (design PA3BIY) v programu Ansoft Designer SV.....	58
Obr. 1.44 Simulace S-parametrů LNA s tranzistorem ATF54143 pro pásmo 144 MHz (PA3BIY).....	58
Obr. 1.45 Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem ATF54143 pro pásmo 144 MHz (PA3BIY).....	59
Obr. 1.46 Schéma zapojení LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW).....	60
Obr. 1.47 Schéma zapojení LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW).....	60
Obr. 1.48 Deska plošného spoje LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW).....	61
Obr. 1.49 Deska plošného spoje LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW).....	61
Obr. 1.50 Finální provedení LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW).....	62
Obr. 1.51 Finální provedení LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW).....	62

Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na návrh a realizaci odolného RF předzesilovače. 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 jsou i simulace různých typů předzesilovačů s odlišnými tranzistory pomocí volně dostupného programu Ansoft Designer SV a zhodnocení jejich parametrů pomocí grafického výstupu.

Součástí je i praktická realizace dvou vzorků vybraných předzesilovačů a jejich měření. Pro tuto konstrukci byly vybrány předzesilovače z dílny srbského autora Dragoslava Dobriče, která splňují svými vlastnostmi veškeré požadavky co se týče odolnosti. Tyto předzesilovače byly realizovány pro radioamaterská pásma 144 MHz a 432 MHz a obsahují tranzistor BFG540W/X. Na těchto předzesilovačích byla uskutečněna celá škála měření a výsledky těchto měření můžete taktéž v této práci najít.

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 vhodnost jejich volby pro jednotlivé použití.

1.1 Zesilovače

Jedná se o elektronické obvodové systémy, které nám slouží k zesílení slabých elektronických signálů. Při zesilování se zvětšuje pouze amplituda signálu, tvar a frekvence zůstávají nezměněny. Blokové schéma zesilovače je nakresleno na obr. 1.



Obr. 1.1 Blokové schéma zesilovače

Zesilovače patří k nejčastěji používaným obvodům ve vysokofrekvenční technice. Můžeme je rozdělit do několika skupin:

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.

1.2 Nízkošumové zesilovače – LNA (Low Noise Amplifier)

Nízkošumové zesilovače patří mezi speciální zesilovače a používají se obvykle na vstupech přijímačů tam, kde se zpracovávají extrémně slabé signály. Pro návrh nízkošumových zesilovačů je nutné vedle signálových parametrů (zisk, útlumy odrazu, apod.) počítat i šumové parametry.

1.3 S - parametry

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 ale mají vždy relaci k výkonům na odpovídající bráně. Relaci mezi vstupními a výstupními veličinami pomocí s-parametrů vyjadřujeme buďto pomocí soustavy rovnic

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

Nebo pomocí rozptylové matice

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

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

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

S_{ij} tedy vyjadřuje přenos z brány j do brány i , prvky na hlavní diagonále jsou činiteli odrazu pro danou bránu.

1.3.1 Normované S – parametry

V případě, že vlnové impedance jednotlivých bran nejsou stejné, používáme normované rozptylové parametry.

$$a_n = \frac{U_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad b_n = \frac{U_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad (1.4)$$

kde a_n je vstupní a b_n výstupní normovaná amplituda napěťové vlny na n -té bráně. Vstupující a vystupující výkon jsou tedy dány vztahem

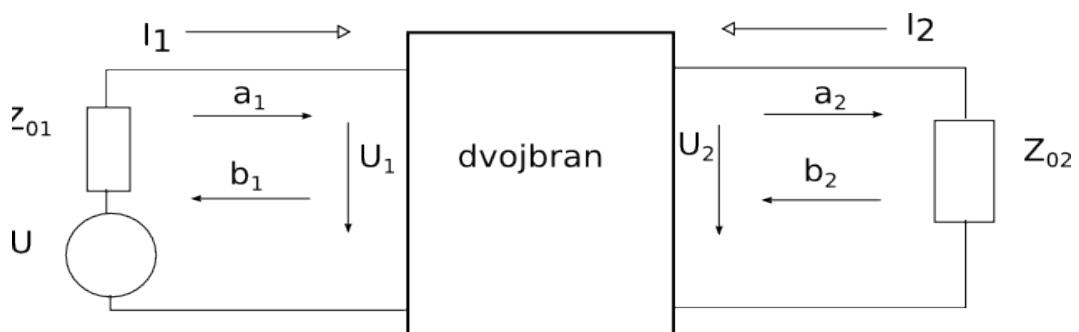
$$P_n^+ = \frac{1}{2} |a_n|^2 \quad P_n^- = \frac{1}{2} |b_n|^2 \quad (1.5)$$

Pro počítání s obecnými N -brany se používá normovaná rozptylová matice $[s]$.

$$[b] = [s][a] \quad (1.6)$$

kde $[a]$ a $[b]$ jsou sloupcové vektory normovaných vstupních a výstupních amplitud. Jednotlivé prvky této matice lze vyjádřit jako

$$s_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad \text{přičemž všechna ostatní } a \text{ jsou nulová} \quad (1.7)$$



Obr. 1.2 Rozptylové parametry dvojbranu

Rozptylový parametr S_{11} je činitelem odrazu na vstupu dvojbranu za podmínky, že na výstupu je dvojbran dokonale přizpůsoben :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad | a_2 = 0 \quad (1.8)$$

Parametr S_{12} je přenos dvojbranu z jeho výstupu na vstup (zpětný přenos) za podmínky dokonalého přizpůsobení vstupu:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad | a_1 = 0 \quad (1.9)$$

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

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad | a_2 = 0 \quad (2.0)$$

Parametr S_{22} je činitelem odrazu na výstupu dvojbranu za podmínky jeho dokonalého přizpůsobení na vstupu:

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad | a_1 = 0 \quad (2.1)$$

Vztahy (1.8) – (2.1) lze zapsat maticově následujícím způsobem:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Rozptylové parametry tranzistoru jsou bezrozměrná komplexní čísla závislá na pracovním bodě tranzistoru, kmitočtu, teplotě a také na charakteristické impedanci vedení Z_C . Při jejich měření bývá impedance vedení reálná a platí $Z_C = Z_G = Z_Z = 50 \Omega$. 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.

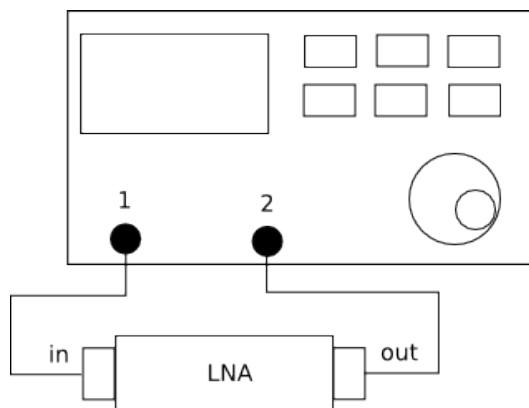
ATF-54143 Typical Scattering Parameters, $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 40\text{ mA}$

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]

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.



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 zesilovače představuje odolnost zesilovače vůči rozkmitání. Je zřejmé, že je to stěžejní problém při realizaci zesilovače.

Zesilovač se může rozkmitat, platí-li:

$$S_{11} > 1 \text{ nebo } S_{22} > 1, \quad (2.3)$$

kde S_{11} a S_{22} jsou vstupní a výstupní činitele odrazu při obecném impedančním nepřizpůsobení.

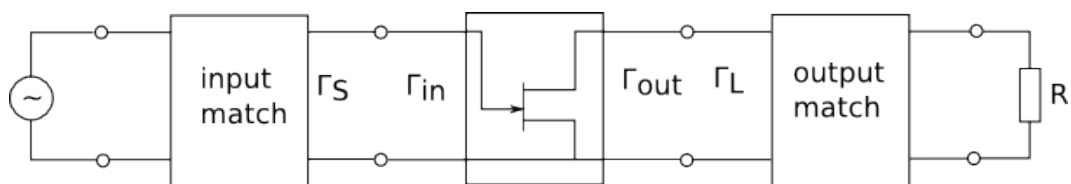
Nutnými a dostačujícími podmínkami pro nepodmíněnou stabilitu samotného tranzistoru jsou

$$|\Delta S| = |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}| < 1, \quad (2.4)$$

kde determinant rozptylové matice tranzistoru je menší než jedna.

Linvillův činitel stability větší než jedna.

$$K = \frac{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2)}{(2|S_{12}S_{21}|)} > 1 \quad (2.5)$$



Obr. 1.5 Blokové schéma zesilovače

Γ_S - činitel odrazu na výstupu vstupního přizpůsobovacího obvodu

Γ_L - činitel odrazu na vstupu výstupního přizpůsobovacího obvodu

Γ_{in} - činitel odrazu na vstupu tranzistoru

Γ_{out} - činitel odrazu na výstupu tranzistoru

Pokud je tranzistor pouze podmíněně stabilní, musíme znát vlastnosti vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů, obr. 1.4. Je-li velikost činitele odrazu na vstupu větší než jedna

$$\Gamma_{input} = S_{11} + \frac{(S_{21} S_{12} \Gamma_L)}{(1 - S_{22} \Gamma_L)} \quad (2.6)$$

je zesilovač nestabilní. Činitel odrazu na vstupu tranzistoru závisí na jeho rozptylových parametrech, ale také na činiteli odrazu na vstupu výstupního přizpůsobovacího obvodu Γ_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

$$\Gamma_{output} = S_{22} + \frac{(S_{21} S_{12} \Gamma_S)}{(1 - S_{11} \Gamma_S)} \quad (2.7)$$

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 (obr.1.4). Nevhodná velikost impedancemi Z_Z a Z_G bývá jedním z nejčastějších důvodů k rozkmitání zesilovače. U širokopásmových zesilovačů je vyšetřování stability dosti rozsáhlé, vždy musíme uvažovat Z_Z a Z_G i mimo provozní kmitočtovou oblast, všude tam, kde zesilovač zesiluje. Proto je vždy výhodné omezit kmitočtový rozsah

zesilovače na nutné minimum zařazením filtru do vstupu (omezující rozsah Z_G) nebo mezi jednotlivé stupně. Tyto stabilizační filtry mohou být velmi jednoduché. Často stačí i články degenerované, tvořené jedním reaktančním prvkem, např. vazebním kondenzátorem s malou kapacitou, který zmenší zisk na nízkých kmitočtech.

Uměle lze stabilitu zlepšit zařazením malého rezistoru do báze tranzistoru, popř. ve formě feritové trubičky. V prvním stupni je to však šumového hlediska nežádoucí. Rezistor vnese vlastní šum a zvětší o něj výsledné šumové číslo zesilovače.

Další parametr S , který může ovlivnit stabilitu, je zpětnovazební přenos S_{12} . Způsobuje zpětnovazební 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.

Ze vztahů (1.5) vyplývá, že stabilita může být ovlivněna také ziskovým parametrem S_{21} . Se zvětšujícím se ziskem se Linvillův činitel stability zmenšuje a s tím i stabilita.

1.5 Šumový činitel – F (Noise Factor)

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

$$F = \frac{\left(\frac{P_{sg}}{P_{\dot{s}g}}\right)}{\left(\frac{P_{svyst}}{P_{\dot{s}vystu}}\right)} \quad (2.8)$$

, kde P_{sg} je výkon signálu na vstupu zesilovače,
 $P_{\dot{s}g}$ je výkon šumu na vstupu zesilovače,
 P_{svyst} je výkon signálu na výstupu zesilovače,
 $P_{\dot{s}vystu}$ 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 $P_{svyst}/P_{\dot{s}vystu}$ 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).

Šumový činitel je bezrozměrné číslo, které udává, kolikrát je větší poměr signál/šum na vstupu zesilovače než na jeho výstupu. Pro reálný zesilovač platí:

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

Při jeho definici se vždy uvažuje teplota rovna $T_0 = 290 \text{ K}$ ($16,8^\circ\text{C}$). Má-li však zesilovač teplotu $T \neq T_0$, určí se jeho šumový činitel podle vztahu:

$$F_T = 1 + \frac{T}{T_0}(F - 1), \quad (2.9)$$

kde F je šumový činitel při teplotě T_0 .

1.6 Šumové číslo – NF (Noise Figure)

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

$$F_{dB} = 10 \log F \quad (3.0)$$

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

Poměr signál/šum, pomocí kterého je definován šumový činitel, se také často označuje symbolem S/N (Signal to Noise) nebo SNR (Signal to Noise Ratio). V praxi je měření poměru S/N dosti obtížné, a proto se nahrazuje určením poměru $(S + N) / N$, který lze změřit celkem snadno. Nepřesnost, která touto záměnou vzniká je tím menší, čím větší je poměr S/N. Je-li na vstupu zesilovače kromě užitečného signálu a šumu také rušivý signál (například u rádiových přijímačů), vyhodnocuje se tzv. poměr SINAD (Signal plus Noise And Distortion), definovaný vztahem:

$$SINAD_{dB} = 10 \log \frac{(S + N + D)}{(N + D)} \quad (3.1)$$

kde symbol D označuje výkon rušivého signálu.

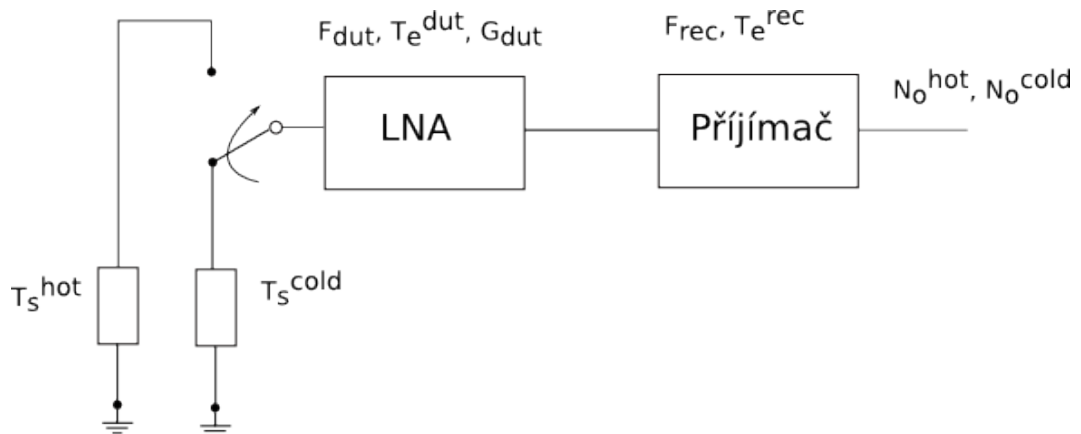
Typical Noise Parameters, $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 40\text{ mA}$

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt} Mag.	Γ_{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]

1.6.1 Měření šumového čísla Y metodou

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



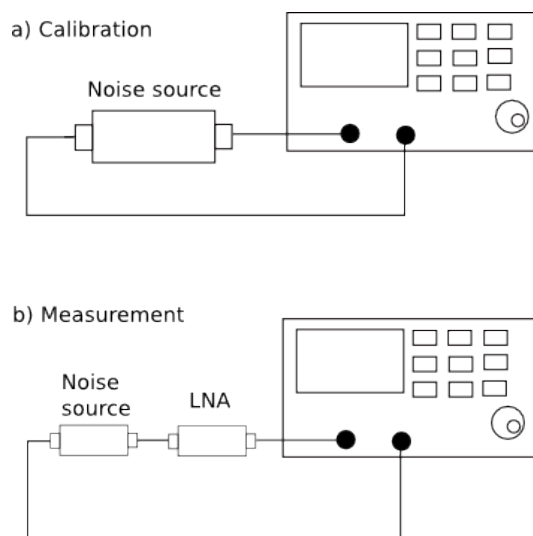
Obr. 1.7 Měření šumového čísla Y metodou

Metoda využívá jednoho zdroje, u něhož lze šumovou teplotu přepínat. Y faktor je definován jako poměr šumových výkonů mezi výše zmíněnými stavy šumového výkonu. Tyto dva stavy jsou označovány jako hot a cold nebo on a off.

$$Y = \frac{N^{hot}}{N^{cold}} \quad (3.2)$$

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

$$ENR = \frac{(T_s^{hot} - T_s^{cold})}{T_0} \quad (3.3)$$



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

1.6.1.1 Kalibrace

Při zapojení podle obr. 1.8. je výsledný šumový činitel dán Friisovým vztahem [3], neboť se jedná o kaskádu dvoubranů.

$$F_{sys} = F_{dut} + \frac{(F_{rec} - 1)}{G_{dut}} \quad (3.4)$$

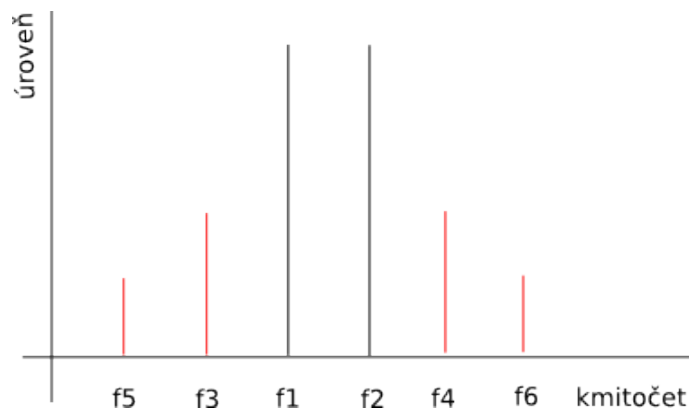
F_{sys} je výsledný šumový činitel celé kaskády, tj. měřeného dvoubranu a měřiče šumového čísla – receiveru. Ze vztahů je patrné, že pro výpočet F_{dut} je nutné znát F_{rec} , šumový činitel samotného receiveru. Pro jeho zjištění je nutné měření šumového činitele celé trasy bez vloženého dvoubranu. Toto měření je označováno jako kalibrace a jeho praktickou realizaci naznačuje obr. 1.8.

Při tomto zapojení je šumový činitel kaskády podle Friisova vztahu

$$F_{sys} = F_{rec} \quad (3.5)$$

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:



Obr. 1.9 Obrázek spektra a intermodulačních produktů 3. řádu

Vznikají zde např. tyto produkty:

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

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

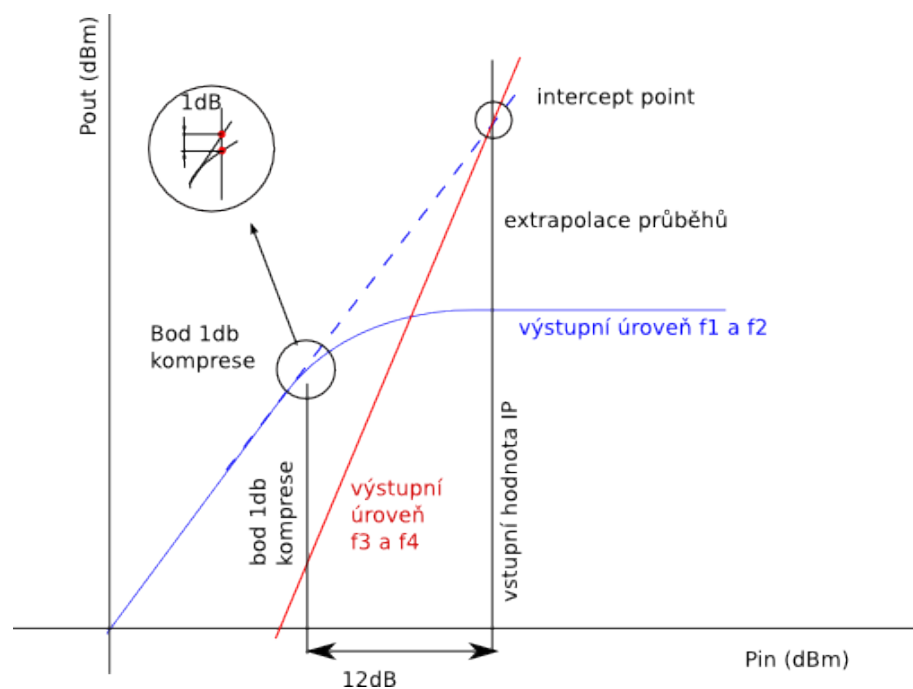
$$(f_2 \times 2) - f_1 = f_4,$$

$$(f_2 \times 3) - (f_1 \times 2) = f_6$$

Energeticky nejvýznamnější jsou produkty 3. řádu (f_3 a f_4). Jejich energetická úroveň stoupá se směrnici 3, pokud tedy zvedneme úroveň signálů f_1 a f_2 o 1 dB, zvýší se úroveň f_3 o 3 dB, tedy o 2 dB více. Samozřejmě ty původní signály f_1 a f_2 jsou mnohem silnější, než produkty f_3 a f_4 . Nicméně, protože se zvyšováním úrovně vstupních signálů roste úroveň těchto produktů rychleji, než přibývá úrovně f_1 a f_2 , můžeme si představit teoretickou situaci, že úroveň signálů f_3 a f_4 někdy dosáhne úrovně f_1 a f_2 . A právě tomuto imaginárnímu bodu se říká IP, neboli Intercept point, česky průsečík.

V praxi ovšem k takové situaci nikdy nemůže dojít, protože dříve, než by úroveň produktů 3. řádu dosáhla úrovně užitečných signálů, bude zesilovací prvek přebuzen, vstupní signály zalimitovány a při jejich dalším zvyšování se jejich úrovně na výstupu již nebudou zvyšovat.

Bod IP je tedy spíše jen teoretickou hodnotou, kterou dostaneme jako průsečík extrapolace směrnice nárůstu užitečných signálů a jejich intermodulačních produktů.



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

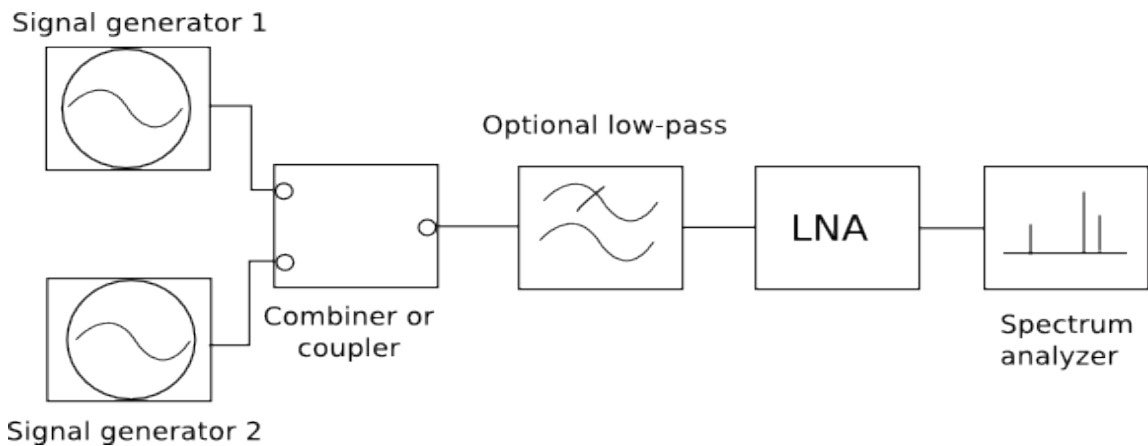
Je zřejmé, že se na výstupu zesilovače objeví i řada dalších intermodulačních produktů. Jsou to m.j. zejména sudé produkty druhého a vyšších řádů, které jsou vlastně součtovými a rozdílovými produkty, například podle obrázku výše $f_1 + f_2 = f_7$ apod. Ovšem tyto produkty padají kmitočtově velmi daleko od vstupních signálů a proto mechanismus jejich působení je jiný.

Jednodedicibelová komprese zisku (P_{1dB} gain compression) je dána takovým výkonem vstupního signálu, při které klesne zesílení sledovaného obvodu či celého řetězce o 1dB. V oblasti analogových rádiových technologií většinou platí, že výkonová úroveň odpovídající jednodedicibelové kompresi zisku je o 10 až 20dB 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 zkoumaného zařízení přivedeny dva monofrekvenční signály s blízkými kmitočty f_1 a f_2 a stejné úrovně. Ve spektru na výstupu je pak sledována úroveň nežádoucích intermodulačních složek, které vznikly na nelinearitách zkoumaného prvku. Nejčastěji se sledují pouze produkty třetího řádu ($2f_1 - f_2$), produkty pátého ($3f_1 - 2f_2$) a vyšších řádů mají pro většinu aplikací menší význam [3]. Výsledky jsou nejčastěji prezentovány jako poměr úrovně intermodulačního produktu k úrovni vstupních signálů (nejčastěji v dB). V zahraniční literatuře se tento poměr někdy označuje zkratkou dBc (c = carrier, nosná).

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

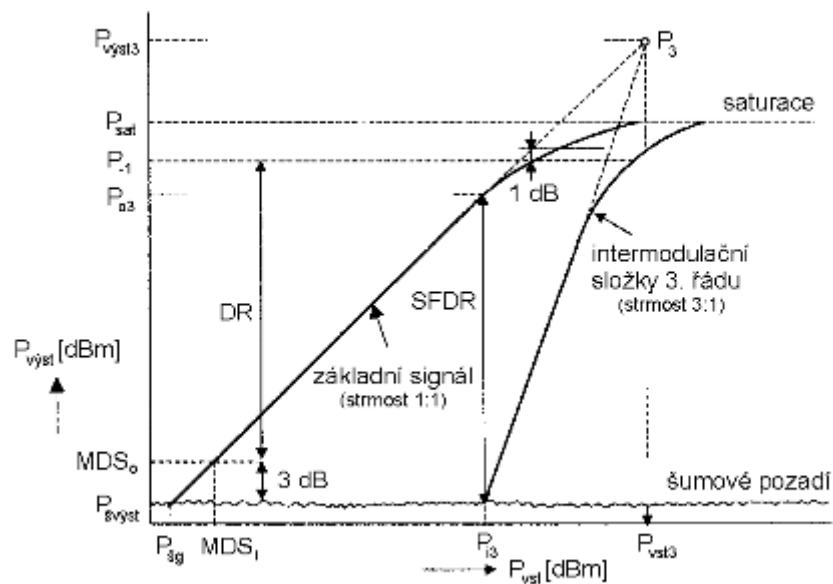
1.8 Dynamický rozsah

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.

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.

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

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.



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

1.9 Harmonické zkreslení THD (Total harmonic distortion)

Projevuje se přítomností vyšších harmonických složek ve spektru výstupního signálu. Vzniká i při nemedulovaném vstupním signálu ($m = 0$), kdy vstupní signál je harmonický. Harmonické zkreslení se vyjadřuje činitelem harmonického zkreslení k_h , který udává poměr efektivní hodnoty výstupního proudu (nebo napětí) všech vyšších harmonických složek, k efektivní hodnotě celkového výstupního proudu (nebo napětí). Poněvadž mezi efektivní hodnotou a amplitudou harmonického signálu platí jednoznačný vztah, můžeme psát

$$k_h = \frac{(\sqrt{k_{20}^2 + k_{30}^2 + k_{40}^2 + \dots})}{(\sqrt{k_{10}^2 + k_{20}^2 + k_{30}^2 + k_{40}^2 + \dots})} \quad [] \quad (3.6)$$

Nebo

$$k_h [] = 100 k_h \quad (3.7)$$

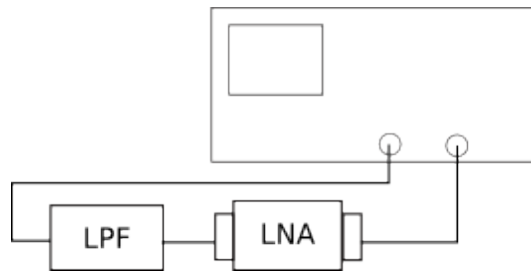
Existuje i alternativní definice harmonického zkreslení podle vztahu

$$k_h = \frac{(\sqrt{k_{20}^2 + k_{30}^2 + k_{40}^2 + \dots})}{k_{10}} \quad [] \quad (3.8)$$

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

$$k_{hr} = \frac{K_{r0}}{k_{10}} \quad (3.9)$$

1.9.1 Měření harmonického zkreslení THD (Total harmonic distortion)



Obr. 1.13 Měření harmonického zkreslení THD pomocí spektrálního analyzátoru; převzato [3]

Na obr. 1.13 je naznačeno principiální měření THD pomocí laboratorních přístrojů dostupných na Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací.

2 Aktivní prvky

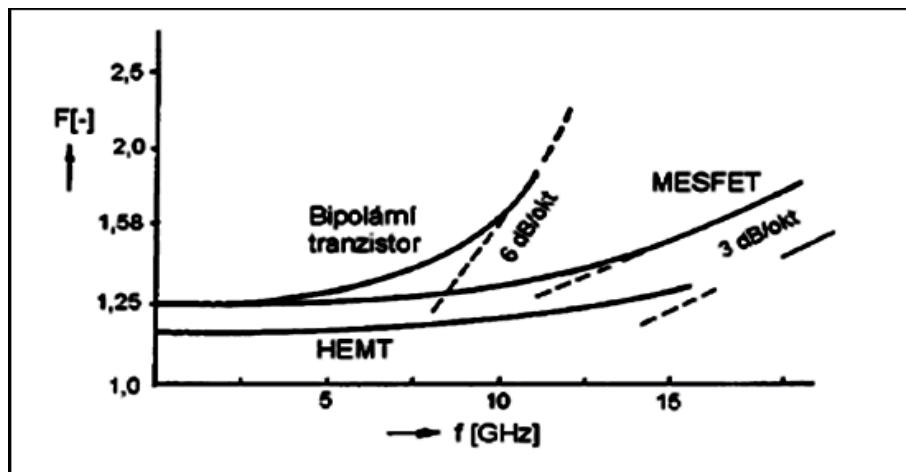
Základními aktivními prvky ve vysokofrekvenční technice jsou bipolární a unipolární tranzistory. Dalšími aktivními prvky jsou hybridní nebo monolitické integrované obvody, které jsou však většinou určeny pro konkrétní aplikace a jejich zapojení se také obvykle liší podle výrobce.

Vývojově starší bipolární tranzistory jsou v současné době používány v kmitočtové oblasti až do cca 10 GHz. Vyrábějí se typy s extrémně malým šumovým číslem i s velkým rozsahem výstupních výkonů dosahujících až stovek Wattů. Pro vývojově mladší unipolární tranzistory neboli tranzistory řízené elektrickým polem FET (Field Effect Transistor) se používá následující označení elektrod: S – Source, D - Drain a G - Gate. Ve srovnání s bipolárními tranzistory 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. 1.14 Porovnání GaAs MESFET, HEMT a HBT; převzato [7]



Obr. 1.15 Kmitočtová závislost šumu bipolárních a unipolárních tranzistorů; převzato [3]

Z obrázku 1.15 vyplývá, že tranzistory typu FET dosahují lepších šumových vlastností, než bipolární tranzistory a to zvláště na vyšších kmitočtech. Velkou předností tranzistorů FET ve srovnání s bipolárními tranzistory je jejich větší odolnost vůči vzniku intermodulačního zkreslení včetně křížové modulace.

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.

V bipolárním tranzistoru existují tři zdroje šumu :

- tepelný šum odporu báze r_B ,
- tepelný šum a výstřelový šum propustně pólovaného přechodu E - B (r_E , I_E),
- výstřelový šum závěrně pólovaného přechodu K - B (I_{K0}).

$$F = 1 + \frac{r_b}{R_G} + \frac{r_E}{2R_G} + \frac{r_b + r_E + R_G}{2\alpha_0 r_e R_G} \cdot \left[\left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^2 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{I_{K0}}{I_E} \right] \quad (4.0)$$

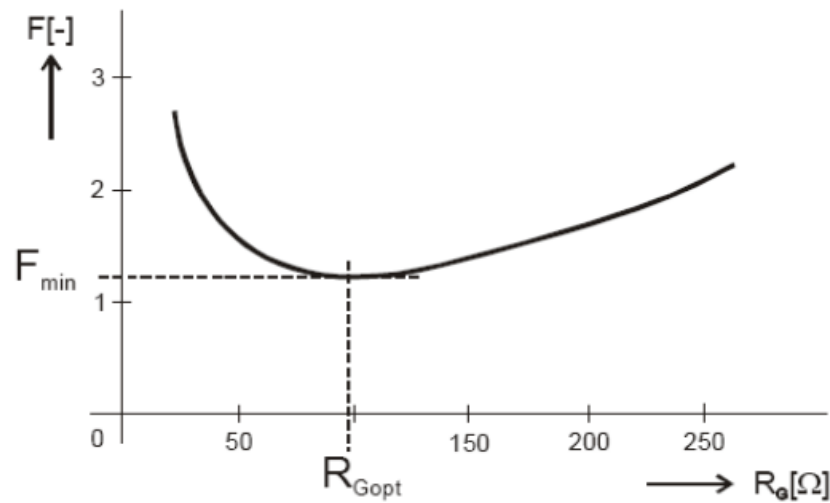
v němž R_G značí odpor vstupního generátoru, $r_E = kT / eI_E$ je odpor otevřeného emitorového přechodu a I_{K0} je zbytkový kolektorový proud. Protože $I_{K0} \ll I_E$, lze poslední člen ve vztahu obvykle zanedbat. Pro nízkošumové bipolární tranzistory je tedy nutný malý odpor báze r_B , vysoký mezní kmitočet f_α a velký stejnosměrný proudový zesilovací činitel α_0 a β_0 . Šumové číslo dosahuje svého minima při odporu generátoru

$$R_{Gopt} = \sqrt{(r_B + r_E)^2 + \alpha_0 \cdot \left(\frac{r_E \cdot (2r_B + r_E)}{(f/f_\alpha)^2 + 1/\beta_0} \right)} \quad (4.1)$$

Obvyklá hodnota optimálního vnitřního odporu generátoru bývá několik desítek Ohmů. Při hodnotě R_{Gopt} vykazuje tranzistor ze vztahu (4.0) minimální šumové číslo

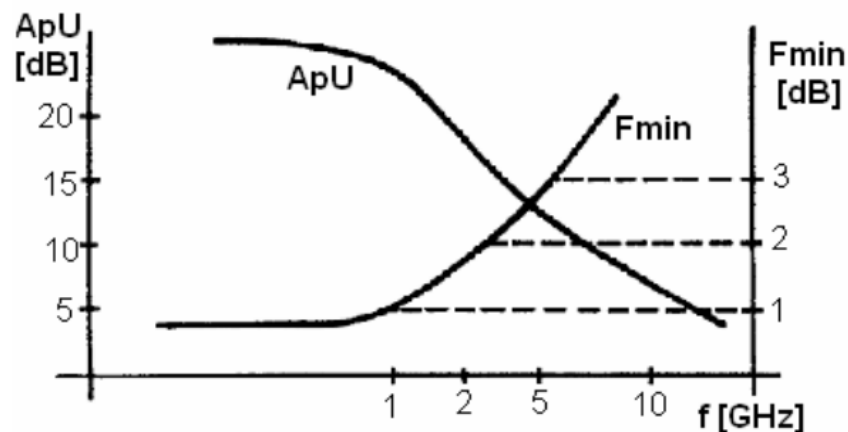
$$F_{min} \approx 1 + h \cdot \left(1 + \sqrt{1 + 2/h} \right), \quad \text{kde veličina} \quad h \approx 0,04 \cdot I_E \cdot r_B \cdot (f/f_\alpha)^2 \quad (4.2)$$

Stav, kdy je tranzistor buzen ze zdroje signálu s vnitřním odporem R_{Gopt} a dosahuje tedy minimálního šumového činitele F_{min} , se nazývá šumové přizpůsobení tranzistoru (obr. 4) [3].



Obr. 1.16 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 katalogích. Pro konkrétní typ tranzistoru a dané pracovní podmínky lze tyto závislosti, důležité pro nastavení šumového přizpůsobení, také poměrně jednoduchým způsobem změřit.



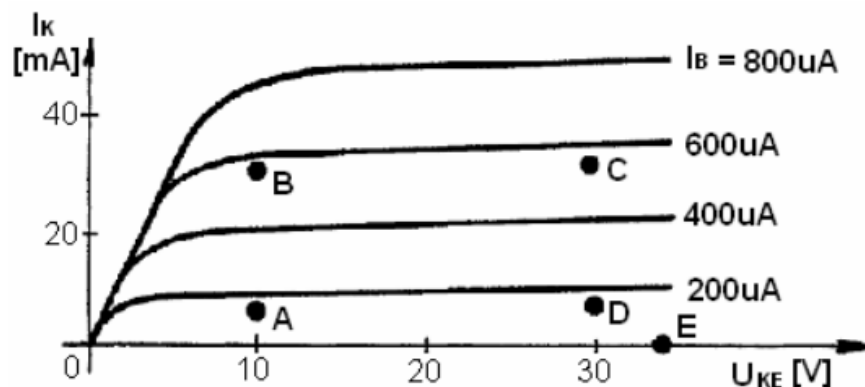
Obr. 1.17 Typické hodnoty šumového čísla a výkonového zisku nízkšumových křemíkových bipolárních tranzistorů; převzato [15]

Křemíkové bipolární tranzistory se v nízkšumových zesilovačích dnes používají na kmitočtech do cca 8 GHz. Při jejich nasazení je nutno uvážit kmitočtovou závislost jak šumového čísla, tak i zisku příslušného zesilovače. Typické hodnoty jsou na obr. 1.17

Komerčně vyráběné bipolární tranzistory lze použít do $2 \div 4$ GHz jako vstupní nízkošumové stupně s vysokým ziskem ($F_{\min} \approx 1,7$ dB, $A_{uP} \approx 18$ dB) a do $5 \div 8$ GHz jako zesilovací stupně s dobrým ziskem zařazené za vstupní stupeň s nízkošumovým tranzistorem MESFET ($F_{\min} \approx 2,7$ dB, $A_{uP} \approx 12$ dB).

2.1.1 Stabilizace klidového pracovního bodu v bipolárních tranzistorů

Pro vhodný pracovní režim tranzistoru je třeba správně nastavit jeho klidový stejnosměrný pracovní bod a stabilizovat jej zejména vůči vlivu změn teploty. 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 β_0 (lineárně roste s teplotou). Volba klidového pracovního bodu závisí hlavně na konkrétní aplikaci bipolárního tranzistoru. Základní případy jsou naznačeny na obr. 1.18



Obr. 1.18 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. SiO_2), označuje se tranzistor jako MOS FET (Metal Oxid Semiconductor FET).

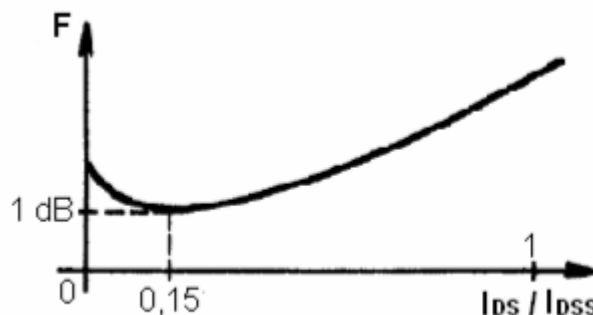
V současné vysokofrekvenční technice se však daleko nejčastěji užívá tzv. MES FET (Metal Schottky FET) - hradlo je odděleno od kanálu Schottkyho diodou.

2.2.1 Nízkošumové MES FETy

Jako zdroje šumu působí v unipolárním tranzistoru MES FET jak aktivní oblast tranzistoru (kanál), tak i jeho pasivní oblasti.

Pro dosažení minimálního šumového čísla je tedy třeba, aby tranzistor měl co nejkratší hradlo L . Tím však roste odpor metalizace hradla $R_G \sim w/L$ a je tedy nutno zvětšit tloušťku w metalizace kontaktu G . Dále je třeba, aby tranzistor měl co nejmenší parazitní odpory pasivních částí tranzistoru ($R_G + R_S$).

Šumové číslo MES FETu závisí na klidovém pracovním bodě tranzistoru, zejména na velikosti klidového kolektorového proudu I_{DS} . Typická závislost je naznačena na obr. 1.19 (I_{DSS} zde značí kolektorový proud při napětí $U_{GS} = 0$ V).

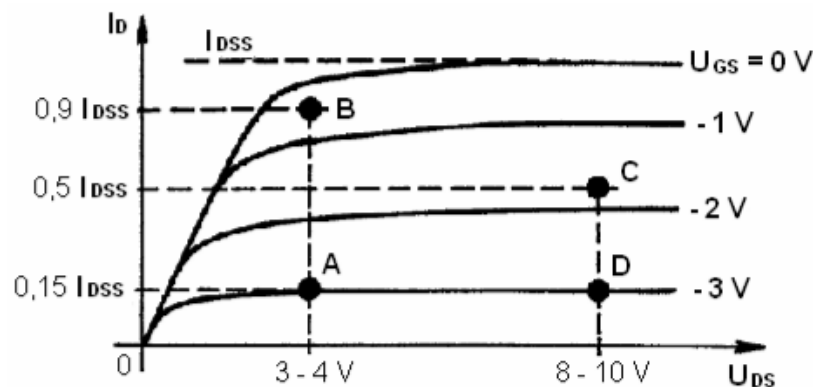


Obr. 1.19 Závislost šumového čísla na ss. Proudu kolektoru; převzato [15]

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.

2.2.2 Klidový pracovní bod vf unipolárních tranzistorů

Klidový pracovní bod, a tím i nastavení obvodu stejnosměrného předpětí, se volí podle konkrétní aplikace MES FETu. Typické případy jsou uvedeny ve výstupních charakteristikách tranzistoru na obr.: 1.20



Obr. 1.20 Volba klidových pracovních bodů tranzistoru MES FET

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 SiO₂. Na stejném kmitočtu má polovodič z GaAs až šestinásobnou pohyblivost elektronů a asi dvojnásobnou driftovou rychlost než Si polovodiče.

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 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.

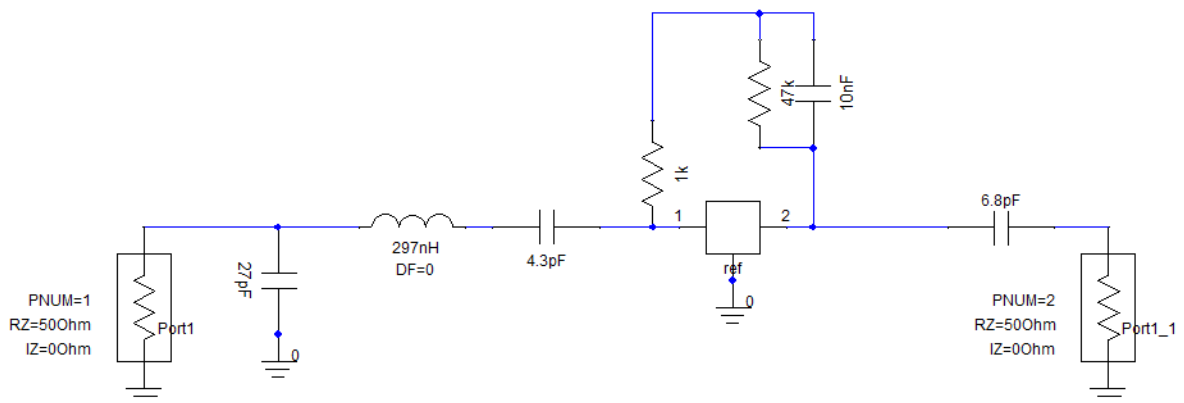
Byly simulovány různá zapojení s dnes asi nejčastěji používaným tranzistorem ATF-54143 a dále pak zapojení s tranzistorem BFG540W/X. Jedno z těchto zapojení konkrétně s tranzistorem BFG540W/X bylo realizováno a jeho výsledky naleznete v další kapitole.

3.3.1 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X

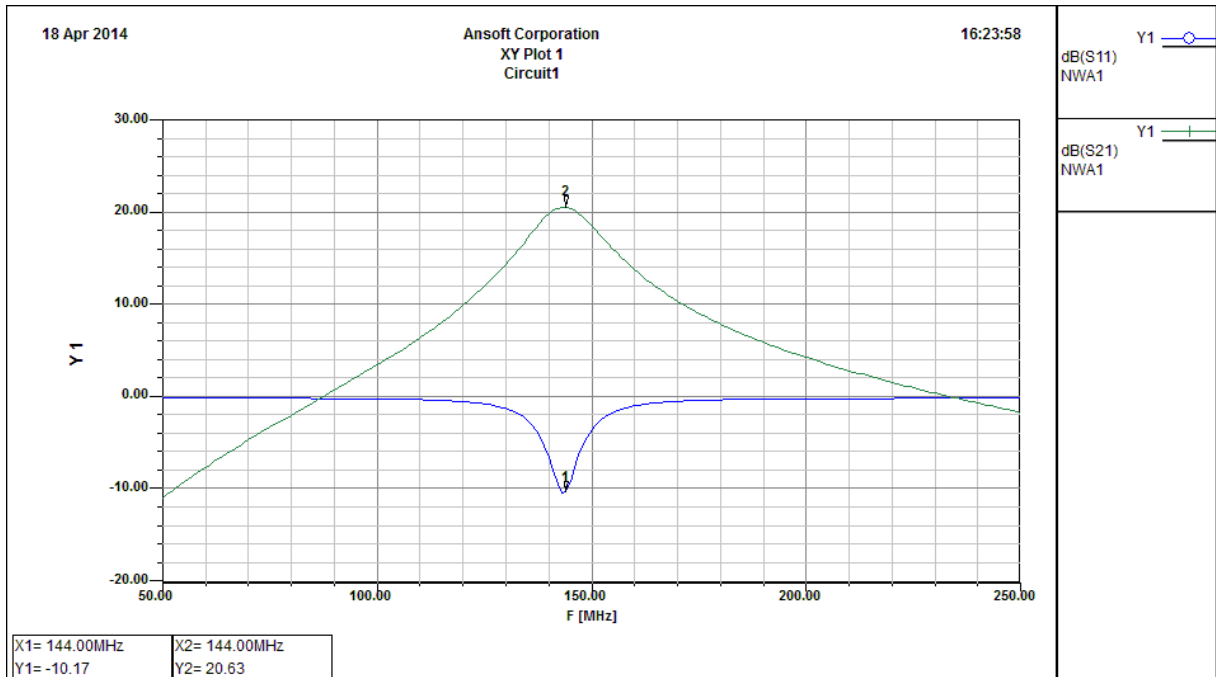
Tranzistor BFG540W/X je bipolární tranzistor v provedení SOT343, který je určen pro povrchovou montáž. Tento tranzistor je velice snadno k dostání a i jeho cena je velmi příznivá. Taktéž důležitý faktor pro jeho výběr je dostupnost modelů tranzistoru (Spice model, S-parametry, NF) pro simulaci zapojení 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. 1.22 až 1.26.

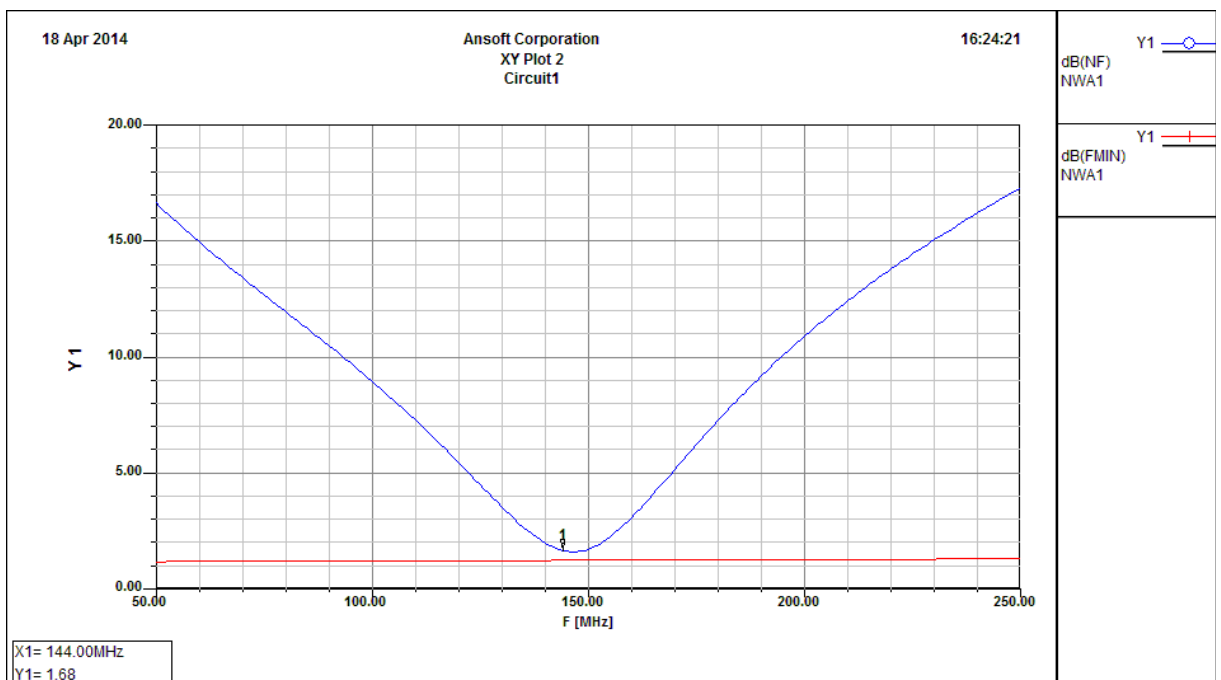
Zapojení, které bylo simulováno, pochází z dílny srbského konstruktéra Dragoslava Dobriče (YU1AW). Toto zapojení bylo následně i realizováno a jeho reálné výsledky naleznete v další kapitole.



Obr. 1.21 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (design YU1AW) v programu Ansoft Designer SV



Obr. 1.22 Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW) S21 a vstupního přizpůsobení S11

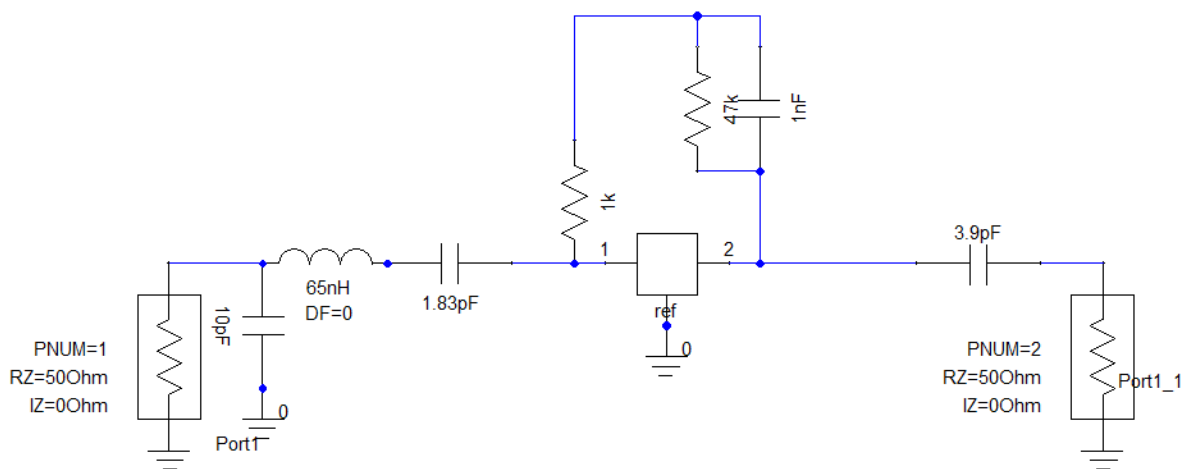


Obr. 1.23 Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW)

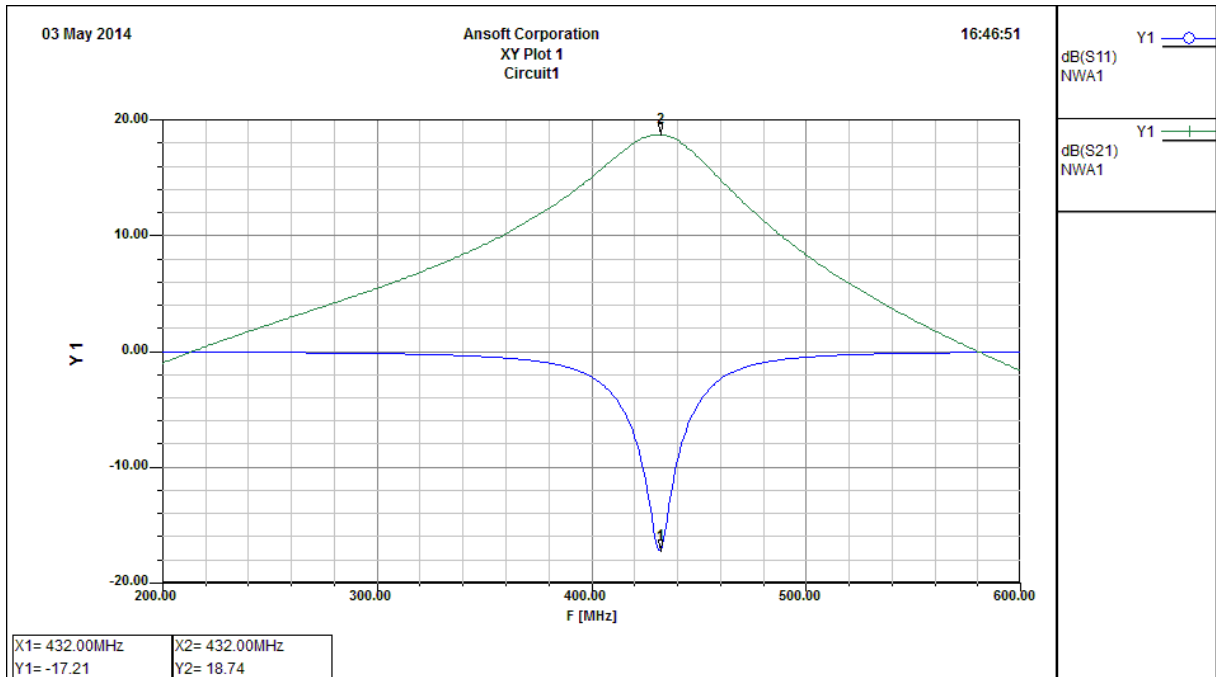
Takto navržené LNA má dle výsledků pocházejících z programu Ansoft Designer SV parametr S21 v pásmu 144 MHz cca 20,63 dB, parametr S11 -10,17 dB a šum 1,68 dB.

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 velice pěkně potlačené mimopásmové signály.

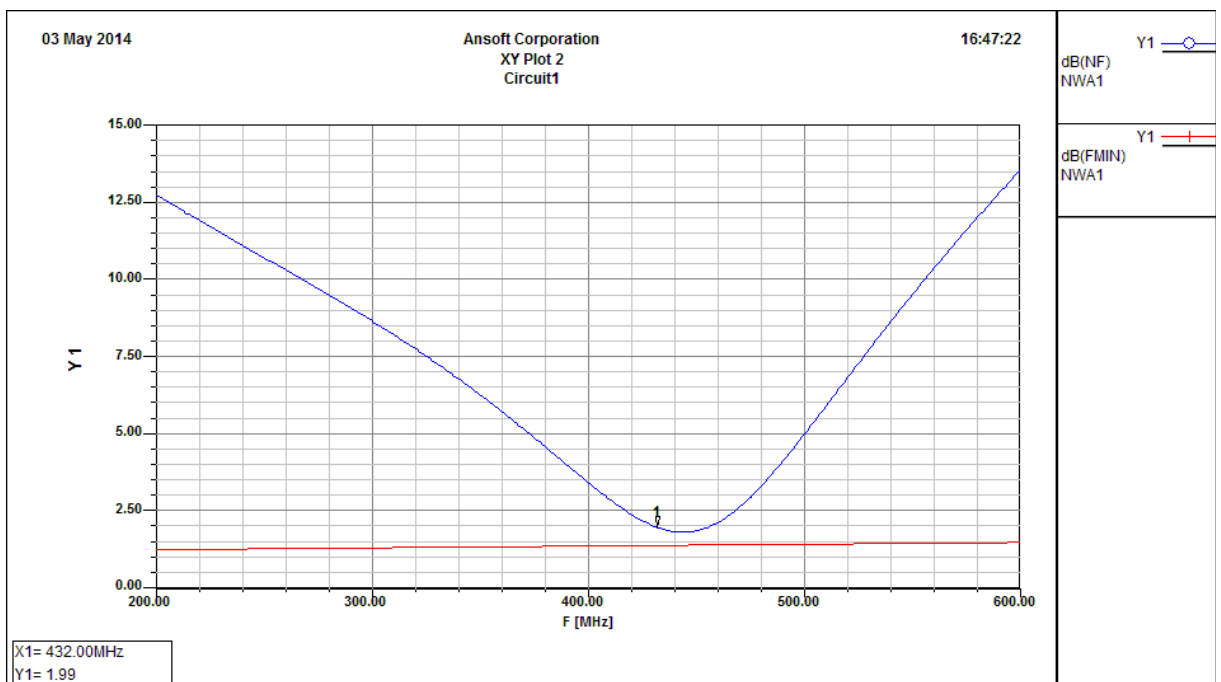
Na následujících obrázcích je vidět provedení LNA s tranzistorem BFG540W/X pro další radioamatérské pásmo a to pásmo 432 MHz. Toto zapojení bylo taktéž následně realizováno a jeho reálné výsledky jsou vidět v další kapitole.



Obr. 1.24 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (design YU1AW) v programu Ansoft Designer SV



Obr. 1.25 Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YUA1AW) S21 a vstupního přizpůsobení S11



Obr. 1.26 Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW)

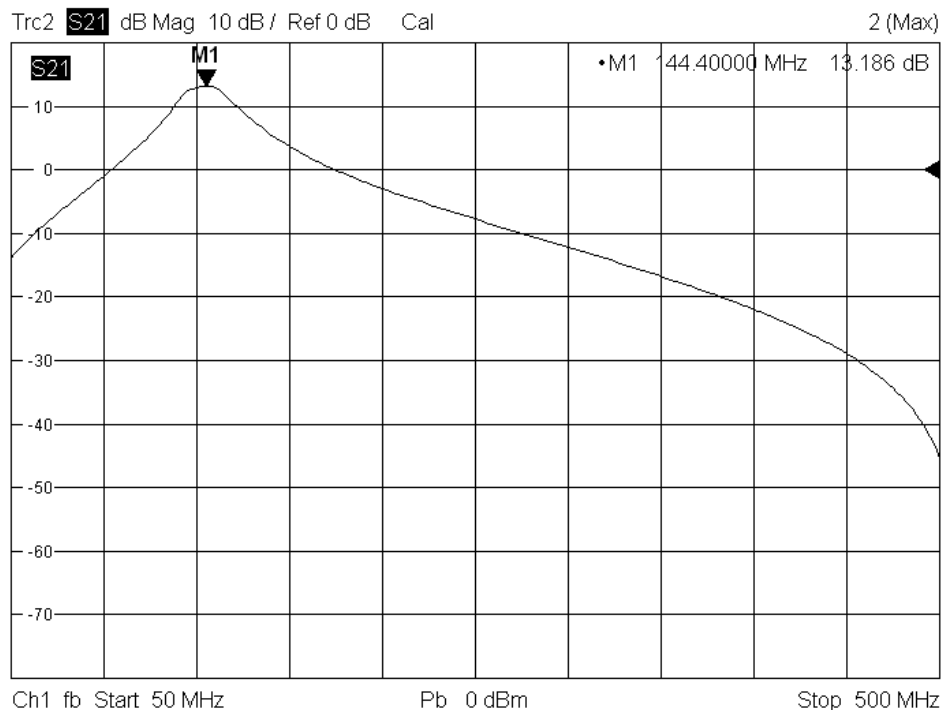
Další simulovaná LNA jak s tranzistorem BFG540W/X, tak s tranzistorem ATF54143 lze nalézt v příloze této práce.

4 Měření LNA

V tomto místě je nutné poznamenat, že bylo potřeba pozměnit konstrukční návod, který konstruktér zveřejnil na svých webových stránkách. Bylo nutno změnit počet závitů u cívek ve vstupním filtru a to přibližně o 2-3 závitů na obou typech LNA, dále byl již konstrukční návod dodržen. Výhoda tohoto zapojení LNA spočívá v tom, že obsahuje 2 obchozí relé, která neovlivňují výsledné parametry LNA. Toto zapojení, kdy při vysílání odpojujeme napájecí napětí 12V a LNA se stávají průchozími, má za cíl jediné a to ochránit tranzistory.

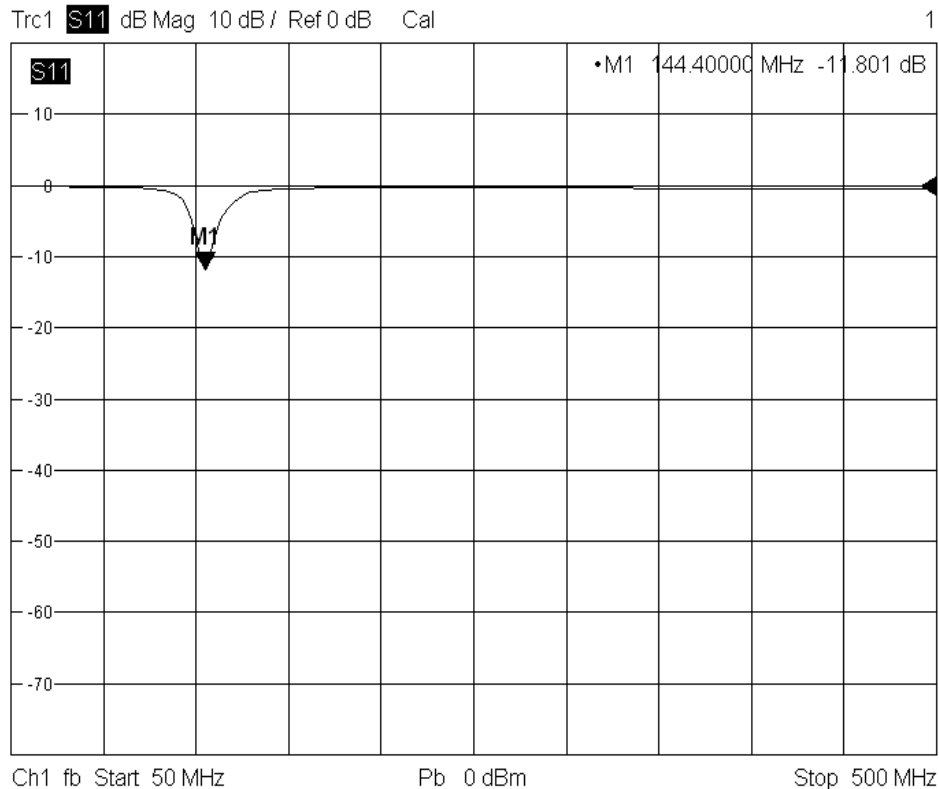
Měření probíhala na Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací za využití vybavení této katedry. Pro měření byli použity přístroje od firmy Rohde – Schwarz a to konkrétně vektorový analyzátor ZVB8, dále pak signální analyzátor od firmy Agilent EXA N9010A a další nezbytné příslušenství.

4.1 Měření S parametrů



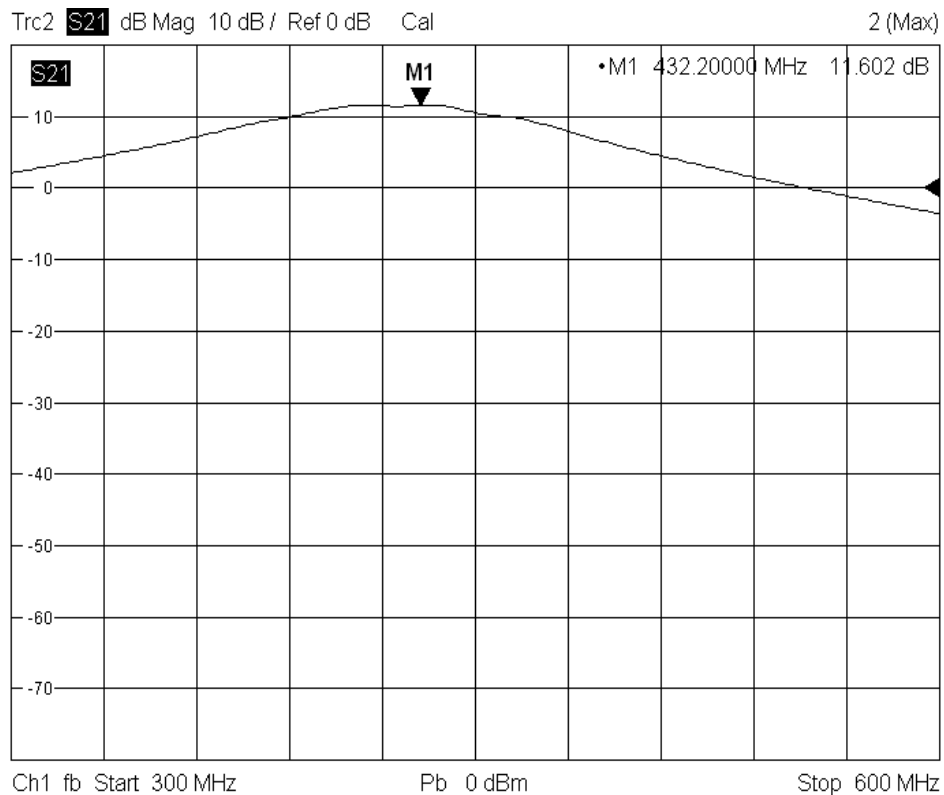
Obr. 1.27 Měření parametru S21 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW)

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. Tato odchylka vznikla, jelikož na výstupu toho LNA je přímo na plošném spoji integrovaný 6dB útlumový člen složený z SMD rezistorů.



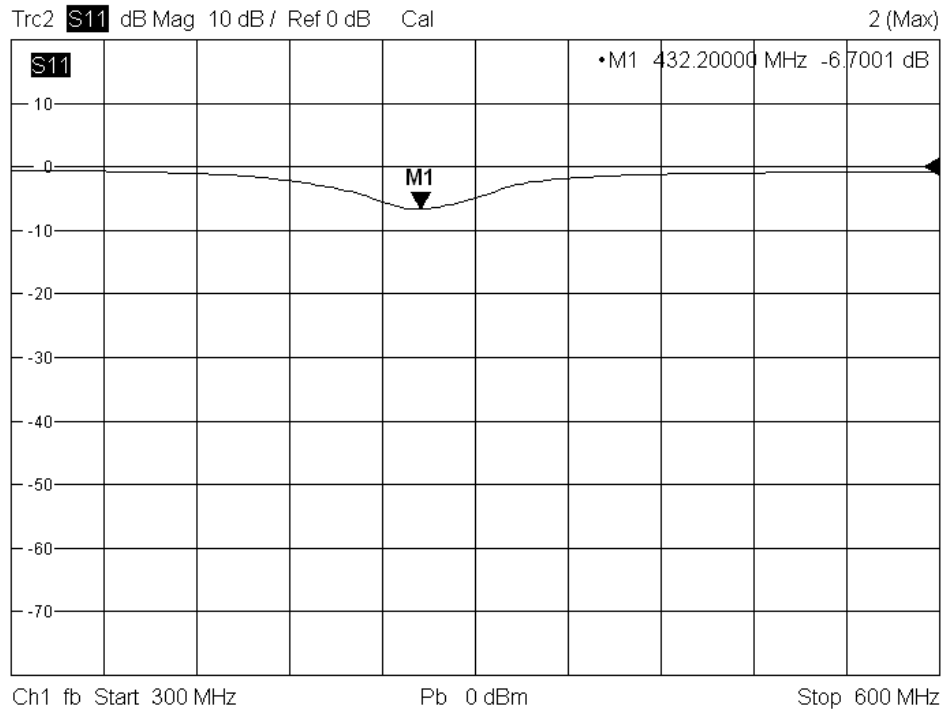
Obr. 1.28 Měření parametru S11 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (YU1AW)

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.



Obr. 1.29 Měření parametru S21 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW)

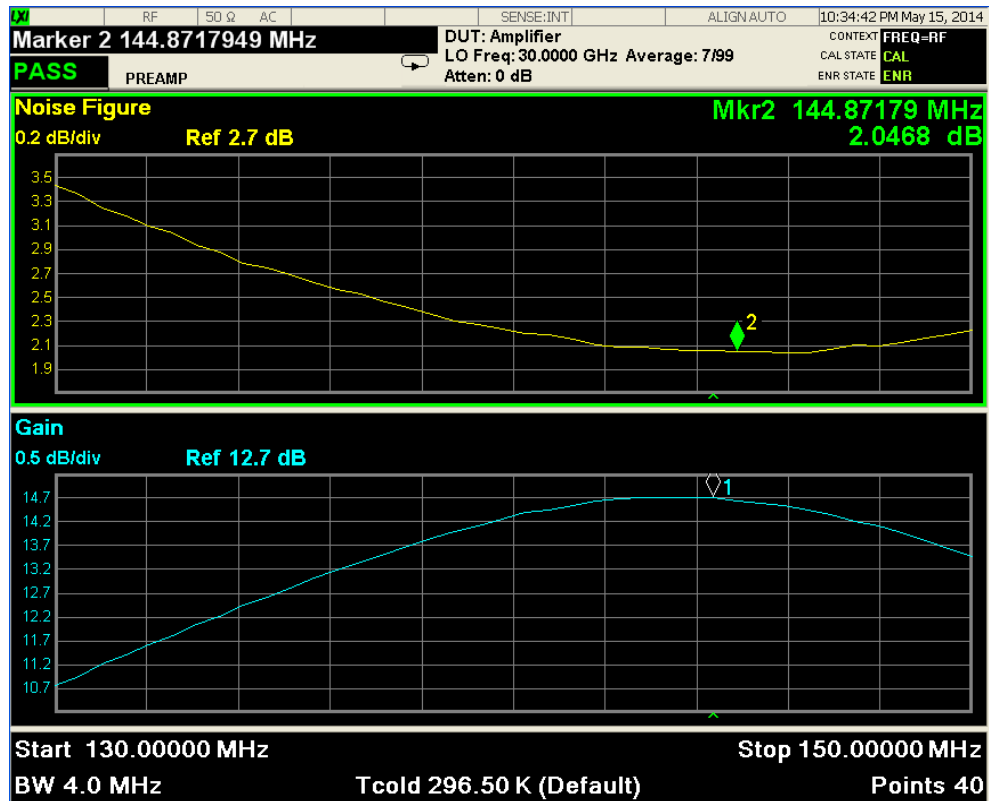
Z výsledku tohoto měření můžeme říci, že LNA dosahuje na frekvenci 432,2 MHz (která odpovídá přibližně frekvenci středu aktivity během závodů v tomto pásmu) zisku 17,602 dB i tento předzesilovač má na svém výstupu integrovaný 6 dB útlumový člen, kterým ovšem v případě nedostatku zisku není problém kdykoliv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



Obr. 1.30 Měření parametru S11 LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW)

Parametr S11 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.

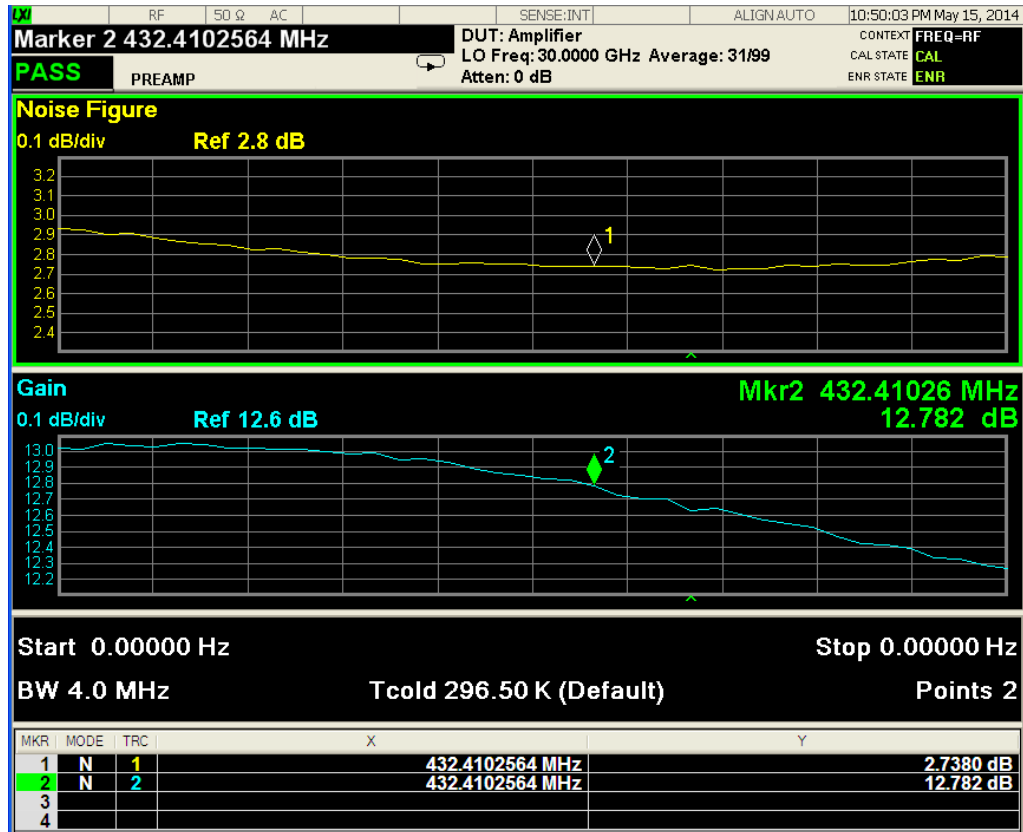
4.2 Měření šumového čísla



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 a zisk dle toho přístroje dosahuje hodnoty 12,7 dB (+6 dB integrovaný útlumový člen).

Drobné odchylky při měření zisku dvěma různými přístroji bych přikládal nepřesnostem přístrojů, či použití odlišných propojovacích kabelů.

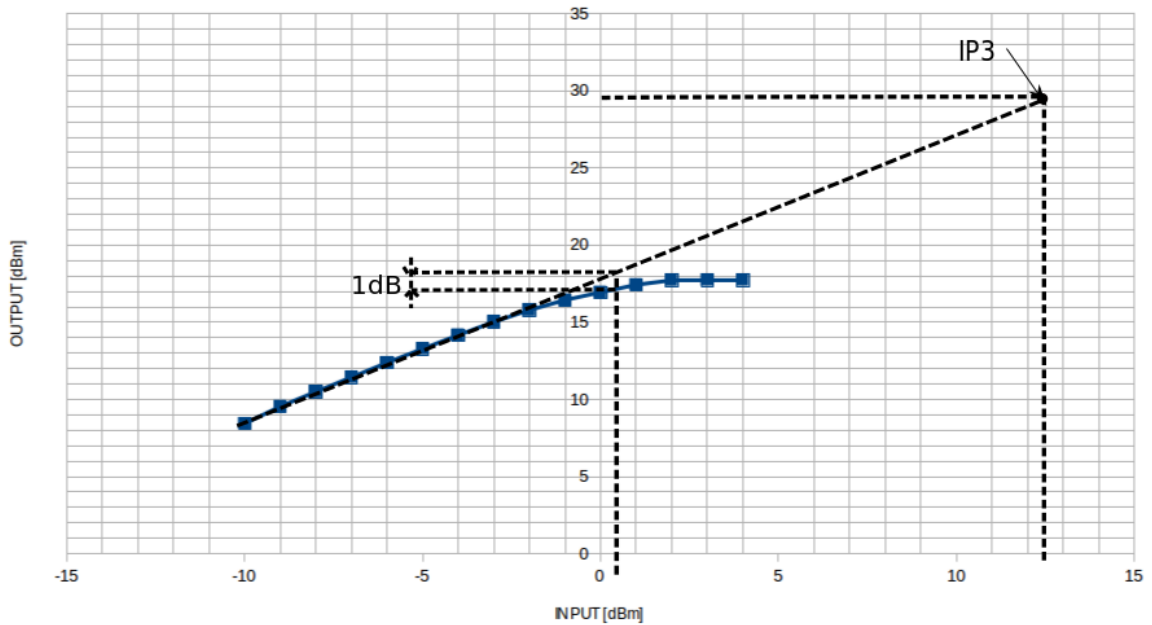


Obr. 1.32 Měření šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 432 MHz (YU1AW)

Předzesilovač pro pásmo 70cm (432 MHz) dosáhl při tomto měření šumového čísla 2,8 dB a zisku 12,787 dB (+ 6 dB integrovaný útlumový člen).

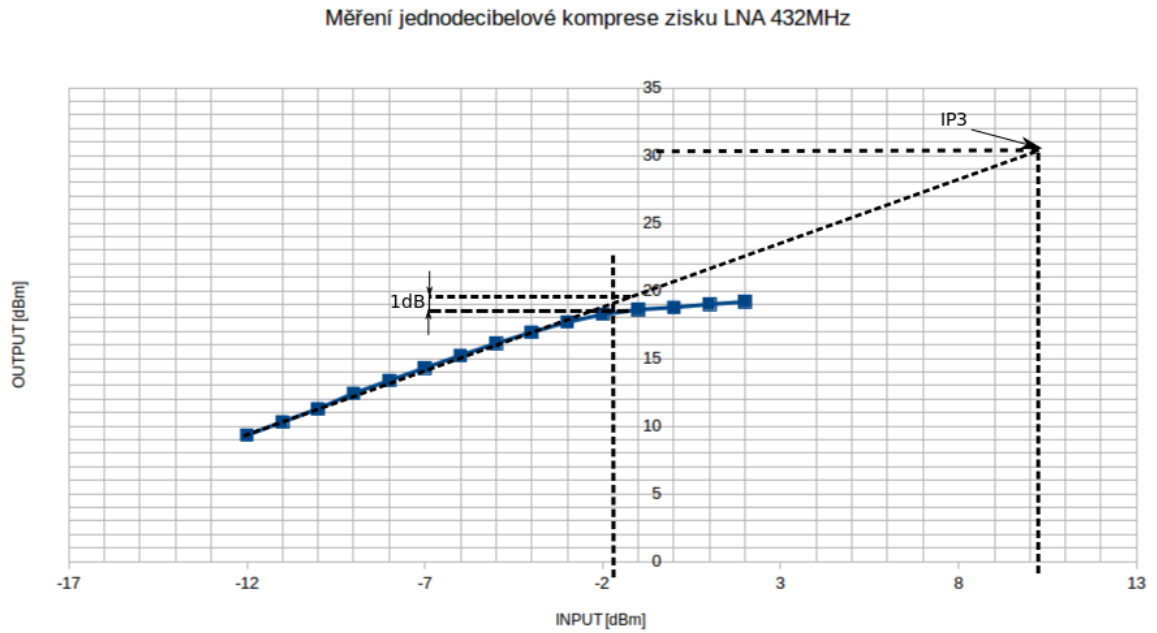
4.3 Měření jednodécibellové komprese zisku LNA a bodu IP3

Měření jednodécibellové komprese zisku LNA 144 MHz



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

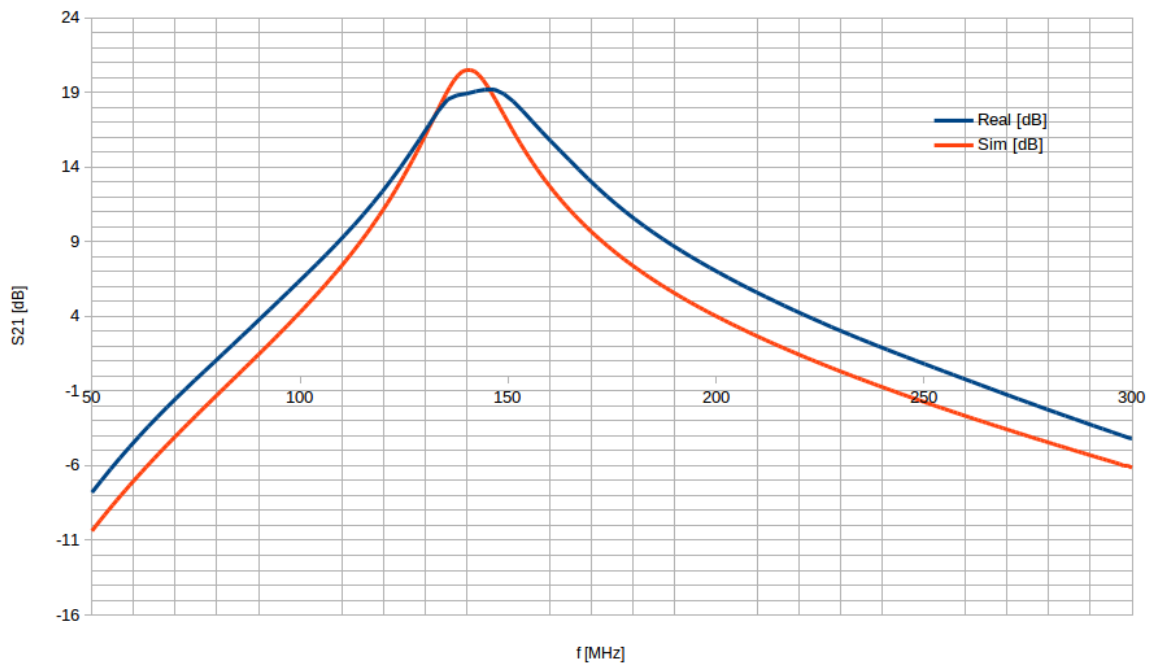
Pro ověření vysoké odolnosti a taktéž linearity tohoto LNA byla změřena jednodécibellová komprese tohoto LNA. Výsledky jsou zřejmé z předchozího obrázku. Vstupní bod jednodécibellové komprese zisku IP1dB je přibližně 0,5dB. Bod zahrazení IIP3 je přibližně 12,5dB a výstupní OIP3 přibližně cca 30dB.



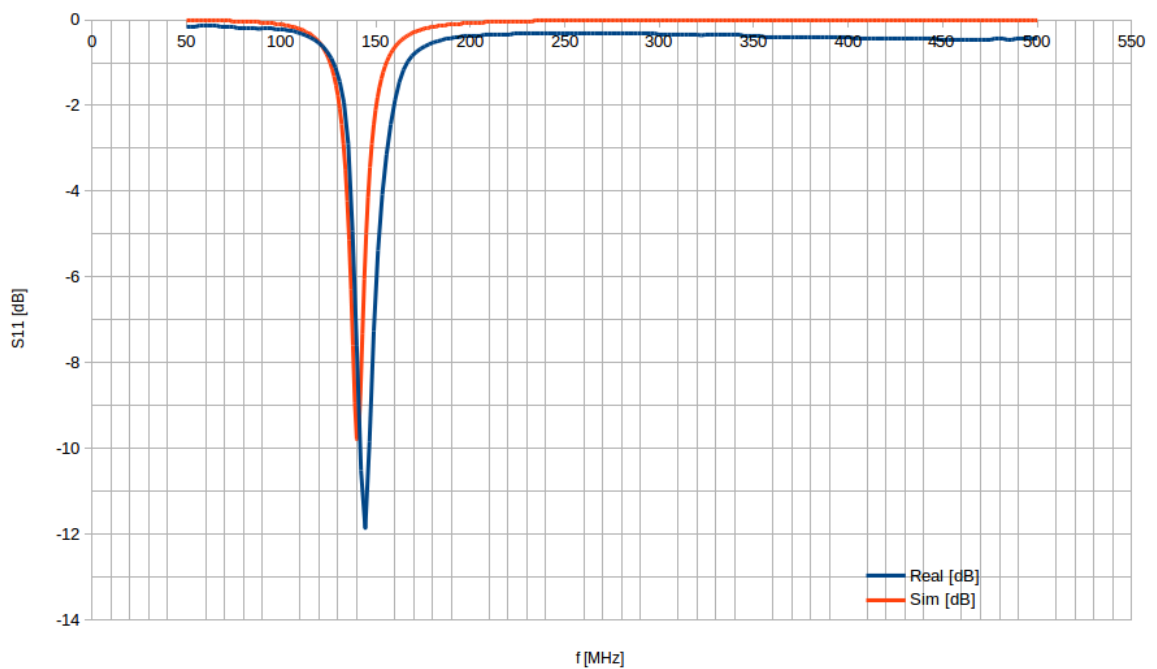
Obr. 1.34 Měření jednodecibelové komprese zisku LNA a bodu IP3 u předzesilovače s BFG540W/X pro 432 MHz dle YU1AW

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

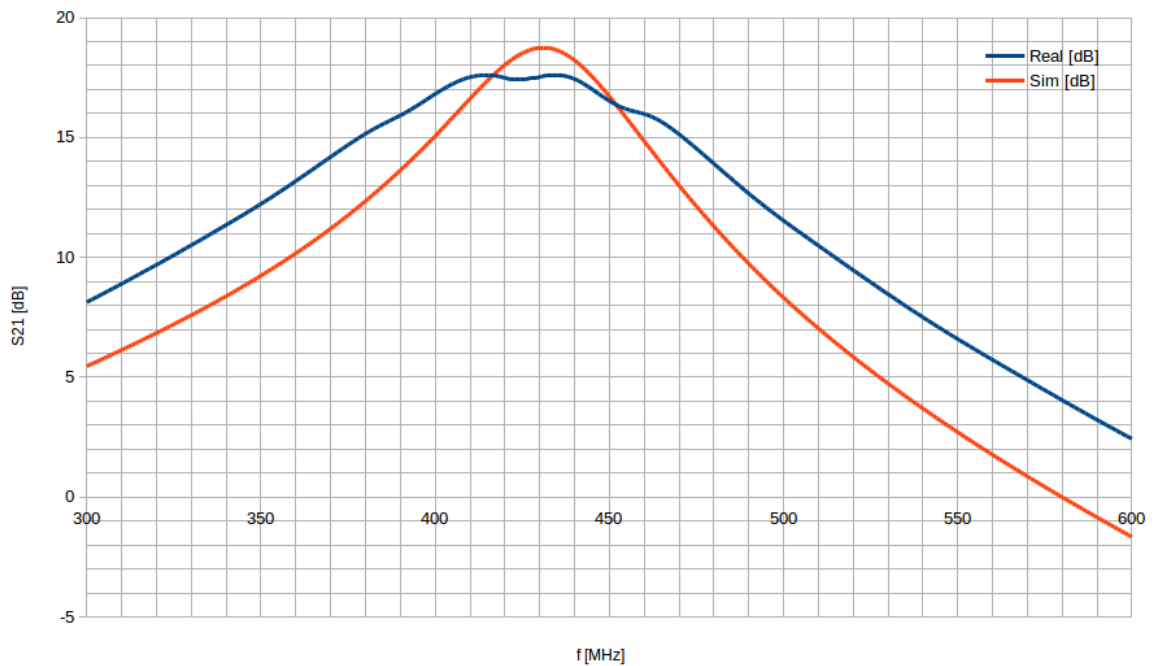
4.4 Porovnání naměřených hodnot a hodnot simulovaných



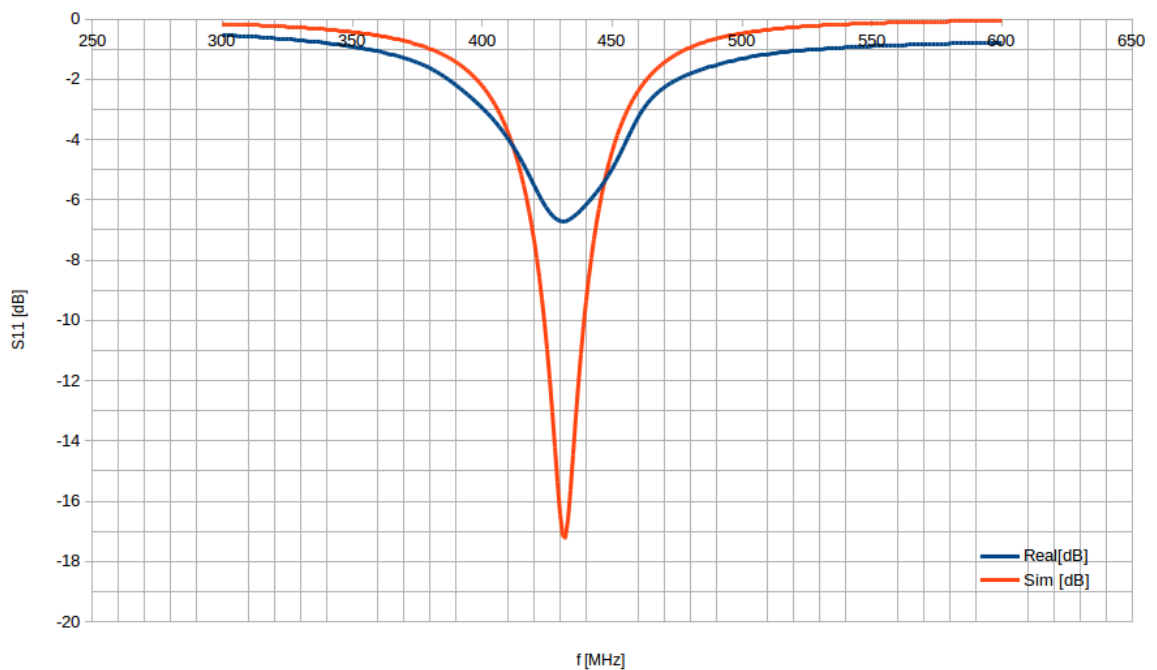
Obr. 1.35 Porovnání naměřených reálných hodnot a simulovaných hodnot parametru S_{21} předzesilovače pro pásmo 144 MHz dle YU1AW



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 vyzorovat, 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. vícevrstvých 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 jednodecibelové 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 navržených 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
- [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
- [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
- [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*
- [16] DOBRIČ, Dragoslav, *Ultra Linear Low Noise VHF and UHF Preamplifiers*

Přílohy

Příloha A – Simulace LNA s tranzistorem BFG540 pomocí Ansoft Designeru SV, design OK1GTH

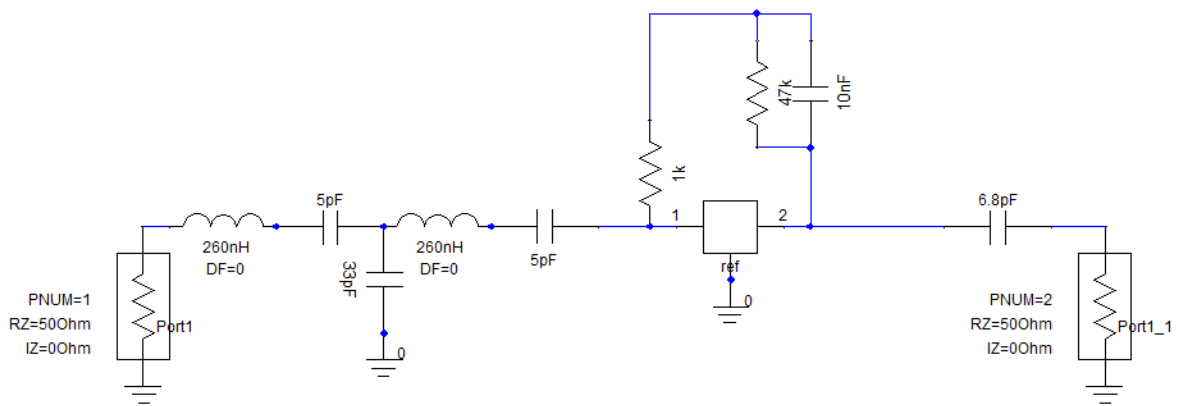
Příloha B – Simulace LNA s tranzistorem ATF54143 pomocí Ansoft Designeru SV

Příloha C – Schéma zapojení realizovaného LNA

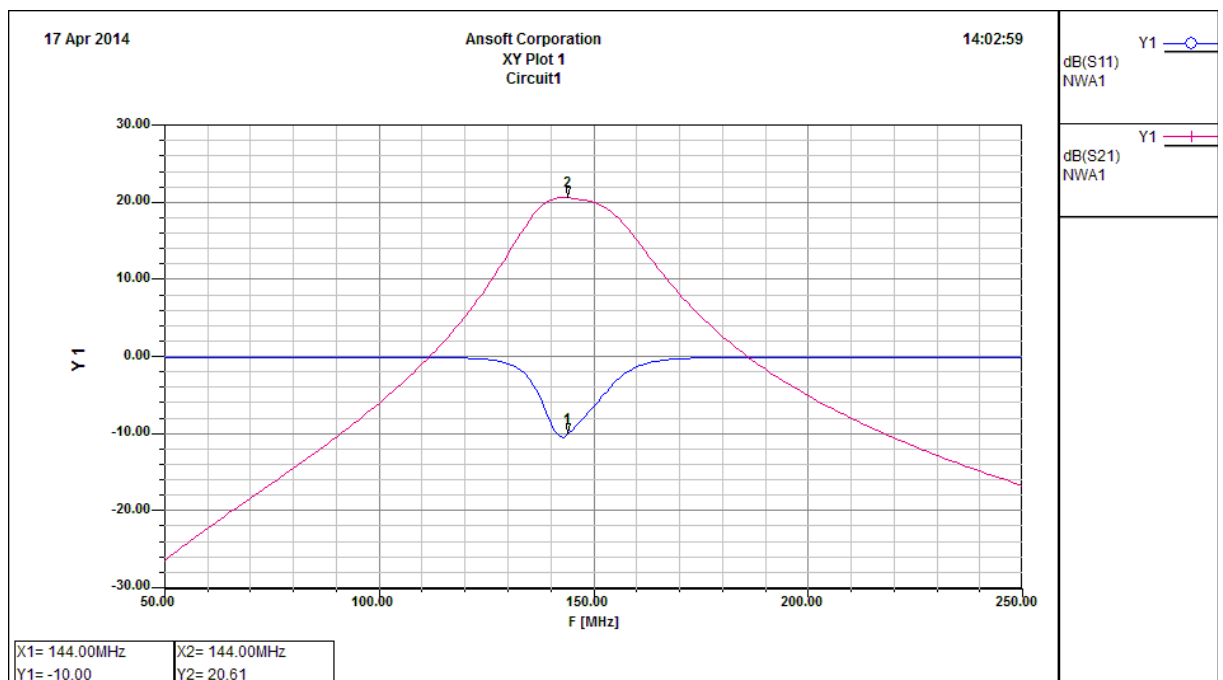
Příloha D – Deska plošného spoje realizovaného LNA

Příloha E – Finální provedení LNA

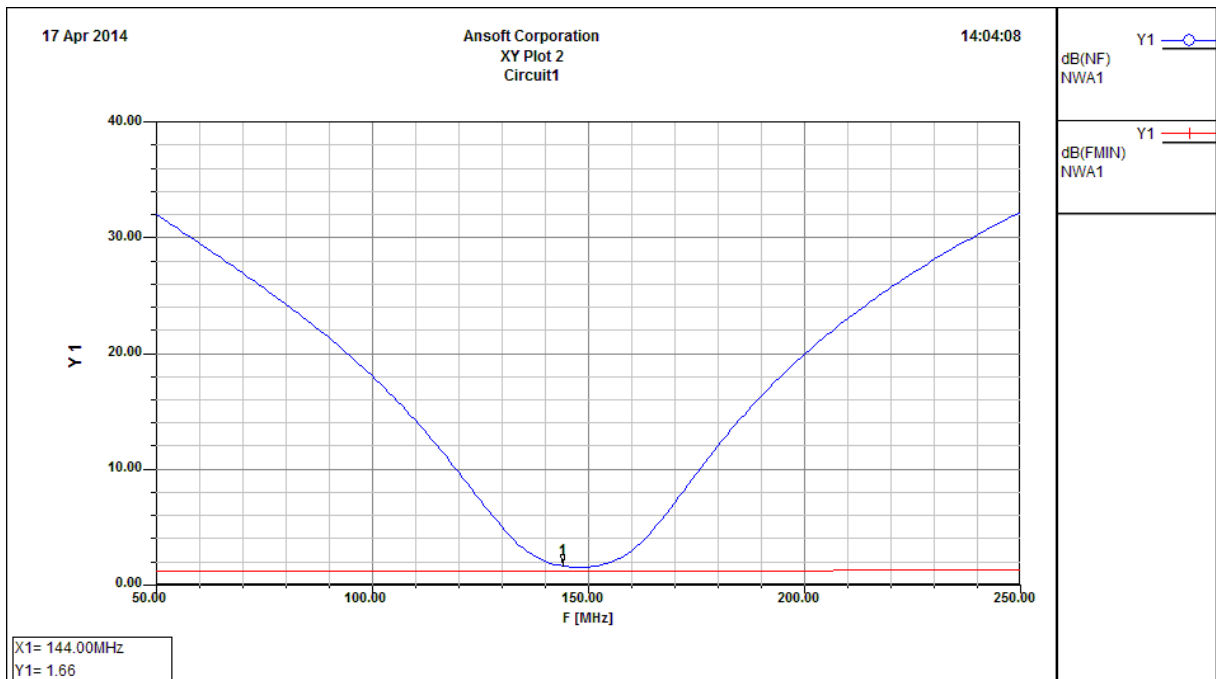
Příloha A – Simulace LNA s BFG540 (OK1GTH design)



Obr. 1.40 Simulace LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (design OK1GTH) v programu Ansoft Designer SV

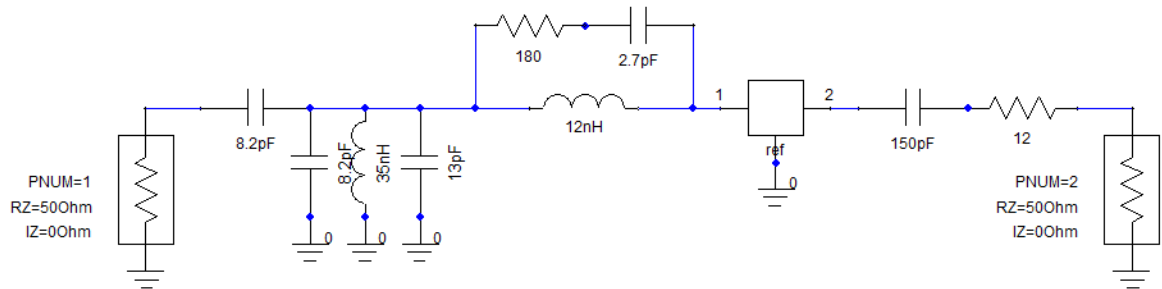


Obr. 1.41 Simulace přenosové charakteristiky LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (OK1GTH) S21 a vstupního přizpůsobení S11

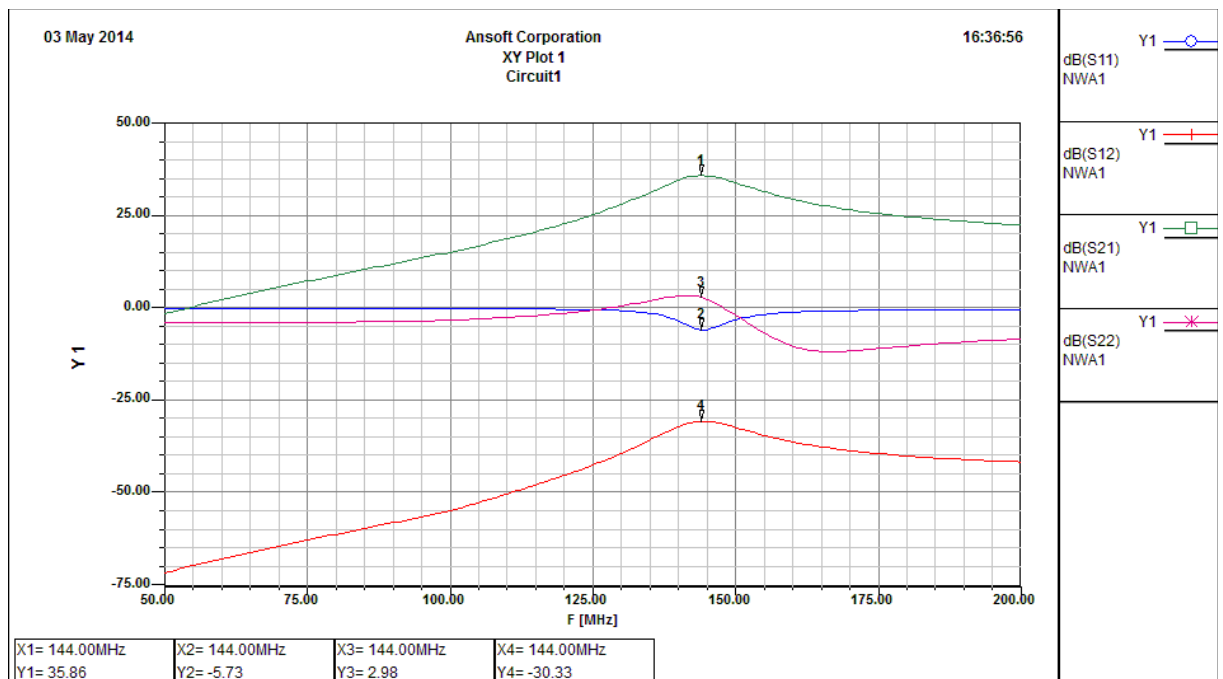


Obr. 1.42 Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem BFG540W/X pro pásmo 144 MHz (OK1GTH)

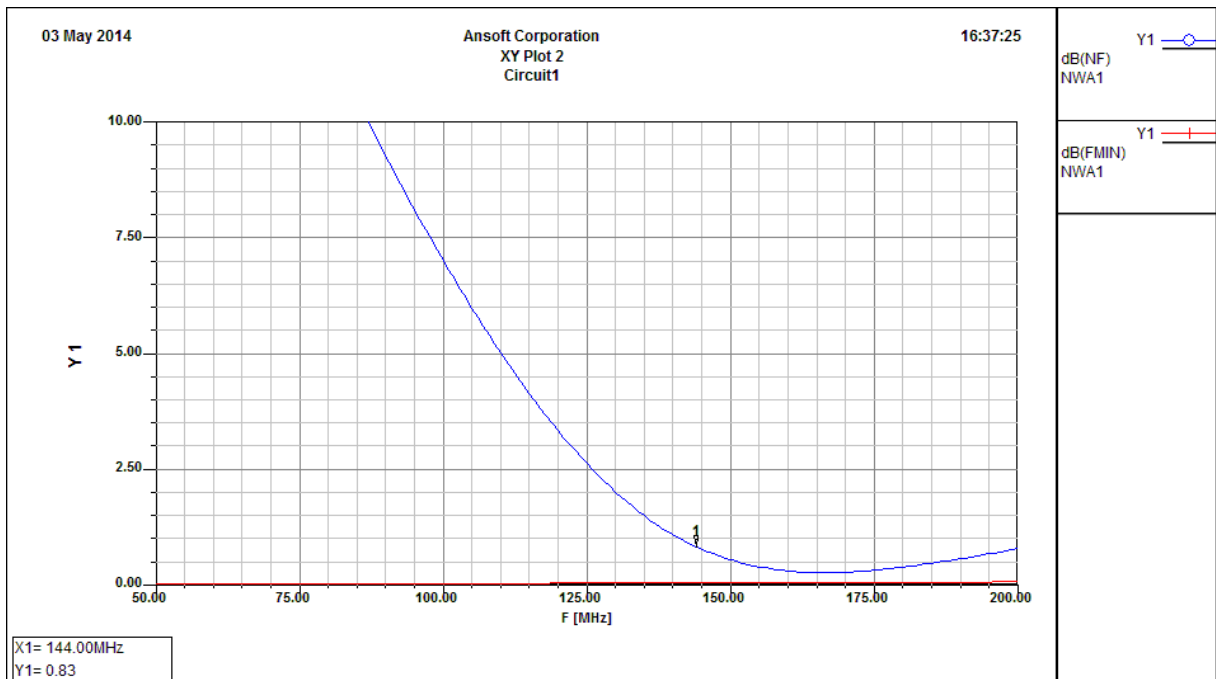
Příloha B – Simulace LNA s tranzistorem ATF54143 pomocí Ansoft Designeru SV



Obr. 1.43 Simulace LNA s tranzistorem ATF54143 pro pásmo 144 MHz (design PA3BIY) v programu Ansoft Designer SV

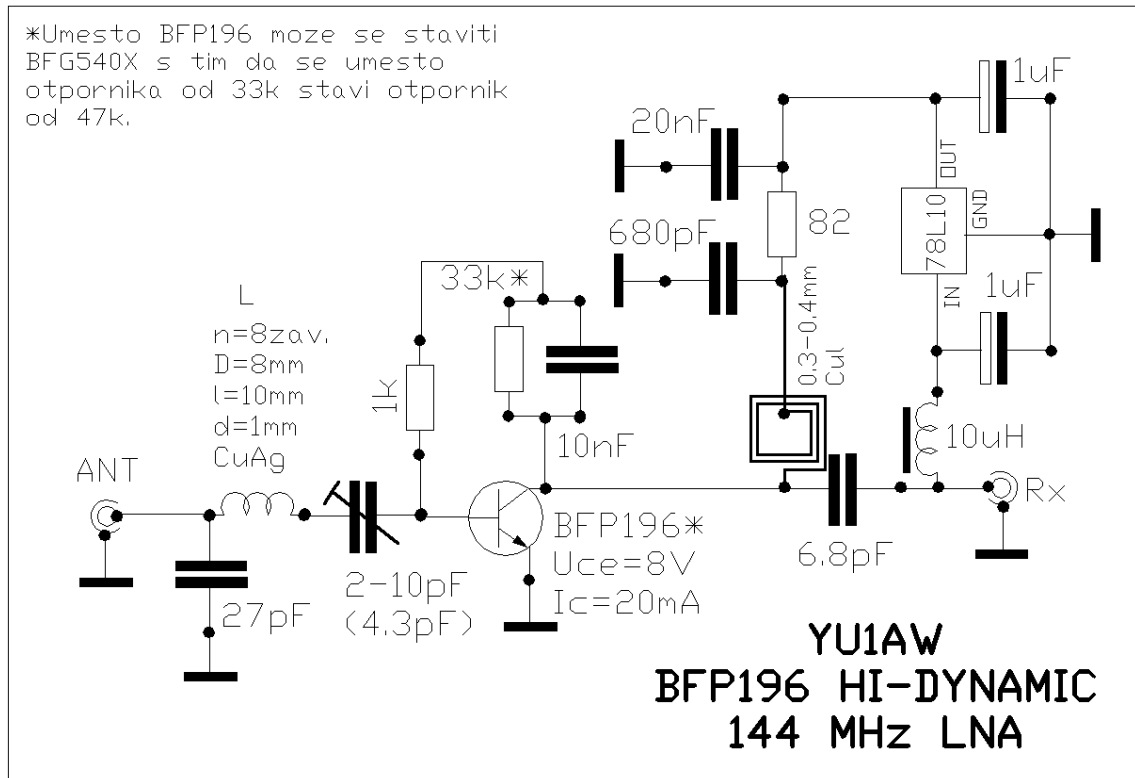


Obr. 1.44 Simulace S-parametrů LNA s tranzistorem ATF54143 pro pásmo 144 MHz (PA3BIY)

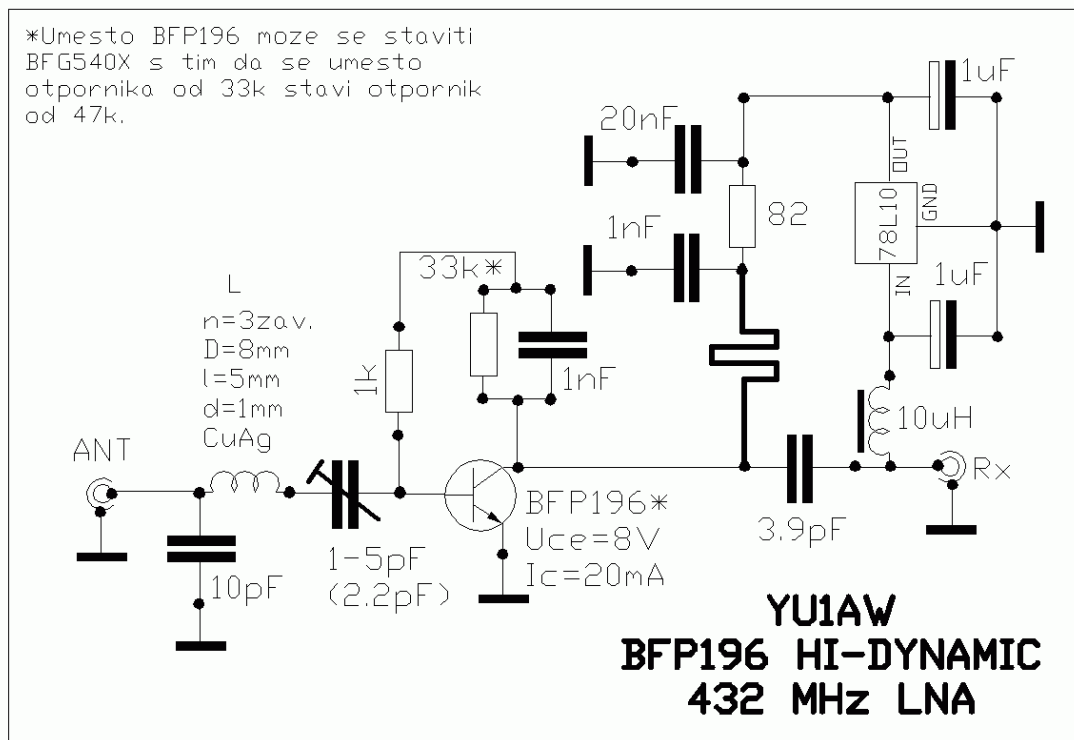


Obr. 1.45 Simulace šumového čísla LNA s tranzistorem ATF54143 pro pásmo 144 MHz (PA3BIY)

Příloha C – Schéma zapojení

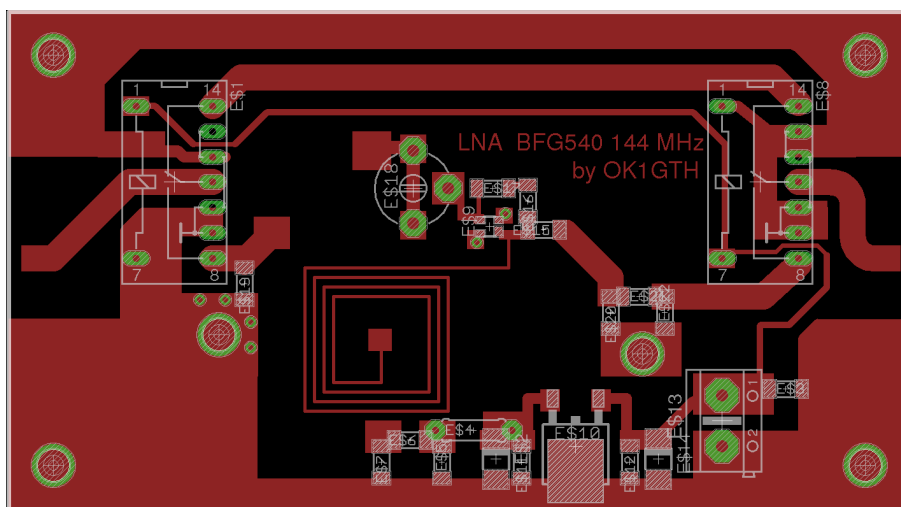


Obr. 1.46 Schéma zapojení LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW)

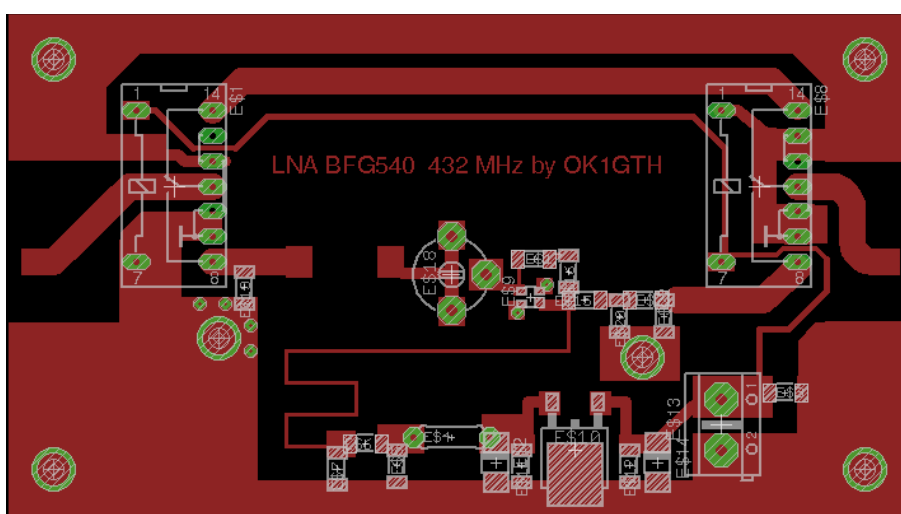


Obr. 1.47 Schéma zapojení LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW)

Příloha D – Deska plošného spoje realizovaného LNA

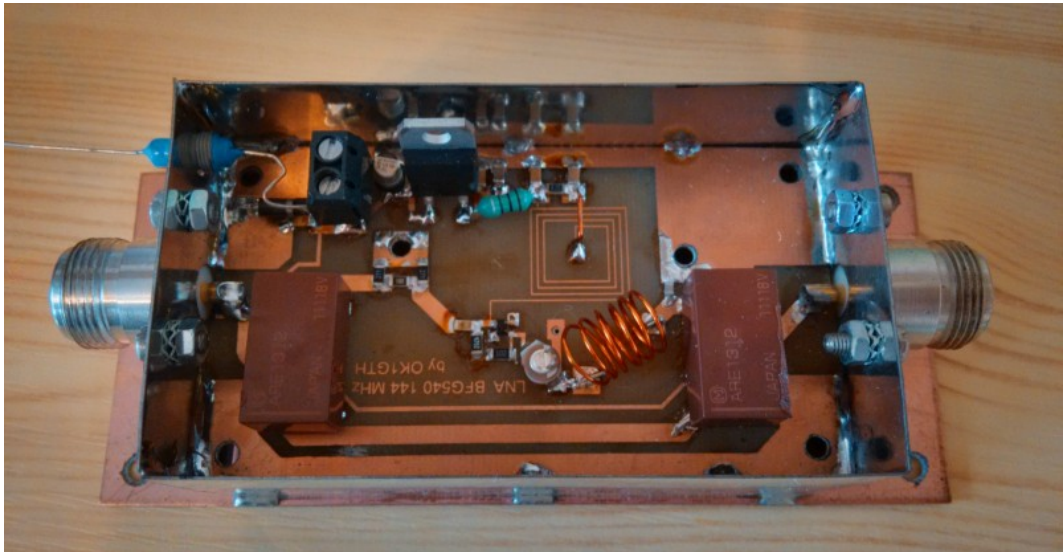


Obr. 1.48 Deska plošného spoje LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW)

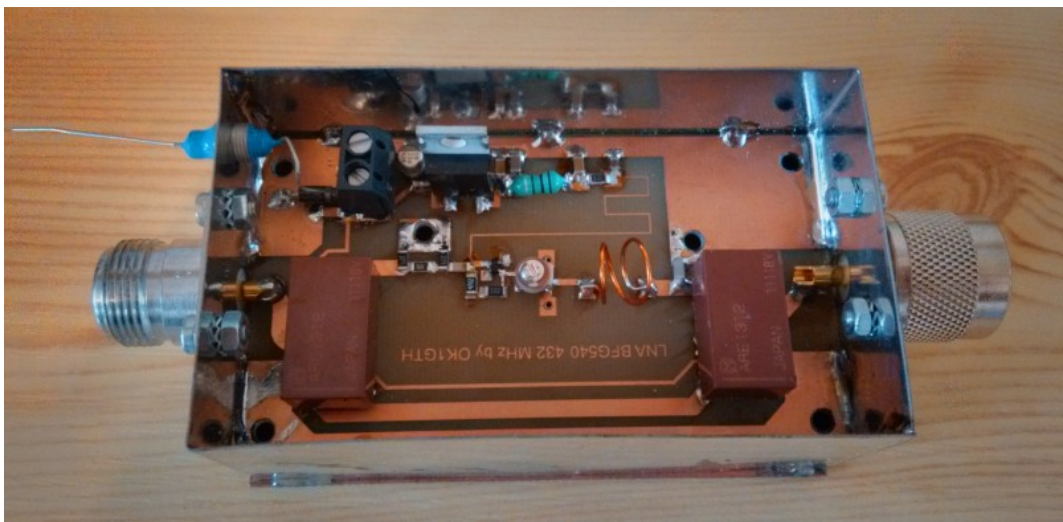


Obr. 1.49 Deska plošného spoje LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW)

Příloha E – Finální provedení LNA



Obr. 1.50 Finální provedení LNA s BFG540 pro 144 MHz (YU1AW)



Obr. 1.51 Finální provedení LNA s BFG540 pro 432 MHz (YU1AW)