



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

LNA PRO PŘIJÍMAČ APT SIGNÁLŮ

LNA FOR THE APT SIGNALS RECEIVER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

DAN ŽÚREK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ONDŘEJ BARAN, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Dan Žůrek

ID: 147011

Ročník: 3

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

LNA pro přijímač APT signálů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s příjmem APT signálů z meteorologických družic NOAA. Nastudujte způsob návrhu nízkošumového zesilovače pro pásmo příjmu APT signálů. Provedte rozbor kritických parametrů zesilovače. Navrhněte zapojení zesilovače včetně vhodného vstupního filtru. Navržený zesilovač namodelujte ve vhodném simulačním prostředí a proveďte jeho optimalizaci z hlediska jeho kritických parametrů. Navrhněte desku plošných spojů LNA.

Vyrobte prototyp a změřte jeho význačné parametry. Funkčnost prototypu ověřte na reálném příjmu APT signálů v laboratoři.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] NOAA KLM User's Guide [online]. NOAA Satellite and Information Service, 2006 – [cit. 3. května 2013]. Dostupné na [www: http://www.ncdc.noaa.gov/oa/pod-guide/ncdc/docs/klm/index.htm](http://www.ncdc.noaa.gov/oa/pod-guide/ncdc/docs/klm/index.htm).

[2] ROHDE, U. L., NEWKIRK, D. P. RF/microwave Circuit Design for Wireless Applications. New York: John Wiley & Sons, 2000. ISBN 04-712-2413-8.

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 30.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Baran, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem a následnou možností realizace a optimalizace LNA, tedy nízkošumového zesilovače, pro příjem APT signálů z NOAA družic v kmitočtovém pásmu 137MHz – 138MHz. První část práce se zaměřuje na rozbor jednotlivých kritických parametrů zesilovače a příslušných filtračních obvodů s hlavním důrazem na šumové číslo a vysokou selektivitu. Další část práce je zaměřená na konkrétní návrh a simulaci tohoto zesilovače za pomoci programu Ansoft Designer s následným vytvořením desky plošných spojů v programu Cadsoft Eagle. Finální část práce se zabývá výrobou prototypu zesilovače, jeho měřením a vyzkoušením v reálném provozu příjmu APT signálů.

KLÍČOVÁ SLOVA

LNA, ATF 53189, zesilovač, přizpůsobení, pásmová propust, APT signály

ABSTRACT

This bachelor thesis is dealing with design, realization and optimization of the LNA (Low-noise amplifier) for receiving of APT signals from the NOAA weather satellites in 137 MHz – 138 MHz frequency band. The first part of this work is aimed on critical parameters of the amplifier and the filter circuits especially on a noise figure and a high selectivity. The next part of this project is about the particular concept and simulation of LNA by using the Ansoft Designer software. The printed circuit board is realized in the Cadsoft Eagle. The final part of this bachelor thesis is dealing with a production of such amplifier together with its measurement and testing in a real operation of receiving APT signals.

KEYWORDS

LNA, ATF 53189, amplifier, matching, bandpass, APT signals

ŽÚREK, D. *LNA pro přijímač APT signálů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 76 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Ondřej Baran, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma LNA pro přijímač APT signálů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne2014

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Ondřejovi Baranovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc, cenné rady a v neposlední řadě také za věnovaný čas při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne2014

.....

(podpis autora)

Obsah

Obsah	vi
Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xi
Úvod	12
1 Teoretický podklad projektu	13
1.1 Analogový příjem meteorologických snímků	13
1.1.1 Družice NOAA.....	13
1.1.2 Radiometr AVHRR/3	14
1.1.3 Systém APT.....	14
1.2 Rozbor základních parametrů nízkošumových zesilovačů	16
1.2.1 Pracovní třídy vysokofrekvenčních zesilovačů.....	16
1.2.2 S-parametry tranzistoru	17
1.2.3 Stabilita zesilovače	19
1.2.4 Rolletův činitel stability (K-faktor).....	20
1.2.5 Kružnice stability	20
1.2.6 Šumové vlastnosti obvodu.....	22
1.2.7 Linearita zesilovače	23
1.3 Metody návrhu vysokofrekvenčních zesilovačů	24
1.3.1 Definice zisků zesilovače	24
1.3.2 Metoda současného přizpůsobení	24
1.3.3 Metoda výkonového zisku	25
1.3.4 Metoda dostupného zisku	26
1.3.5 Metoda unilaterálního tranzistoru.....	26
1.4 Vysokofrekvenční filtry	27
1.4.1 Helical filtry	27
1.4.2 SAW filtry	28
1.4.3 Filtry z vázaných rezonátorů	28
2 Vlastní návrh zesilovače	30
2.1 Návrh zesilovacího stupně	30

2.1.1	Výběr tranzistoru a jeho pracovního bodu	30
2.1.2	Výběr substrátu	31
2.1.3	Zajištění stability tranzistoru	31
2.1.4	Přizpůsobení tranzistoru	33
2.1.5	Nastavení pracovního bodu	36
2.1.6	Napájení zesilovače	38
2.2	Návrh selektivních obvodů	39
2.2.1	Návrh vstupního filtru	39
2.2.2	Návrh výstupního filtru	41
2.3	Simulace kompletního zesilovače	43
2.4	Návrh DPS	45
3	Realizace a měření zesilovače	46
3.1	První verze zesilovače	46
3.1.1	Výroba a osazení první DPS	46
3.1.2	Oživení a měření první verze zesilovače	47
3.2	Druhá verze zesilovače	49
3.2.1	Simulace druhé verze zesilovače	49
3.2.2	Výroba a osazení druhé DPS	50
3.2.3	Oživení a měření druhé verze zesilovače	51
3.2.4	Analýza hotového vstupního filtru	52
3.2.5	Měření s-parametrů celého zesilovače a jeho přizpůsobení	53
3.2.6	Měření jednodecibelové komprese P1dB a bodu zahrazení IP3	55
3.2.7	Měření šumového čísla hotového zesilovače	55
3.3	Testování LNA při reálném příjmu APT signálů	57
	Závěr	59
	Literatura	61
	Seznam zkratk	62
	Seznam příloh	63
A	Výsledky simulací a měření	64
A.1	Implicitní stabilita tranzistoru ATF-53189	64
A.2	Základní stabilizace tranzistoru ATF-53189	64
A.3	Kompletní stabilizace tranzistoru ATF-53189	65

A.4	Kružnice stability tranzistoru	65
A.5	Výsledné s-parametry samotného zesilovacího stupně.....	66
A.6	Vstupní a výstupní činitel odrazu vstupního filtru	66
A.7	Vstupní a výstupní činitel odrazu výstupního filtru	67
A.8	Vstupní a výstupní činitel odrazu kompletního zesilovače	67
A.9	Rozptylové parametry zesilovače bez výstupního filtru	68
A.10	Výsledné šumové číslo zesilovače.....	68
A.11	S-parametry první verze zesilovače – bez přizpůsobení	69
A.12	Kružnice stability pro vstup a výstup první verze zesilovače.....	69
A.13	K faktor pro první verzi zesilovače s 20 Ω par. rezistor na výstupu	70
A.14	S-parametry druhé verze zesilovače – bez přizpůsobení.....	70
A.15	Kružnice stability pro vstup a výstup druhé verze zesilovače	71
A.16	S-parametry kompletního zesilovače – bez přizpůsobení.....	71
A.17	Výstupní poměr stojatých vln VSWR zesilovače	72
B	Kompletní schéma zesilovače	73
C	Desky plošných spojů	74
C.1	Rozložení součástek – 1. verze.....	74
C.2	Strana signálového vedení TOP – 1. verze	74
C.3	Rozložení součástek – 2. verze.....	75
C.4	Strana signálového vedení TOP – 2. verze	75
D	Seznam součástek finální verze	76

Seznam obrázků

Obrázek 1.1: Rámec obrazového signálu APT [1]	15
Obrázek 1.2: Převodní charakteristiky základních pracovních tříd zesilovačů [4].....	16
Obrázek 1.3: Popis dopadajících a odražených vln na dvojbran [5]	17
Obrázek 1.4: Znázornění činitelů odrazu u zesilovače	19
Obrázek 1.5: Smithův diagram znázorňující stabilní oblast pro činitel odrazu Γ_S	21
Obrázek 1.6: Smithův diagram znázorňující stabilní oblast pro činitel odrazu Γ_L	21
Obrázek 1.7: Kaskádní zapojení dvojbranů [5]	22
Obrázek 1.8: Linearita zesilovače	23
Obrázek 1.9: Helical filtr 5. řádu [7]	27
Obrázek 1.10: Filtr s povrchovou akustickou vlnou SAW	28
Obrázek 1.11: Způsoby vazby rezonančního obvodu [10].....	29
Obrázek 2.1: Základní stabilizace tranzistoru	32
Obrázek 2.2: Kompletní, absolutní stabilizace tranzistoru.....	33
Obrázek 2.3: Šumové přizpůsobení vstupu tranzistoru	34
Obrázek 2.4: Výkonové přizpůsobení výstupu tranzistoru.....	34
Obrázek 2.5: Zapojení přizpůsobeného zesilovacího stupně.	35
Obrázek 2.6: Frekvenční průběh šumového čísla	35
Obrázek 2.7: Vykreslení parametru S_{22} zesilovacího stupně	36
Obrázek 2.8: Obvod pro aktivní nastavení pracovního bodu [14]	37
Obrázek 2.9: Obvod pro napájení zesilovače po koaxiálním kabelu.....	39
Obrázek 2.10: Schéma zapojení vstupního filtru	40
Obrázek 2.11: Rozptylové parametry vstupního filtru	41
Obrázek 2.12: Schéma zapojení výstupního filtru	42
Obrázek 2.13: Rozptylové parametry výstupního filtru	43
Obrázek 2.14: Kaskádní zapojení použitých dvojbranů.....	43
Obrázek 2.15: Rozptylové parametry kompletního zesilovače	44
Obrázek 3.1: Měřicí rezonanční obvod	46
Obrázek 3.2: Způsob impedančního přizpůsobení první verze zesilovače.....	48

Obrázek 3.3: Činitel stability K upravené první verze zesilovače.....	48
Obrázek 3.4: Kružnice pro konstantní šumové číslo tranzistoru ATF 53189	50
Obrázek 3.5: Činitel K finální verze zesilovače, pro dva druhy výstupních paralelních odporů	51
Obrázek 3.6: Rozptylové parametry hotového vstupního filtru	52
Obrázek 3.7: Impedanční přizpůsobení výstupu hotového zesilovače.	53
Obrázek 3.8: Finální rozptylové parametry zesilovače	54
Obrázek 3.9: Závislost bodu P_{1dB} a P_{OIP3} na frekvenci a teplotě [12]	55
Obrázek 3.10: Závislost šumového čísla zesilovače na kmitočtu.....	56
Obrázek 3.11: Hotový zesilovač bez horního krytu a jeho připojení k anténě	57
Obrázek 3.12: Snímek z družice NOAA 19 zachycen 20. 5. 2014 o 13:50 pro oba vysílané kanály	58
Obrázek 3.13: Snímek z družice NOAA 18 zachycen 21. 5. 2014 o 16:28 pro oba vysílané kanály	58

Seznam tabulek

Tabulka 1.1: Základní parametry družic NOAA pro příjem APT signálů [2]	13
Tabulka 1.2: Spektrální pásma kanálů AVHRR/3 [3]	14
Tabulka 2.1: Typické hodnoty kritických parametrů tranzistoru ATF-53189 [12]	31
Tabulka 2.2: Parametry substrátu FR4	31
Tabulka 3.1: Naměřené hodnoty šumového čísla zesilovače v sérii s atenuátorem (přístrojem je korigován pouze zisk a ne jeho šumové číslo)	56

Úvod

Cílem této bakalářské práce je navrhnout nízkošumový zesilovač s pracovním, tedy středním kmitočtem 137,5 MHz. Vzhledem na celkové zapojení přijímacího řetězce, bude tento zesilovač sloužit jako předzesilovač pro přijímač APT signálů. Jeho hlavním úkolem bude dostatečně zesílit signál z polárně-orbitálních meteorologických družic NOAA s co nejmenším zvýšením šumového čísla. Z tohoto důvodu se LNA připojuje bezprostředně za anténu, protože koaxiální vedení vykazuje nemalý útlum. Z praktických důvodů je také nutné, zesilovač napájet koaxiálním vedením.

Vzhledem k tomu, že se tyto družice nacházejí ve velkých nadmořských výškách, je tento signál vlivem útlumu volným prostorem velmi oslaben, a i nepatrné zvýšení šumového čísla má za následek nezanedbatelné snížení citlivosti přijímače.

Kvůli přítomnosti pozemských signálů s vysokou amplitudou v blízkosti pracovního kmitočtu zesilovače, jako například FM rozhlasový přenos (od 88 MHz do 108 MHz) a radioamatérské pásmo, které začíná na 144 MHz, musíme věnovat velkou pozornost také selektivitě a vysoké odolnosti zesilovače vůči těmto silným signálům.

V první části práce je vysvětlena problematika meteorologických družic vysílajících analogový APT signál. Dále je také důkladně proveden teoretický rozbor vlastností a důležitých parametrů vysokofrekvenčních zesilovačů. Tato část práce se také věnuje rozboru filtračních obvodů, použitelných pro toto kmitočtové pásmo a následným výběrem nejvhodnějšího pro realizaci daného zesilovače.

Další část práce je věnovaná návrhu nejoptimálnějšího řešení nízkošumového předzesilovače za pomoci softwaru Ansoft Designer, výběru vhodného tranzistoru, jeho celkové obvodové struktury, vstupně-výstupních filtrů a pomocných obvodů.

Poslední část práce je zaměřena na konkrétní výrobu prototypu tohoto zesilovače, jeho oživení, měření důležitých parametrů a testování zesilovače při reálné příjmu APT signálů. Výsledky těchto měření jsou následně v práci analyzovány.

1 Teoretický podklad projektu

1.1 Analogový příjem meteorologických snímků

1.1.1 Družice NOAA

V současnosti americký Národní úřad pro oceán a atmosféru NOAA (z anglického *National Oceanic & Atmospheric Administration*) provozuje stejnojmennou síť polárních družic pro monitorování aktuálního stavu zemské atmosféry. Tyto družice vytvářejí snímky atmosféry pod místem, kterým právě prolétají. Snímky jsou následně vysílány v reálném čase na určitém kmitočtu systémem APT (z anglického *Automatic Picture Transmission*) na zem [1].

Dnes z hlediska příjmu APT signálů, jsou užitečné jenom tři družice NOAA 15, 18 a 19. U družice NOAA 16 došlo k poškození vysílače APT v krátké době po vynesení na oběžnou dráhu a družice NOAA 17 má nefunkční skenovací motor radiometru AVHRR, což je klíčová součást družice [2]. Přehled hlavních parametrů těchto družic lze vidět v tabulce 1.1.

Tabulka 1.1: Základní parametry družic NOAA pro příjem APT signálů [2]

Název družice	Datum vypuštění	Nosná frekvence APT [MHz]	Inklinační úhel [°]	Výška [Km]	Precesní poměr [min./měsíc]	Doba obletu [min.]
NOAA 15	13. 5. 1998	137,62	98,5	807	1,05	101,1
NOAA 18	20. 5. 2005	137,9125	98,74	854	3,52	102,12
NOAA 19	6. 2. 2009	137,1	98,7	870	0,77	102,14

Družice se nazývají polární proto, že při každém obletu velmi blízko míjejí severní nebo jižní pól zeměkoule a při jejich inklinacním úhlu blízkému 90° je rovina polární orbity skoro kolmá na rovinu rovníku. Vlastní rotace zeměkoule potom umožňuje družici snímat jinou část zemského povrchu s každou periodou. Jelikož je doba obletu každé družice přibližně rovna 100 minut je družice schopna obletět zeměkouli víc jak čtrnáctkrát za den. V praxi to znamená, že družice vytvoří dva kompletní snímky zemského povrchu denně. Protože družice NOAA jsou synchronní se sluncem, lze očekávat, že nad určitou zeměpisnou šířkou družice proletí vždy ve stejný místní čas, což je nesporná výhoda.

1.1.2 Radiometr AVHRR/3

Srdcem každé družice NOAA je skenující šestikanálový radiometr AVHRR/3 (z anglického *Advanced Very High Resolution Radiometer*), což lze volně přeložit jako Pokročilý radiometr s velmi vysokým rozlišením. Toto snímací zařízení funguje tak, že před jeho objektivem je umístěné tenké skenovací zrcadlo. Nepřetržitou rotací tohoto zrcadla o 360° je do objektivu radiometru odražen odraz zemského povrchu. Zrcadlo tedy zajišťuje skenování zemského povrchu od východu na západ (se šířkou asi 3000 km) a skenování od severu na jih, případně i naopak, je zabezpečeno pohybem družice po své dráze.

Radiometr obsahuje šestici snímačů, kde každý snímá jiné spektrální pásmo vyzářeného světla a má vlastní příslušný kanál. Pro přenos APT jsou dostupné v jeden čas vždy pouze dva tyto kanály. Rozložení těchto kanálů a jejich vlnových délek je zobrazeno v následující tabulce [1], [3].

Tabulka 1.2: Spektrální pásma kanálů AVHRR/3 [3]

Kanál	Vlnová délka [μm]	Typické použití
1	0,58 – 0,68	Denní mapování povrchu a oblačnosti.
2	0,725 – 1,00	Mapování hranice pevniny s vodou.
3A	1,58 – 1,64	Detekce sněhu a ledu.
3B	3,55 – 3,93	Noční mapování oblačnosti, měření povrchové teploty moří.
4	10,3 – 11,3	Noční mapování oblačnosti, měření povrchové teploty moří.
5	11,5 – 12,5	Měření povrchové teploty moří.

1.1.3 Systém APT

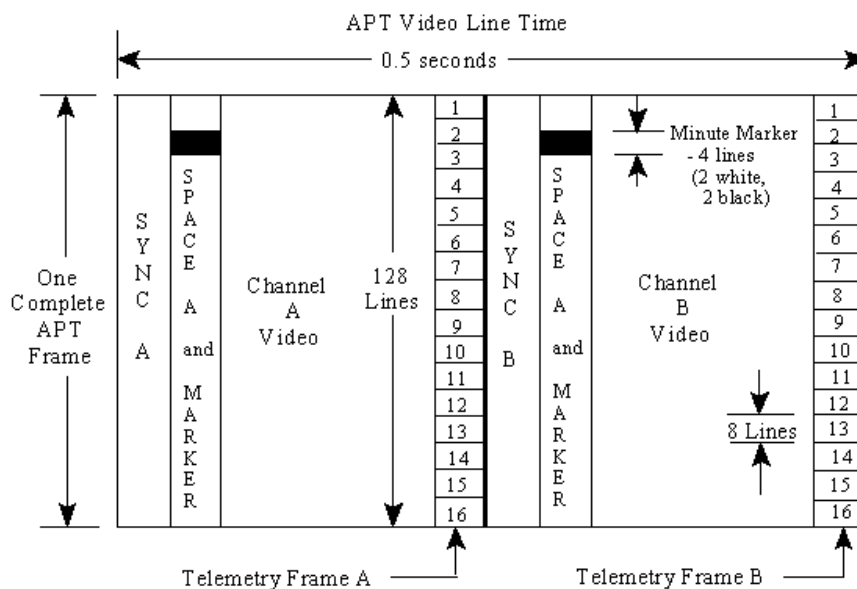
Je systém automatického přenosu obrazu (z anglického *Automatic Picture Transmission*), založen na redukováném datovém toku z přístroje AVHRR/3, který snímá zemský povrch s vysokým rozlišením. Původně 10 bitové datové slovo z výstupu radiometru je redukováno na 8 nejvýznamnějších bitů (MSB). Touto redukcí dojde k snížení snímacího rozlišení ze 1,1 x 1,1 km na 4 x 4 km.

Tento digitální signál je MIRP (*Spacecraft Manipulated Information Rate Processor*) procesorem převeden na analogový signál se šířkou pásma 2080 Hz. Následně je tento analogový signál amplitudově modulován na subnosnou frekvenci 2,4 kHz a širokopásmově filtrován na šířku pásma 4160 Hz. Hloubka amplitudové modulace zde představuje určitý stupeň odstínu šedé barvy a tak je vytvářen celkový obraz. Hloubka modulace zde nesmí překročit 87±5 % tedy 92 %. Toto maximum odpovídá bílé barvě na přijímaném snímku. Nyní je signál připraven na převod do VHF pásma, to je docíleno frekvenční modulací subnosné na hlavní nosnou frekvenci v pásmu okolo 137,5 MHz.

Signál je polarizován pravotočivě (RHCP) a výkon vysílaného signálu je 37dBm (5 W).

Pozemní řídicí stanice může zvolit libovolné dva ze šesti kanálů radiometru. Zde je jeden kanál využíván pro snímání ve viditelné části spektra během dne. Druhý kanál je využíván nepřetržitě ve dne i v noci pro snímání v infračerveném spektru. Jiný infračervený kanál potom může nahradit kanál s viditelným spektrem po západu slunce, kdy se stává kanál pro viditelné spektrum irelevantní. APT signál je vysílán k pozemním stanicím nepřetržitě v reálném čase, dokud je družice v dosahu antény.

Na obrázku 1.1 můžeme vidět, jak vypadá souhrnný rámeček signálu APT. Úplný snímek vznikne tedy multiplexováním dvou ze šesti dostupných kanálů následujícím způsobem. Video kanál A je tvořen z prvního oskenovaného řádku zvoleného spektrálního kanálu radiometru a video kanál B z druhého řádku druhého spektrálního kanálu. Třetí oskenovaný řádek je kompletně vypuštěn (tím dochází i k redukci dat) a celý proces se zopakuje. V tomto rámci je také obsažena důležitá identifikace kanálu. Celkově celý rámeček trvá 64 sekund a obsahuje 128 řádků, kde každý řádek obsahuje 2080 slov. Systém tedy dosahuje rychlosti 4160 slov za sekundu [1].



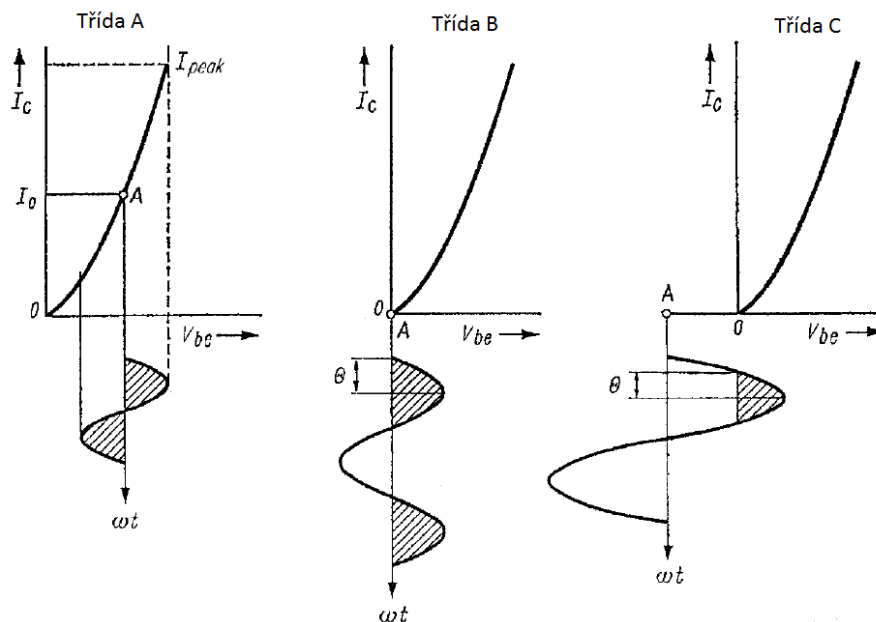
Obrázek 1.1: Rámeček obrazového signálu APT [1]

1.2 Rozbor základních parametrů nízkošumových zesilovačů

1.2.1 Pracovní třídy vysokofrekvenčních zesilovačů

V dnešní době je známo poměrně velké množství pracovních tříd zesilovačů jak pro NF, tak pro VF techniku. Pracovní třídy v podstatě opisují chování daného zesilovače v závislosti na poloze pracovního bodu. Základní pracovní třídy jsou A, B a C.

Převodní charakteristiky těchto pracovních tříd s umístěním pracovního bodu A jsou vidět na obrázku 1.2. Kde I_c je kolektorový nebo drain proud, I_0 klidový proud tranzistoru, U_{be} je napětí mezi bází a emitorem resp. mezi drain a source. Proměnná θ značí poloviční úhel otevření tranzistoru. Lze tedy říct, že pracovní třída zesilovače udává, jak moc je tranzistor v klidovém stavu otevřen, na čemž závisí klidový proud, který tímto tranzistorem protéká. Jako klidový stav tranzistoru rozumíme stav, při kterém nelze registrovat vstupní signál na vstupu tranzistoru. To znamená, že zesilovač není buzen.



Obrázek 1.2: Převodní charakteristiky základních pracovních tříd zesilovačů [4]

U zesilovače pracujícího ve třídě C je tranzistor otevřený jenom malou dobu trvání periody vstupního signálu. Úhel otevření je tedy daleko menší než 180° a tak vzniká velké zkreslení vstupního signálu. Protože tranzistorem teče záporný klidový proud je nutné předpětí na bázi resp. na gate. Zesilovače pracující v této třídě vyžadují vstupní signály s větší amplitudou, ale také dosahují nejvyšší účinnosti (až do 90 %) a tak jsou hojně využívány pro FM vysílače, kde je jejich zkreslení korigováno zapojením vhodného rezonančního obvodu do obvodu zátěže.

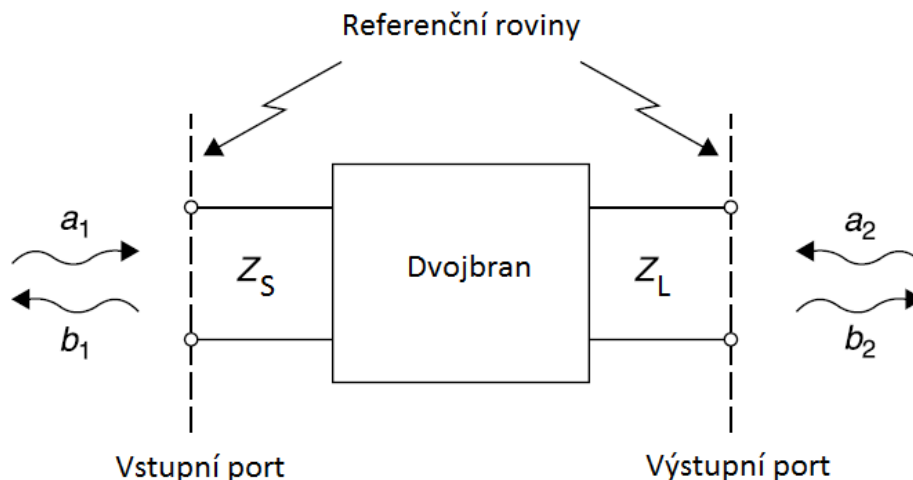
Ve třídě B je klidový proud nulový a tak je zesilovač velmi úsporný. Tranzistor zde ale zpracovává pouze jednu polovinu vstupního signálu. Z tohoto důvodu se využívá tzv. dvojitinné zapojení, kde při využití dvou tranzistorů každý zpracovává jednu polovinu periody vstupního signálu. Problémem ale je, že vzniká přechodové zkreslení při průchodu signálu nulou, tedy při změně polarity z + na - a naopak. Toto zkreslení se dá částečně kompenzovat zkombinováním třídy A s B. V praxi to znamená, že do tranzistoru je zaveden malý klidový proud, ale konstrukčně zesilovač zůstává stejný, jako v třídě B. Tím se dosáhne menší hodnota zkreslení za cenu snížení účinnosti zesilovače.

Z hlediska nízkošumového zesilovače je nejdůležitější pracovní třída A. Zesilovač je zde zapojen jednočinně a tranzistor zpracovává celý vstupní signál. Tím se celé zapojení zjednodušuje. V této třídě pracují všechny nízkošumové zesilovače. Pracovní bod je zde umístěn přesně do středu lineární části převodní charakteristiky. Tím se docílí toho, že tranzistor je otevřen po celou dobu průchodu vstupního signálu a teče ním velký klidový proud nepřetržitě. Tak je dosaženo nejnižšího možného zkreslení signálu, což je hlavní podmínka pro nízkošumový zesilovač. Rovněž by slabé signály, které LNA zesilují nedokázaly zesilovač v jiné třídě vybudit. Kvůli nutnosti velkého klidového proudu je ale také dosaženo nejnižší účinnosti.

1.2.2 S-parametry tranzistoru

Na nízkých frekvencích můžou být jednotlivé obvodové systémy řešeny, jako soustava pasivních, či aktivních prvků se samostatnými proudy a napětími. K tomu slouží parametry Z a Y, známé jako impedanční a admitanční. Tyto parametry jsou však velmi nepraktické pro vysokofrekvenční a mikrovlnné obvody z důvodu potřeby ideálního ukončení nakrátko (*short*) nebo naprázdno (*open*), čehož je velice obtížné dosáhnout. Navíc je u vysokých frekvencí nepraktické přímo měřit napětí nebo proudy.

Pro charakterizování chování obvodu pracujícího na vysokých frekvencích se používají S-parametry, nazývané také rozptylové parametry (z anglického *Scattering parameters*). Tyto parametry vycházejí z popisu dopadajících a odražených vln na portech obecného n-branu.



Obrázek 1.3: Popis dopadajících a odražených vln na dvojbran [5]

Na obrázku 1.3 je možné vidět popis dopadajících vln a_i a vln odražených b_i na portech dvojbranu. Velikost těchto vln lze vyjádřit jako [5]:

$$a_i = \frac{U_{iD}}{\sqrt{Z_{0i}}} = I_{iD} \sqrt{Z_{0i}}, \quad (1.1)$$

$$b_i = \frac{U_{iO}}{\sqrt{Z_{0i}}} = I_{iO} \sqrt{Z_{0i}}, \quad (1.2)$$

kde indexy i značí index brány, D vlnu dopadající, O vlnu odraženou. Hodnota Z_0 je charakteristická impedance signálového vedení.

Jestliže je obvodový systém považován za lineární, může být popsán rovnicemi popisujícími chování odražené vlny určité brány v závislosti na dopadající vlně všech ostatních bran. Konstanty, které charakterizují systém za platnosti těchto podmínek, se nazývají S-parametry. Pro lineární dvojbran tedy platí [5]:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad (1.3)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \quad (1.4)$$

Rovnice je možné zapsat také v maticovém tvaru jako [5]:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}. \quad (1.5)$$

Každý z S parametrů má svůj vlastní fyzikální význam.

Parametr S_{11} je možné opsat jako koeficient činitele odrazu na vstupní bráně dvojbranu za podmínky, že je na zátěži perfektní přizpůsobení. Impedance zátěže tedy bude rovna charakteristické impedanci obecně 50Ω ($Z_L = Z_0$) [6].

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}. \quad (1.6)$$

Parametrem S_{12} je charakterizován zpětný přenos dvojbranu z výstupu na vstup za podmínky, že je perfektně přizpůsobena vstupní (signálová) impedance ($Z_S = Z_0$) [6]. Tento parametr se v práci pro přehlednost v grafech nevykresluje, protože nezobrazuje pro nás důležitou informaci.

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}. \quad (1.7)$$

Přenosový koeficient, označovaný také jako zesílení S_{21} (nebo útlum jestli $|S_{21}| < 1$) je charakterizován pro přizpůsobenou zátěž ($Z_L = Z_0$) [6].

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}. \quad (1.8)$$

Posledním rozptylovým parametrem S_{22} je výstupní koeficient činitele odrazu za podmínky perfektně přizpůsobeného vstupu [6].

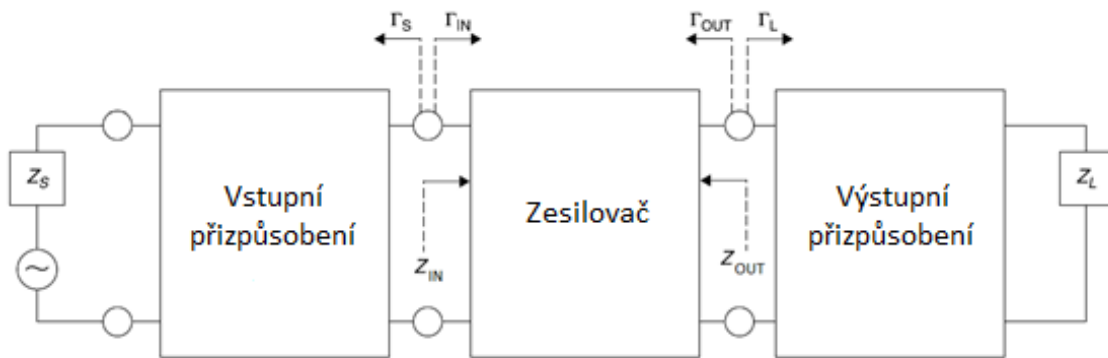
$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}. \quad (1.9)$$

Význam indexů m, n S_{mn} lze vysvětlit tak, že index m udává bránu, na které sledujeme odezvu signálu přivedeného na n bránu. Platí-li podmínka, že $m=n$ tak je sledován signál na totožné bráně.

1.2.3 Stabilita zesilovače

Jedním z nejkritičtějších parametrů zesilovačů je stabilita, jinak řečeno odolnost vůči oscilaci. Jestli je zesilovač nestabilní, vznikají v něm při připojení určité hodnoty (resp. změny) vstupní či výstupní impedance nežádoucí a netlumené oscilace. Lze tedy říct, že nestabilní zesilovač se stává oscilátorem a to může vést k jeho zničení.

Při zjednodušeném unilaterálním modelu tranzistoru se předpokládá, že hodnota zpětného přenosu S_{12} je nulová. To znamená, že vstupní signál putuje ze vstupního portu jenom na výstup a ne naopak. Toto ale reálně není možné a parametr $S_{12} \neq 0$, takže hodnota impedance na zátěži vždy ovlivní vstupní impedanci a naopak. Parametr S_{12} tedy určuje zpětnou vazbu o tom, kolik energie z výstupu tranzistoru je přeneseno zpátky na jeho vstup. Tato vlna se pak sečte s vlnou už na vstupu odraženou, která je charakterizována parametrem S_{11} . V praxi to znamená, že vznikne efektivní činitel vstupního odrazu (značení jako Γ_{IN}), jehož hodnota bude vyšší než jedna ($|\Gamma_{IN}| > 1$). Signál odražený od vstupu tedy bude mít větší amplitudu než přímý signál putující na vstup, což má za následek vznik oscilací na vstupu tranzistoru. Toto platí analogicky také pro výstup zesilovače.



Obrázek 1.4: Znázornění činitelů odrazu u zesilovače

Ze zapojení na obrázku 1.4 je možné definovat jednotlivé činitele odrazů následujícími rovnicemi.

Pro činitel odrazu na vstupu tranzistoru Γ_{IN} platí vztah [5]:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}, \quad (1.10)$$

z tohoto vztahu lze usoudit, že existují určité hodnoty činitele odrazu na vstupu výstupního přizpůsobovacího obvodu (resp. impedance zátěže) označovaného jako Γ_L , které mohou způsobit oscilace. To znamená, že bude splněna podmínka $|\Gamma_{IN}| > 1$.

Analogicky pro činitel odrazu na výstupu tranzistoru Γ_{OUT} platí vztah [5]:

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}, \quad (1.11)$$

kde Γ_S označuje hodnotu činitele odrazu na výstupu vstupního přizpůsobovacího obvodu (resp. impedance zdroje). Takže pro určité hodnoty Γ_S bude splněna podmínka oscilace $|\Gamma_{OUT}| > 1$.

Celková stabilita zesilovače (tranzistoru) bude potom záviset od těchto činitelů odrazu. Když se vezme do úvahy, že rozptylové parametry tranzistoru jsou frekvenčně závislé (stejně tak jako impedance Z) budou frekvenčně závislé také činitele odrazu. To znamená, že tranzistor může být nestabilní jenom v určitých oblastech (pro určité hodnoty vstupní a výstupní impedance Z_{IN} , Z_{OUT}). Protože parametr S_{12} je přímo úměrný zisku tranzistoru S_{21} má tranzistor větší tendenci být nestabilní na nižších kmitočtech, kde je zisk tranzistoru větší. Korekcí tohoto zisku lze tranzistor stabilizovat.

Díky frekvenční závislosti činitelů odrazů (jestli jsou na vstupu a výstupu tranzistoru zapojeny jenom pasivní zátěže) jsou definovány dva stavy stability zesilovače a to:

1. Absolutně stabilní stav, kdy je splněna podmínka stability, že $|\Gamma_{IN}| < 1 \cap |\Gamma_{OUT}| < 1$ pro všechny možné kombinace pasivních ($|\Gamma_S| < 1 \cap |\Gamma_L| < 1$) impedancí Z_{IN} a Z_{OUT} .
2. Potenciálně stabilní stav, kdy je splněno, že $|\Gamma_{IN}| < 1 \cap |\Gamma_{OUT}| < 1$ jenom pro některé pasivní impedance Z_{IN} a Z_{OUT} (při ($|\Gamma_S| < 1 \cap |\Gamma_L| < 1$)).

1.2.4 Rolletův činitel stability (K-faktor)

Slouží k zjištění podmínek stability tranzistoru přímo z jeho s-parametrů. Označuje se jako faktor stability K , pro který platí [5]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}, \quad (1.12)$$

kde Δ je determinant matice rozptylových parametrů definován jako [5]:

$$|\Delta|^2 = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2. \quad (1.13)$$

Tranzistor je tedy absolutně stabilní platí-li [5]:

$$K > 1 \cap |\Delta|^2 < 1, \quad (1.14)$$

nebo také jestli platí [5]:

$$K > 1 \cap B_1 > 0, \quad (1.15)$$

kde činitel B_1 je definován vztahem [5]:

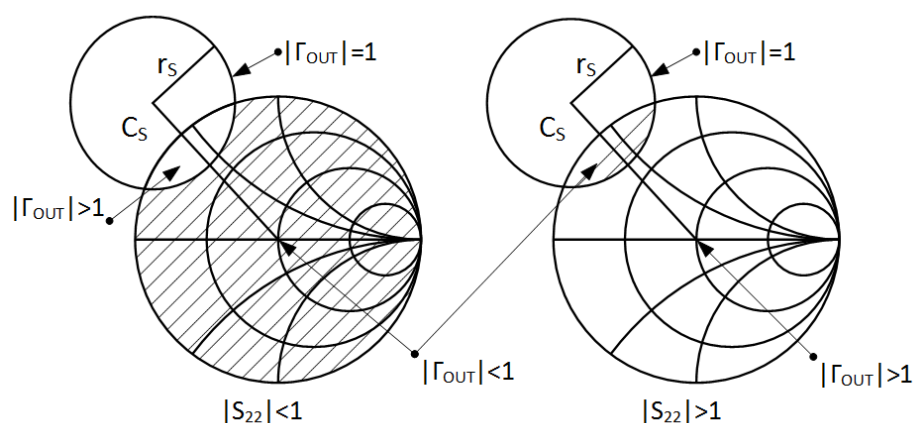
$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0. \quad (1.16)$$

1.2.5 Kružnice stability

Pro grafické řešení stability tranzistoru pomocí Smithova diagramu se používají kružnice, které vymezují hranici mezi stabilním a nestabilním regionem diagramu.

Kružnice stability pro vstup zobrazuje činitel odrazu Γ_S , pro který platí podmínka $|\Gamma_{OUT}| = 1$ (mez stability tranzistoru). Pokud na vstup tranzistoru bude připojena impedance z nestabilního regionu, dojde k destabilizaci výstupu a tranzistor začne oscilovat. Na obrázku 1.5 můžeme vidět stabilní oblast (šrafovaná) činitele odrazu Γ_S .

Pokud je hodnota $|S_{22}| < 1$ tak střed Smithova diagramu leží ve stabilní oblasti pro Γ_S a naopak.



Obrázek 1.5: Smithův diagram znázorňující stabilní oblast pro činitel odrazu Γ_S

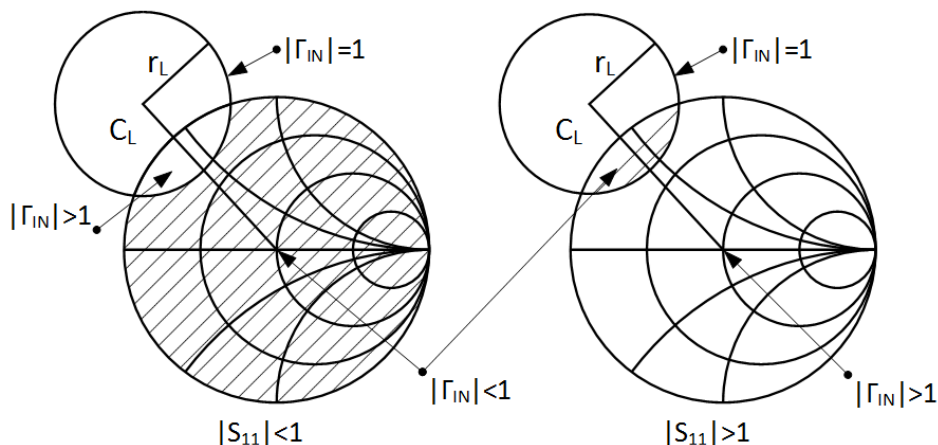
Kružnice stability se popisuje středem C_S jako [5]:

$$C_S = \frac{S_{11}^* - \Delta^* S_{22}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (1.17)$$

a jejím poloměrem r_S definovaný jako [5]:

$$r_S = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (1.18)$$

Kružnice stability pro výstup zobrazuje činitel odrazu Γ_L , pro který platí podmínka $|\Gamma_{IN}|=1$ (mez stability tranzistoru). Analogicky platí jako v předcházejícím případě, že pokud na výstup tranzistoru bude připojena impedance z nestabilního regionu, začne tranzistor oscilovat.



Obrázek 1.6: Smithův diagram znázorňující stabilní oblast pro činitel odrazu Γ_L

Kružnice je definována analogicky jako [5]:

$$C_L = \frac{S_{22}^* - \Delta^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (1.19)$$

$$r_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (1.20)$$

1.2.6 Šumové vlastnosti obvodu

Jako šum je chápána nežádoucí náhodná změna (zkreslení) výstupního signálu od vstupního vlivem náhodných fyzikálních jevů, které mají svůj původ uvnitř nebo vně obvodu.

Obecně šum u lineárních dvojbranů vzniká kvůli jeho nemožnosti stejně zesílit nebo zeslabit všechny spektrální složky signálu. Tento druh zkreslení lze efektivně potlačit vhodným návrhem selektivního obvodu. Avšak šum generovaný vevnitř dvojbranu bude neustále zkreslovat signál. U pasivních lineárních obvodů je tento šum roven jeho útlumu (zápornému zisku) vlivem termodynamických vlastností součástek. U aktivních dvojbranů s určitým zesílením se musí brát v úvahu množství šumu, které se přičte k přenášenému signálu. Toto množství je často vyjádřeno výkonovým poměrem výstupního signálu k výstupnímu šumu. Tento poměr se označuje jako S/N (z anglického *signal to noise ratio*) nebo také $(S+N)/N$ u velkých signálů [4].

Pro určení množství šumu u aktivního lineárního dvojbranu lze zavést pojem šumový faktor F , který je stanoven jako [5]:

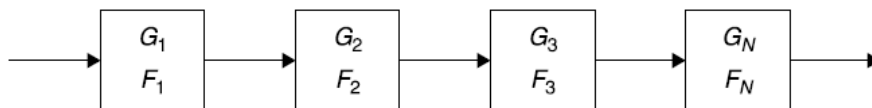
$$F = \frac{P_{NO}}{P_{NI}G}, \quad (1.21)$$

kde P_{NO} je výkon šumu na výstupu dvojbranu, P_{NI} výkon šumu na vstupu a G je zisk. Ideální šumový faktor dvojbranu je $F=1$, kdy nevzniká žádný vlastní šum.

Logaritickým vyjádřením šumového faktoru je veličina zvaná šumové číslo NF (z anglického *Noise Figure*) [5].

$$NF = 10 \log_{10} F \text{ [dB]}. \quad (1.22)$$

Celkový obvodový systém jako zesilovač se skládá z kaskádního zapojení vícerých dvojbranů, aktivních i pasivních (tranzistor, filtry apod.), kde každý jednotlivý prvek této kaskády má svůj zisk G (resp. útlum $L=1/G$) a svoje šumové číslo F .



Obrázek 1.7: Kaskádní zapojení dvojbranů [5]

Ze vztahu (1.21) je očividné, že šumový faktor je nepřímo závislý na zisku dvojbranu. Z toho vyplývá, že nežádoucí šumové číslo dvojbranu zapojeného v kaskádě je sníženo, pokud byl putující signál zesílen v předcházejícím dvojbranu kaskády. Toto vyjádření pro celkový šumový faktor kaskády $F_{celk.}$ lze zapsat matematicky jako Friisův vztah [5]:

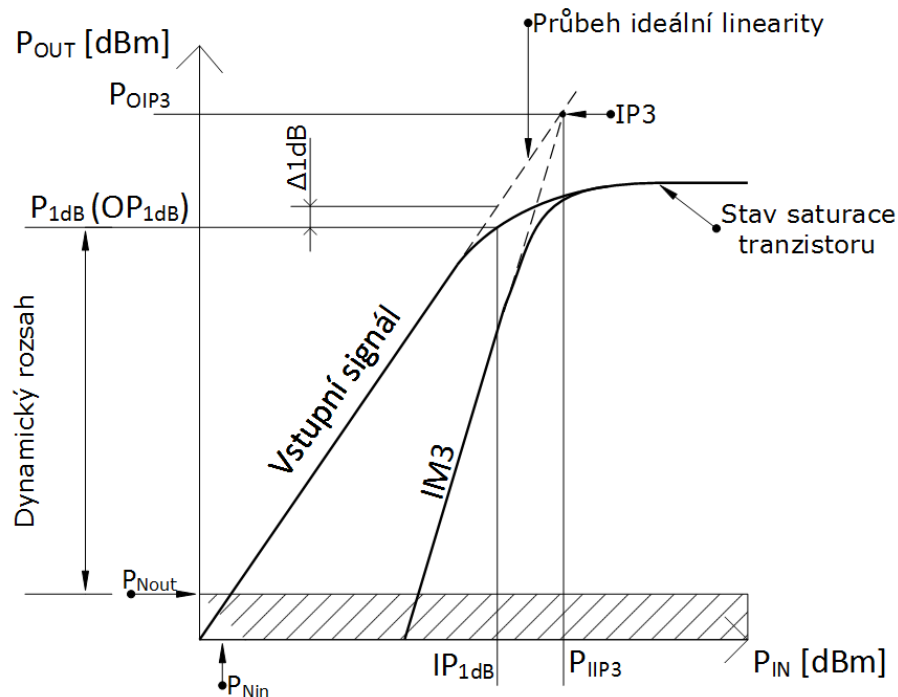
$$F_{celk.} = F_1 + \frac{F_2-1}{G_1} + \frac{F_3-1}{G_1G_2} + \dots + \frac{F_N-1}{G_1G_2\dots G_{N-1}}, \quad (1.23)$$

kde F_1 je šumový faktor (nelze dosadit šumové číslo NF) prvního členu kaskády a G_1 je jeho zisk. Pro nejnižší možné šumové číslo celého systému je tedy potřebné na jeho začátek zapojit prvek s největším zesílením a nejmenším šumovým číslem. Právě proto se anténní předzesilovač připojuje bezprostředně za anténu a potom je vysoký šum koaxiálního vedení zanedbatelný.

1.2.7 Linearita zesilovače

Zvyšuje-li se výkonová úroveň vstupního signálu u ideálního lineárního zesilovače, tak úroveň signálu na jeho výstupu také roste lineárně v závislosti na zisku bez omezení. U reálného zesilovače toto ale není možné dosáhnout, protože při určité hodnotě vstupního výkonu přestane výstupní výkon růst. Od tohoto okamžiku se tranzistor dostává do saturace (zahlcení) a dále roste už jenom nežádoucí amplitudové zkreslení, až dojde k celkové blokaci žádaného signálu.

Jako hranice linearity zesilovače je stanoven bod jednodecibelové komprese P_{1dB} . Tento bod lze vyjádřit jako bod, ve kterém došlo k poklesu výstupního signálu o 1dB od hodnoty ideálně lineárního přenosu (znázorněno na obr. 1.8).



Obrázek 1.8: Linearita zesilovače

Je-li znám bod P_{1dB} a úroveň výkonu šumu na výstupu P_{Nout} , může se jako jejich rozdíl stanovit další důležitý parametr zesilovače a to dynamický rozsah. Pod dynamickým rozsahem se rozumí rozsah, v jehož rámci zesilovač zesiluje lineárně.

Linearita zesilovače je obzvláště důležitá, pokud má požadovaný vstupní signál velmi malou amplitudu a v blízkosti jeho kmitočtového pásma se nachází nežádoucí signály s mnohonásobně větší amplitudou. Vlivem nelinearity zesilovače tak vznikají signály vyšších harmonických složek tzv. intermodulační produkty. Tyto nežádoucí signály mají vyšší strmost, tedy jejich výkon roste rychleji než výkon užitečného signálu (vid' obr. 1.8).

Odolnost zesilovače vůči těmto silným signálům charakterizuje bod zahrazení zesilovače IP3 (z anglického *3rd Order Intercept Point*). Tento bod je stanoven jako průsečík užitečného vstupního signálu a intermodulačního produktu 3. řádu při ideálně lineárním průběhu (saturace není brána v úvahu). Jeho souřadnice jsou P_{OIP3} a P_{IIP3} . V praxi je žádoucí, aby zejména úroveň P_{IIP3} byla co nejvyšší.

1.3 Metody návrhu vysokofrekvenčních zesilovačů

1.3.1 Definice zisků zesilovače

Než se začnou popisovat jednotlivé metody návrhu zesilovače, je nutné nejprve popsat tři základní definice zisků u vysokofrekvenčních zesilovačů.

Energetický zisk G_T (*transducer gain*) je definován jako poměr výkonu přivedeného na zátěž P_L k výkonu dostupnému ve zdroji signálu P_{AVS} , který lze zapsat [5]:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}, \quad (1.24)$$

nebo také jako

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2}. \quad (1.25)$$

Operační neboli výkonový zisk G_P je stanoven jako poměr výkonu přivedeného na zátěž P_L k celkovému výkonu dodávaného do obvodového systému P_{IN} [5]:

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{1}{1-|\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (1.26)$$

Posledním ziskem je dostupný zisk G_A (*available gain*) charakterizován poměrem celkového výkonu, který je dostupný v obvodu P_{AVN} a výkonu dostupnému ve zdroji signálu P_{AVS} [5].

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (1.27)$$

1.3.2 Metoda současného přizpůsobení

U absolutně stabilního (resp. stabilizovaného) tranzistoru, je možné najít takovou kombinaci impedancí Z_S a Z_L , při které bude vstupní a výstupní port zesilovače současně dokonale výkonově přizpůsoben ke zdroji a zátěži. Toto výkonové přizpůsobení nastává, je-li hodnota činitele odrazu na zdroji signálu Γ_{SM} rovna [5]:

$$\Gamma_{SM} = C_1^* \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right], \quad (1.28)$$

kde konstanty určené z rozptylových parametrů jsou $C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$, B_1 (viz vztah 1.16). Aby došlo k současnému výkonovému přizpůsobení musí pro odraz na zátěži Γ_{LM} platit obdobný vztah [5]:

$$\Gamma_{LM} = C_2^* \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right], \quad (1.29)$$

kde analogicky $C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$, $B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$. Pro $|\Delta|^2$ viz vztah 1.13.

Jsou-li výše uvedené podmínky pro Γ_{SM} a Γ_{LM} splněny tak dochází k maximálnímu přenosu energie mezi zdrojem a zátěží. Tranzistor tedy dosahuje maximálního možného energetického zisku označovaného jako G_{Tmax} , který lze popsat vztahem [5]:

$$G_{Tmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} [K - \sqrt{K^2 - 1}], \quad (1.30)$$

Z vztahu 1.30 je zřejmé, že tento zisk bude vůbec nejvyšší, pokud bude faktor $K=1$. V tomto případě bude tranzistor na mezi stability dle Rolletova činitele. Vztah 1.30 se tedy zjednoduší a vznikne tak nová veličina maximální stabilní zisk MSG (z anglického *Maximum stable gain*) jako [5]:

$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}. \quad (1.31)$$

1.3.3 Metoda výkonového zisku

Tato metoda je vhodná při použití přizpůsobené impedanci zdroje k volitelné impedanci zátěže. Protože touto metodou nelze dosáhnout maximálního možného zisku, ale zisk bude nižší, bude existovat více než jedna jediná kombinace Z_s a Z_L . Počet souhlasných řešení je tedy nepřímo úměrný zisku G_p . Z tohoto poznatku plyne výhoda, že metodu lze aplikovat i na potenciálně nestabilní zesilovače. V tomto případě se ale musí dávat velký pozor na to, aby impedance Z_s a Z_L neležely mimo stabilní oblast.

Princip metody spočívá ve vykreslení kružnic kde je hodnota G_p konstantní. Tato kružnice potom odpovídá množině Γ_L pro danou hodnotu zisku, ke které se hledá odpovídající hodnota Γ_S . Tato kružnice je popsána její rovnicí jako [5]:

$$|\Gamma_L - C_p| = r_p, \quad (1.32)$$

kde střed kružnice je [5]:

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}, \quad (1.33)$$

s poloměrem [5]:

$$r_p = \frac{[1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2]^{1/2}}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|}. \quad (1.34)$$

Konstanta g_p je odvozena z výkonového zisku jako [5]:

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2}. \quad (1.35)$$

Jakmile je vhodně přizpůsobená hodnota vstupní impedance k výstupní impedanci, pro zvolený výkonový zisk nastane jeho rovnost se ziskem energetickým $G_p = G_T$. Dojde tedy k výkonovému přizpůsobení. Tento zisk dosáhne maxima, bude-li činitel odrazu Γ_S roven komplexně sdružené hodnotě činitele odrazu Γ_{IN} (resp. $Z_s = Z_{IN}^*$).

1.3.4 Metoda dostupného zisku

Metoda založená na dostupném zisku je opakem předcházející metody. Je tedy zvolena vstupní impedance (resp. Γ_S) pro kružnici konstantního dostupného zisku G_A , na kterém tato impedance leží. K této impedanci se potom hledá výstupní impedance (resp. Γ_L), aby byla splněna podmínka $Z_L = Z_{OUT}^*$. Při vhodně přizpůsobeném výstupu tedy nastane rovnost $G_A = G_T$ a dojde k maximálnímu přenosu energie.

Pro parametry kružnice konstantního dostupného zisku budou analogicky platit vztahy jako pro kružnici konstantního G_p , které byly převzaté z [5]:

$$|\Gamma_S - C_A| = r_A, \quad (1.36)$$

kde střed kružnice je:

$$C_A = \frac{g_A C_1^*}{1 + g_A (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}, \quad (1.37)$$

s poloměrem:

$$r_A = \frac{[1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_A + |S_{12} S_{21}|^2 g_A^2]^{1/2}}{|1 + g_A (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|}. \quad (1.38)$$

Konstanta g_A je odvozena z dostupného zisku jako:

$$g_A = \frac{G_A}{|S_{21}|^2}. \quad (1.39)$$

Tato metoda se často používá právě k návrhu nízkošumového zesilovače. Kde se volí vstupní impedance (nejvhodnější činitel odrazu Γ_S), pro kterou zesilovač vykazuje minimální šumový faktor F_{MIN} . Tímto bodem na Smithově diagramu prochází kružnice konstantního dostupného zisku G_A . Mapováním tohoto zisku do roviny zátěže se pak hledá taková hodnota impedance, aby platila podmínka $Z_L = Z_{OUT}^*$ resp. $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$. Tím dojde k šumovému přizpůsobení na vstupu tranzistoru a výkonovému přizpůsobení na jeho výstupu.

1.3.5 Metoda unilaterálního tranzistoru

Tato metoda návrhu pro absolutně stabilní tranzistory je založená na podmínce, že zpětný přenos tranzistoru je $S_{12} = 0$.

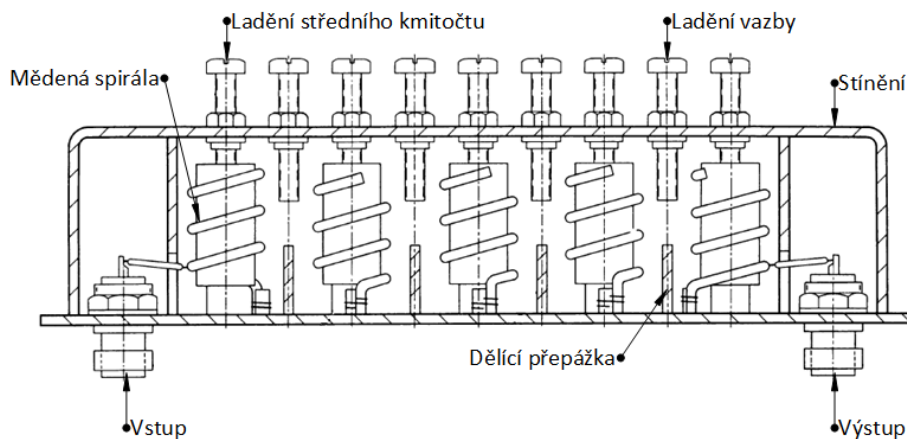
Metoda ignoruje zpětné zesílení tranzistoru a předpokládá, že hodnota impedance na zátěži neovlivňuje impedanci vstupního portu a naopak. Toto je ale prakticky nemožné a metoda přináší jenom přibližné výsledky. Její výhodou je jednoduchost. Jelikož je tato metoda nepřesná má pro návrh nízkošumového zesilovače jen nepatrný význam a nebude v práci rozebrána.

1.4 Vysokofrekvenční filtry

Následující kapitola se bude zabírat využitím selektivních obvodů typu pásmová propust, při návrhu nížkošumového zesilovače. Mikropáskové a planární filtry jsou zde zcela vynechány vzhledem k jejich nepraktické velikosti u kmitočtového pásma 137,5 MHz. V rámci vysokofrekvenční techniky je tento kmitočet relativně nízký a vlnová délka poměrně velká pro jejich praktické využití a realizovatelnost.

1.4.1 Helical filtry

Filtry typu helical, používající se pro pásmo VHF, jsou charakteristické velmi vysokou hodnotou činitele jakosti Q , která se pohybuje řádově v tisících. Z tohoto důvodu se vyznačují mnohem lepší selektivitou a daleko menším útlumem než kterékoliv jiné filtry stejného řádu.



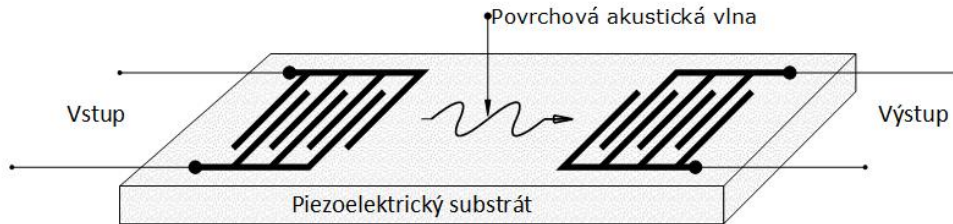
Obrázek 1.9: Helical filtr 5. řádu [7]

Konstrukčně je tento filtr (znázorněn na obrázku 1.9) řešen jako vodič ve tvaru spirály (šroubovice), který je uzavřený uvnitř stínícího krytu o vysoké vodivosti. Jeden konec tohoto vodiče je potom připojen přímo na tento stínící kryt a druhý konec je volně otevřený. Počet těchto šroubovic potom určuje řád filtru, kde se na první a poslední připojuje vstup a výstup. Kvůli laditelnosti filtru se do štítu umísťují šrouby, kterými se mění indukčnost šroubovice (pro ladění středního kmitočtu) nebo vzájemná indukční vazba změnou velikosti dělicí přepážky. Přesný postup návrhu je popsán v [7].

Ačkoli se s tímto filtrem dosahují velice dobré výsledky, má také své nevýhody. Jako například složitá konstrukce, citlivost na přesné rozměry, citlivé ladění nebo vysoká mechanická nestálost. Protože je jeden konec šroubovice volně otevřen, může sebemenší otřes nebo náraz uvrhnout šroubovici do nechtěné mechanické oscilace (zejména u tenkého drátu), která změní její indukčnost a tím filtr úplně rozladí. Z těchto důvodů se na tento druh filtru u tohoto řešení nížkošumového zesilovače nelze spolehnout.

1.4.2 SAW filtry

Filtry s povrchovou akustickou vlnou (z anglického *Surface acoustic wave*) fungují na principu šíření mechanické, tedy akustické vlny po povrchu piezoelektrického substrátu. Elektrický signál je zde přiveden na elektromechanický měnič tvořen hřebenovými elektrodami, které signál převedou na mechanickou vlnu s rychlostí šíření blízkou rychlosti akustické vlny ve volném prostoru, která je na výstupu přeměněna zpět na elektrický signál. Geometrické vlastnosti elektrod určují propustné pásmo filtru [8].



Obrázek 1.10: Filtr s povrchovou akustickou vlnou SAW

SAW filtry se uplatňují v kmitočtovém pásmu od 20 MHz do 2 GHz. A přímo pro střední kmitočet 137,5MHz se vyrábí filtr pod označením SF2059B-1 [9]. Ale vzhledem k jeho špatné dostupnosti nebude při návrhu použit.

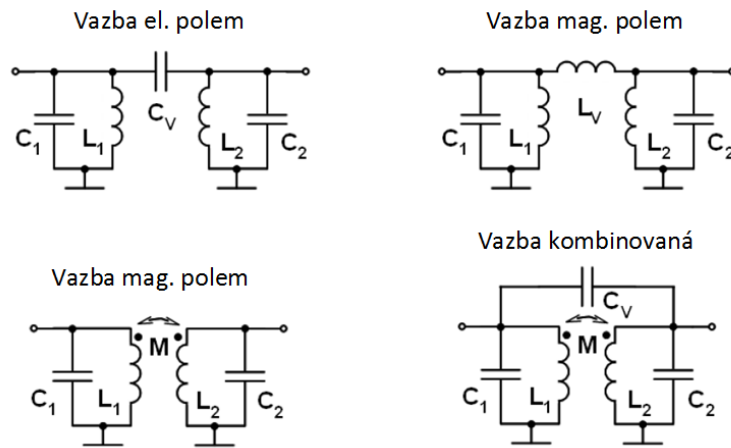
1.4.3 Filtry z vázaných rezonátorů

Filtry z vázaných rezonátorů spadají do skupiny filtrů tvořených z klasických součástek se soustředěnými parametry. To znamená, že geometrická velikost těchto součástek je mnohonásobně menší než délka vlny zpracovávaného signálu.

Tyto filtry jsou tvořeny kombinací dvou a více rezonančních obvodů, které se spolu navzájem ovlivňují. Vzájemný vliv rezonančních obvodů se nazývá vazbou. Řád takového selektivního dvojbranu je udán počtem rezonančních obvodů v něm obsažených.

Vazby mezi rezonančními obvody se rozdělují do tří druhů a to:

- Vazba elektrickým polem**, které je dosaženo při zapojení vazebního kondenzátoru C_V mezi rezonanční obvody.
- Vazba magnetickým polem**, za pomoci vazební cívky L_V mezi rezonanční obvody, nebo vzájemnou indukčností cívek tvořících rezonanční obvod.
- Vazba kombinovaná**, způsobena sloučením výše uvedených vazeb. Zde existuje více jednotlivých kombinací.



Obrázek 1.11: Způsoby vazby rezonančních obvodu [10]

Velikost této vazby je popsána činitelem vazby m jako [8]:

$$m = \frac{|X_V|}{\sqrt{X_1^V X_2^V}}, \quad 0 \leq m \leq 1, \quad (1.40)$$

kde X_V je vazební reaktance a X_1^V s X_2^V označují reaktance stejného charakteru primárního a sekundárního obvodu.

Pokud je hodnota činitele vazby malá (blízká nule), tak se vazba označuje jako volná a rezonanční obvody se ovlivňují nepatrně. Opačný extrém nastává v případě vazby těsné, kde se reaktance rezonančních obvodů ovlivňují natolik, že se rezonanční křivka obvodu dělí a vznikají tak dva vrcholy i když jsou obvody nastaveny na stejný rezonanční kmitočet. U vazby elektrickým polem druhý vrchol této křivky vzniká u nižší frekvence, než je rezonanční frekvence obvodu f_0 , přesně naopak je to u vazby polem magnetickým. Hranice mezi volnou a těsnou vazbou je vazba kritická, kdy je vrchol rezonanční křivky dostatečně plochý a druhý vrchol ještě nevytváří tzv. sedlo, které je nežádoucí a vzniká uprostřed rezonanční charakteristiky.

Vhodným nastavením rezonančního kmitočtu f_0 dle Thomsonova vztahu

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]}, \quad (1.41)$$

spolu s vhodně nastavenou vazbou lze získat pásmovou propust, která má hlavní výhody v univerzálnosti, jednoduchosti a rozumné citlivosti na hodnoty součástek. Celková kvalita obvodu pak závisí na činiteli jakosti Q prvků v něm obsažených. Hlavní nevýhodou těchto selektivních obvodů je, že jejich návrh je omezen hodnotami součástek podle výrobních řad.

2 Vlastní návrh zesilovače

Návrh zesilovače byl uskutečněn v programu Ansoft Designer, který je užitečným nástrojem pro tvorbu vysokofrekvenčních aplikací. Pro dosažení co největší přesnosti byly jednotlivé simulace prováděny s rozptylovými parametry přímo od výrobce pro danou součástku.

2.1 Návrh zesilovacího stupně

2.1.1 Výběr tranzistoru a jeho pracovního bodu

Zvolení vhodného tranzistoru a jeho pracovního bodu je nejdůležitějším krokem při návrhu každého zesilovače. Konkrétně pro nízkošumové zesilovače je důležité, aby tranzistor vykazoval co nejnižší vlastní šumové číslo, vysokou odolnost (linearitu) a dostatečný zisk. Všechny tyto kritické parametry jsou podrobně teoreticky rozebrány v kapitole 1.2.

V současnosti nejlepší vlastnosti pro nízkošumové aplikace poskytují tranzistory technologie E-pHEMT (z anglického *Enhancement mode pseudomorphic high electron mobility transistor*), které spadají do skupiny tranzistorů FET. Takovéto tranzistory lze jednoduše napájet nesymetrickým zdrojem napětí a nepotřebují tedy k otevření žádné záporné předpětí na bázi (gate). To znamená, že při nulovém napájecím napětí teče tranzistorem nulový proud. Tato skutečnost výrazně zjednodušuje návrh a není nutno se obávat saturačního proudu (který by mohl tranzistor přerazit, zničit), který teče při odpojeném napájení u tranzistoru pHEMT. Více informací o technologii E-pHEMT lze nalézt v [11].

Pro navrhovaný zesilovač byl zvolen vysoce lineární tranzistor od firmy Avago pod modelovým označením ATF-53189 v pouzdře pro povrchovou montáž SOT89, které díky velké elektrodě source dobře odvádí teplo. Tento tranzistor se používá v kmitočtovém pásmu od 50 MHz až do 6 GHz a byl zvolen jako nejlepší kompromis mezi ziskem, šumem a bodem zahrazení.

Při výběru pracovního bodu byl kladen největší důraz právě na bod zahrazení, kvůli přítomnosti silných pozemských signálů blízko pracovního kmitočtu 137,5 MHz. Jak už bylo výše popsáno, jedná se hlavně o rozhlasový FM přenos 88 MHz - 108 MHz a radioamatérské pásmo od 144 MHz. Nejlepší výsledky tranzistor vykazuje u pracovního bodu $U_{DS} = 4 \text{ V}$ a $I_{DS} = 135 \text{ mA}$. Tabulka 2.1 popisuje typické hodnoty kritických parametrů při pracovním kmitočtu 900 MHz pro tento pracovní bod. Lze tedy předpokládat, že při pracovním kmitočtu 137,5 MHz bude dosaženo mnohem lepších hodnot.

Soubor kompletních parametrů tranzistoru ATF-53189 a jejich hodnot, stejně jako rozptylové parametry a popis pouzdra SOT89 obsahuje datasheet výrobce [12].

Tabulka 2.1: Typické hodnoty kritických parametrů tranzistoru ATF-53189 [12]

Parametr	Označení	Typická hodnota	Jednotka
Šumové číslo	NF	0,8	dB
Zisk	G	17,2	dB
Výstupní bod zahrazení	OIP3	42	dBm
Bod jednodecibelové komprese	P _{1dB}	21,7	dBm
Pro f = 900MHz, U_{DS} = 4V, I_{DS} = 135mA			

2.1.2 Výběr substrátu

Dříve než se začne zesilovač navrhovat a simulovat na základě vybraného tranzistoru, musí se vybrat typ substrátu, který má vliv na vlastnosti zesilovače. Jako vhodný substrát byl vybrán FR4 hlavně kvůli jeho dostupnosti a levnosti. Vzhledem na to, že návrh nebude obsahovat složitější mikropáskové a planární struktury jako filtry apod. bude tento substrát pro návrh dostačující. Jeho parametry byly převzaty přímo z programu Ansoft Designer.

Tabulka 2.2: Parametry substrátu FR4

Parametr	Označení	Hodnota	Jednotka
Relativní permitivita	ϵ_r	4,4	-
Tloušťka dielektrika	h	0,762	mm
Tloušťka měděné vrstvy	t	17,145	μm

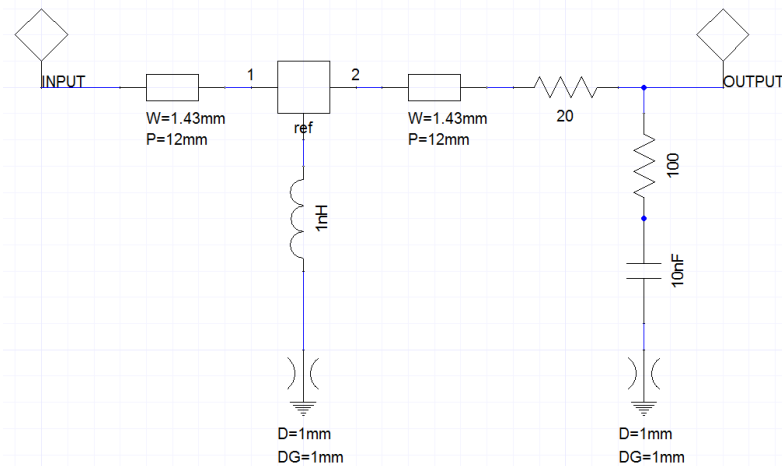
Podle parametrů substrátu byla, dle programu Ansoft Designer a jeho funkce TRL, vypočtena šířka mikropáskového vedení $W = 1.43 \text{ mm}$ pro kmitočet 137,5 MHz a charakteristickou impedanci $Z_0 = 50 \Omega$.

2.1.3 Zajištění stability tranzistoru

První krok při návrhu nízkošumového zesilovače je vyšetřit a zajistit jeho stabilitu, tedy odolnost vůči samooscilaci. Cílem stabilizace je udělat tranzistor absolutně stabilním tak, aby jakákoliv změna zátěže oscilaci nezpůsobovala. Není třeba se tedy bát, že by tranzistor začal kmitat například při pouhém odpojení od zátěže (například přerušením koaxiálního kabelu) a riskovat tak jeho zničení (viz kapitola 1.2.3).

Pro zjištění implicitní stability tranzistoru byl vykreslen Rolletův činitel stability K z rozptylových parametrů udávaných výrobcem pro zvolený pracovní bod (příloha A.1). Z výsledků je vidět, že tranzistor je nestabilní do kmitočtu 2 GHz. Tato nestabilita je způsobena jeho vysokým ziskem na kmitočtech nižších než 2 GHz. Zavedením záporné zpětné vazby ve formě velmi malé indukčnosti se zlepší stabilita na nižších kmitočtech, ale zároveň se zhorší na kmitočtech vyšších. Zde je, ale dostatečná rezerva. Také je do zapojení nutné připojit vstupní a výstupní úseky mikropáskového, signálového vedení k tranzistoru, které rovněž pomáhají tranzistor stabilizovat na nižších kmitočtech. Hodnota indukčnosti a délky signálového vedení byly určeny empiricky na základě

opakovaných simulací. Toto stabilizování je ale stále nedostatečné vzhledem k vysokému zisku tranzistoru. Musí se proto tento zisk dostatečně atenuovat pomocí rezistivní zátěže na výstupu tranzistoru a přitom příliš nezvýšit úroveň šumu (na vstupu by tato zátěž způsobila neúnosné zvýšení šumu). Tato zátěž je tvořena sériovým 20 Ω rezistorem kombinovaným s 100 Ω rezistorem paralelním. Použitím samotného sériového odporu o vyšší rezistivitě by vyvolalo velký úbytek napětí a napájení tranzistoru by bylo složitější. Zde by vyšší hodnota odporu také způsobila nežádoucí zvýšení šumu. Kondenzátor za paralelním rezistorem slouží k blokování stejnosměrného napětí, aby nebylo zkratováno na zem. Takto je provedena základní stabilizace.



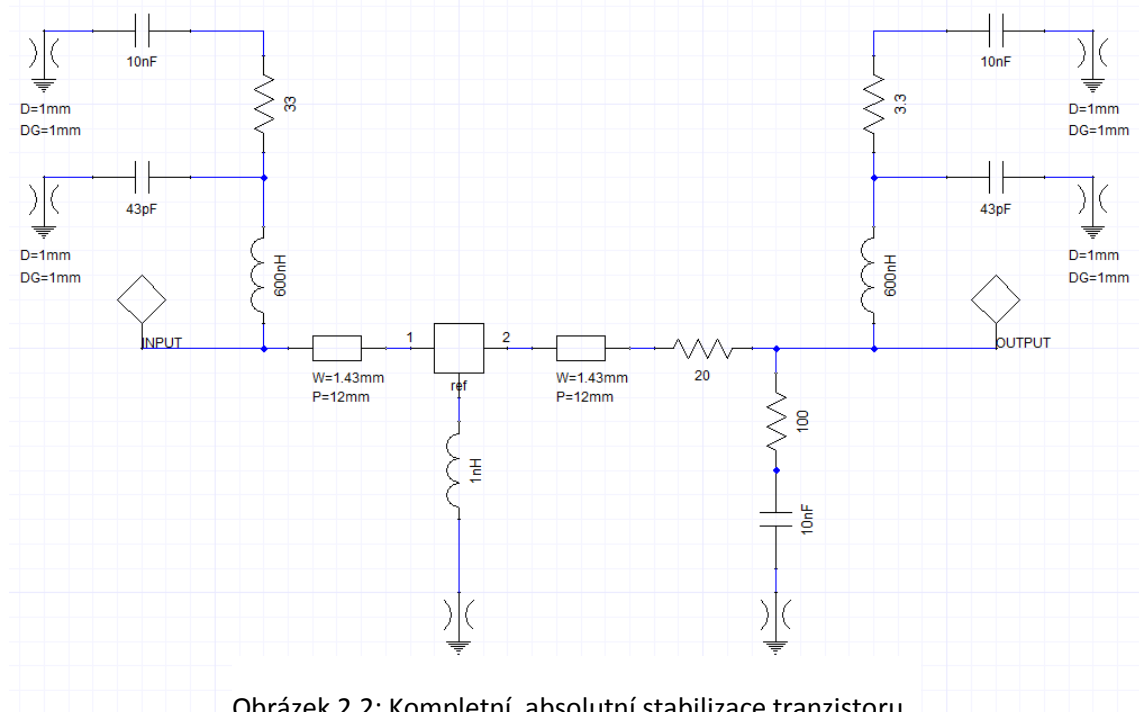
Obrázek 2.1: Základní stabilizace tranzistoru

Po znovu vykreslení K faktoru (příloha A.2) je zjištěno, že tranzistor je pořád nestabilní do kmitočtu 80MHz. Je proto nutné provést přídatnou stabilizaci tranzistoru připojením dvou větví, které slouží k přivádění stejnosměrného napětí k tranzistoru, pro nastavení jeho pracovního bodu. Aby se v těchto dvou větvích neztrácela energie zpracovávaného signálu, je nutné ho blokovat pomocí tlumivky (RF choke). Tato cívka představuje pro požadovaný vf. signál vedení o vysoké impedanci a umožňuje přitom stejnosměrnému proudu dostat se k tranzistoru, aby mohl být nastaven jeho pracovní bod. Hodnota této indukčnosti se ve všeobecnosti volí taková, aby její reaktance X_L na požadovaném kmitočtu byla přibližně 10x větší než je charakteristická impedance Z_0 . Pro hodnotu indukčnosti 600 nH bude reaktance cívky rovna hodnotě:

$$X_L = 2\pi fL = 2 \cdot \pi \cdot 137,5 \cdot 10^6 \cdot 600 \cdot 10^{-9} \doteq 518 \Omega, \quad (2.1)$$

Protože reaktance cívky klesá s frekvencí, budou daleko nižší frekvence pod pracovním kmitočtem částečně cívkou propouštěny. Z tohoto důvodu je za cívku paralelně k zemi zapojen kondenzátor o malé hodnotě kapacity 43 pF, který pro vf. signál představuje zkrat. K odstranění vyšších harmonických složek vf. signálu je ve stejné větvi umístěn RC článek, který zde funguje jako dolní propust. Hodnoty součástek RC článku byly na základě simulací zvoleny tak, aby tranzistor dostatečně stabilizovaly při únosné výši vlastního šumu. U výstupní dolní propusti musel být rezistor zvolen velmi malý, aby na něm nevznikl velký úbytek napětí, který by zkomplikoval napájení tranzistoru. Výše popsány kroky bylo dosaženo kompletní stabilizování tranzistoru.

Po vyšetření stability Rolletovým činitelem (příloha A.3) musela být stabilita ověřena také pomocí kružnic stability pro vstup (KCS) a výstup (KCL). Podle těchto výsledků (příloha A.4) může být tranzistor prohlášen za absolutně stabilní, protože kružnice, které zde představují nestabilní region, jsou mimo Smithův diagram.



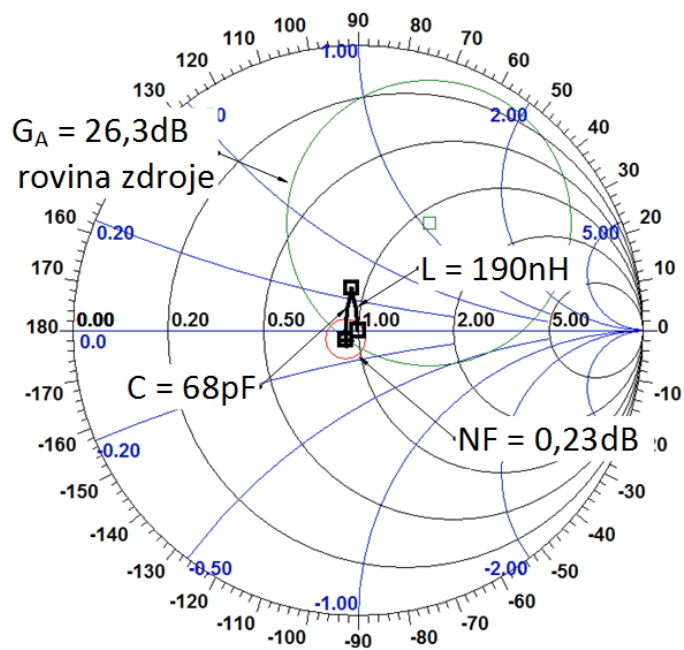
Obrázek 2.2: Kompletní, absolutní stabilizace tranzistoru.

2.1.4 Přizpůsobení tranzistoru

Dalším neméně důležitým krokem po stabilizaci tranzistoru je jeho vstupní šumové a výstupní výkonové přizpůsobení. Pro tyto potřeby je v programu Ansoft Designer integrovaná funkce *Smith tool*, která tuto práci značně ulehčuje. Protože je impedance frekvenčně závislá, lze přizpůsobení realizovat pouze pro jeden kmitočet. V tomto případě 137,5 MHz.

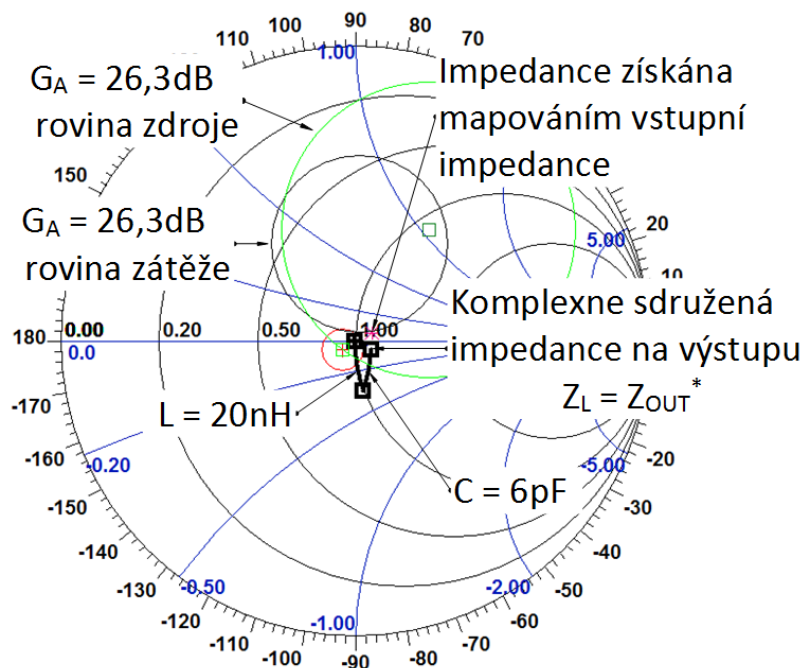
Aby byl zesilovač nízkošumový, musí být zaručeno, že na pracovním kmitočtu bude mít nejmenší šumové číslo. Tohoto lze dosáhnout tzv. šumovým přizpůsobením vstupu. Vstupní impedance tranzistoru musí být tedy transformována z charakteristické impedance Z_0 na takovou hodnotu impedance (resp. Γ_S) při které bude toto nejnižší šumové číslo dosaženo.

Programem bylo zjištěno, že nejnižší šumové číslo, kterého lze dosáhnout při použití tranzistoru se stabilizačními součástkami výše popsanými je 0,23 dB. Do Smithova diagramu je tedy nutné vykreslit kružnici konstantního šumu Γ_S právě pro tuto hodnotu. Střed této kružnice tedy představuje hodnotu impedance, u které bude šumové přizpůsobení dosaženo. Tímto bodem také prochází kružnice vstupního činitele odrazu pro konstantní dostupný zisk $G_A = 26,3$ dB. Na tuto impedanci je tedy vstupní impedance $Z_0 = 50 \Omega$, která představuje střed Smithova diagramu, transformována pomocí paralelní indukčnosti 190 nH a sériové kapacity 68 pF (hodnota 70 pF by byla přesnější ale vzhledem na výrobní řadu E24 byla zvolena hodnota 68 pF).



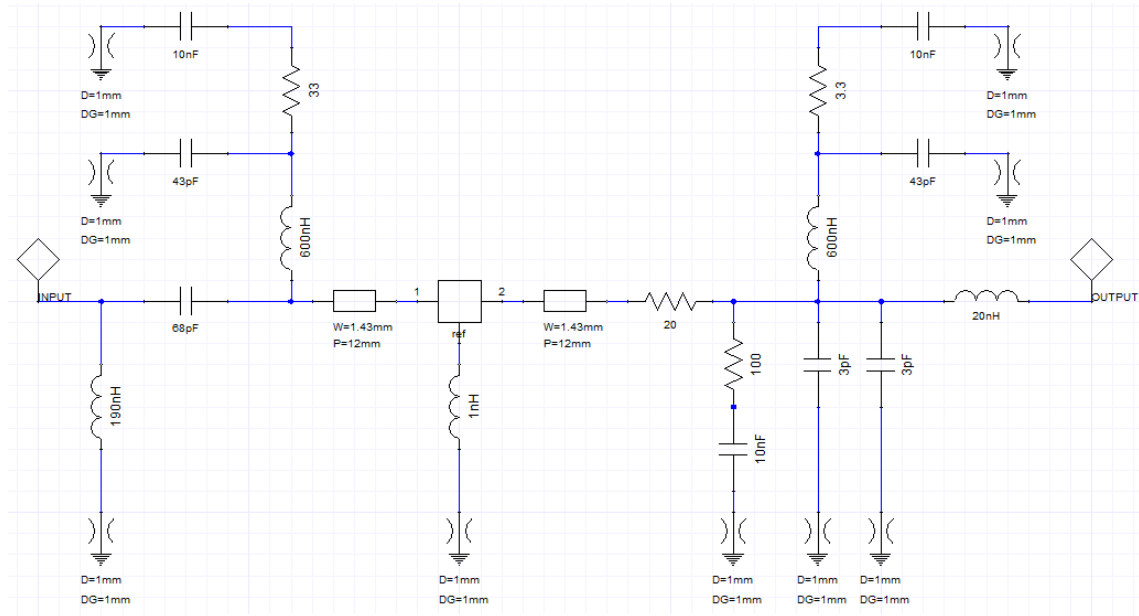
Obrázek 2.3: Šumové přizpůsobení vstupu tranzistoru

Nyní je nutné najít takovou hodnotu impedance pro výstup, aby byla splněna podmínka $Z_L = Z_{OUT}^*$ kterou je třeba následně transformovat na $Z_0 = 50 \Omega$. Tímto dojde k tzv. výkonovému přizpůsobení výstupu. Těmto podmínkám odpovídá komplexně sdružená impedance k impedanci získané mapováním vstupní impedance pro nejmenší šum z roviny zdroje do roviny zátěže. Tato impedance je následně transformována na charakteristickou impedanci Z_0 pomocí paralelní kapacity 6 pF (3+3 pF) a sériové indukčnosti 20 nH.



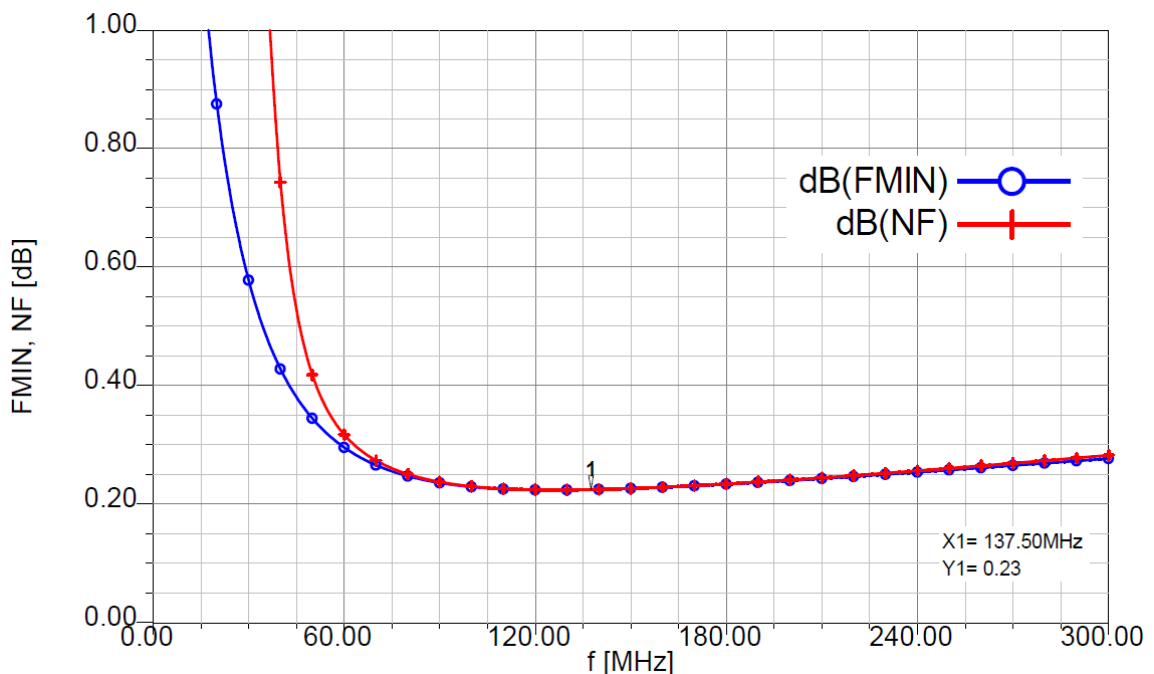
Obrázek 2.4: Výkonové přizpůsobení výstupu tranzistoru

Za tento dvojbran není třeba dávat blokovací kondenzátor, protože bude na výstupu použit filtr, který bude obsahovat vazební kapacitu.



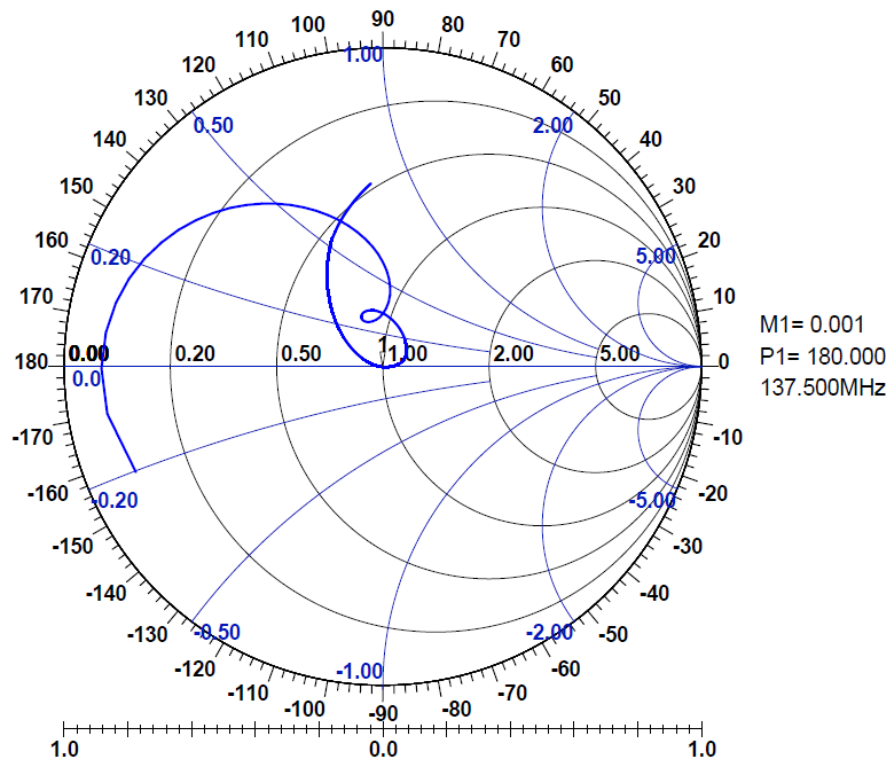
Obrázek 2.5: Zapojení přizpůsobeného zesilovacího stupně.

Pro ověření správného vstupního šumového a výstupního výkonového přizpůsobení, je nutné provést hned několik simulací. Po vykreslení závislosti šumového čísla na frekvenci bylo zjištěno, že nejnižšího možného šumové čísla 0,23 dB je skutečně dosaženo na pracovním kmitočtu 137,5 MHz.



Obrázek 2.6: Frekvenční průběh šumového čísla

Následně zobrazením parametru S_{22} ve Smithově diagramu je ověřeno, že výstupní impedance je rovna charakteristické impedanci 50Ω představující střed diagramu pro 137,5 MHz. Drobná odchylka 0,001 (*Magnitude* M1 v diagramu) v její velikosti je způsobena zaokrouhlováním kapacity vůči výrobní řadě E24. Vzhledem k toleranci součástek je tento rozdíl úplně zanedbatelný.



Obrázek 2.7: Vykreslení parametru S_{22} zesilovacího stupně

Pro úplnost simulace jsou v příloze A.5 vyneseny kompletní rozptylové parametry zesilovacího stupně, které dodatečně potvrzují správnost návrhu. Parametr S_{21} který představuje hodnotu energetického zisku G_T má hodnotu 26,29 dB. Při ideálním přizpůsobení platí rovnost energetického zisku s voleným ziskem dostupným $G_A = G_T$. Dostupný zisk při optimálním Γ_S je roven hodnotě 26,3 dB. Z toho vyplývá, že odchylka způsobená návrhem je jen zanedbatelných 0,01 dB, takže lze návrh zesilovacího stupně považovat za správný.

2.1.5 Nastavení pracovního bodu

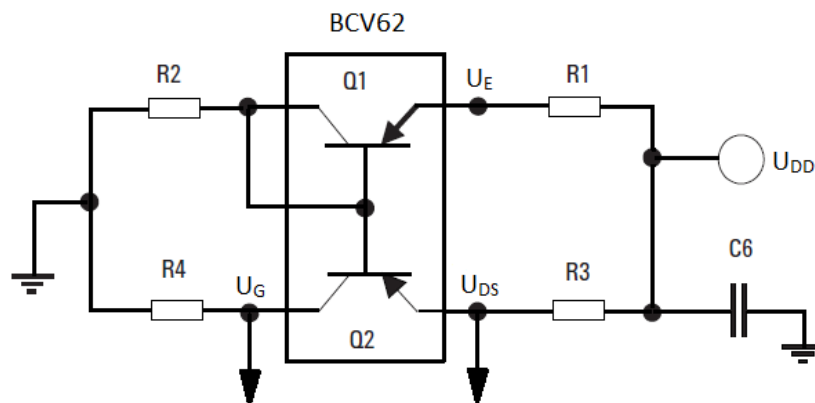
Za účelem simulace nebylo nutné do tranzistoru přivádět stejnosměrný proud, protože se simuloval jako tzv. „black box“ do kterého se nahrály s-parametry od výrobce pro zvolený pracovní bod. Nyní je nutné tento pracovní bod fyzicky nastavit.

V praxi se uplatňují dva způsoby nastavení pracovního bodu a to:

Pasivní nastavení (*Passive bias*), které funguje tak, že požadované napětí U_{DS} je na tranzistor přivedené z napájecího napětí U_{DD} skrz odporový dělič. Tato metoda je jednoduchá avšak má velkou nevýhodu v tom, že pracovní bod není vůbec teplotně

stabilizovaný. Při zvyšování teploty se ohmická hodnota odporů bude snižovat. To vyvolá zvýšení hodnoty stejnosměrného proudu, který těmito odpory protéká k tranzistoru, což má za následek posunutí pracovního bodu. V extrémním případě může dojít k zničení tranzistoru vlivem velkého zvýšení proudu. Z tohoto důvodu pasivní nastavení nelze použít, protože zvyšování provozní teploty zesilovače je předpokládáno (malá účinnost třídy A, poloha zesilovače na střeše apod.).

Aktivní nastavení (*Active bias*) pracovního bodu zaručí teplotní stabilizaci pracovního bodu tak, že udržuje hodnotu proudu I_{DS} konstantní v širokém teplotním rozsahu. To je docíleno pomocí proudového zrcadla BCV62 umístěného v SMD pouzdře SOT143B. (podle [13]), které je tvořeno dvojicí PNP tranzistorů. Tranzistor Q_1 má v zapojení spojenou bázi s kolektorem, takže funguje jako jednoduchý PN přechod, který pomáhá teplotně kompenzovat přechod báze-emitor tranzistoru Q_2 . Rezistory R_1 a R_2 slouží jako napěťový dělič k nastavení napětí U_{DS} , kterými teče referenční proud nastavovacího obvodu I_R . Rezistor R_4 zde funguje jako zátěž pro Q_2 . Proud pracovního bodu je nastavován rezistorem R_3 . Teplotní stabilizace tedy funguje tak, že při zvýšení provozní teploty dojde k zvýšení proudu I_{DS} a tím dojde i k zvýšení napětí na R_3 . Protože R_1 je nastaven na stejný úbytek napětí jako R_3 dojde k poklesu napětí na napěťovém děliči tvořeného rezistory R_1 a R_2 , což vyvolá pokles referenčního proudu a zrcadlo se přivře. Přivření zrcadla zase vyvolá pokles proudu I_{DS} , takže se pracovní bod vrací na stejné místo.



Obrázek 2.8: Obvod pro aktivní nastavení pracovního bodu [14]

Pro pracovní bod $I_{DS} = 135 \text{ mA}$ a $U_{DS} = 4 \text{ V}$ musí být $U_{DD} = 9 \text{ V}$. Toto je výstupní napětí stabilizátoru, který obvod napájí, zvoleno s ohledem na úbytky napětí na stabilizačních rezistorech. Pro výpočet jednotlivých odporů nastavovacího obvodu je třeba nejprve znát:

$I_R = I_{C2} = 2 \text{ mA}$ – referenční proud nastavovacího obvodu, kolektorový proud [15]

$U_{BE} = 0,65 \text{ V}$ – napětí mezi bází a emitorem BCV62 [15]

$U_{CE} = 5 \text{ V}$ – napětí mezi kolektorem a emitorem BCV62 [15]

$U_{GS} = 0,65 \text{ V}$ – napětí mezi gate a source tranzistoru ATF-53189 [12]

Následně je potřebné vypočítat, jaké napětí je nutné tranzistoru dodat s úbytkem napětí na rezistorech a cívce 1206CS-621 od společnosti Coilcraft, která bude v napájecí větvi použita. Sériový rezistor na výstupu tranzistoru a rezistor ve větvi stabilizačního obvodu mají hodnotu odporu 20Ω a $3,3 \Omega$. Cívka podle výrobce vykazuje stejnosměrný odpor $1,58 \Omega$. Tím je pomocí Ohmova zákona určena nová hodnota U_{DS}' jako:

$$\begin{aligned} U_{DS}' &= 20 \cdot I_{DS} + 3,3 \cdot I_{DS} + 1,58 \cdot I_{DS} + U_{DS} = \\ &= 20 \cdot 0,135 + 3,3 \cdot 0,135 + 1,58 \cdot 0,135 + 4 = 7,3588 \text{ V} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Hodnota rezistoru R_3 byla vypočtena jako [14]:

$$R_3 = \frac{U_{DD} - U_{DS}'}{I_{DS} + I_{C2}} = \frac{9 - 7,3588}{0,135 + 0,002} = 11,97 \approx 12 \Omega. \quad (2.3)$$

Rezistory R_1 a R_2 , které tvoří napěťový dělič a jsou vypočteny následovně [14]:

$$R_1 = \frac{U_{DD} - U_{DS}'}{I_R} = \frac{9 - 7,3588}{0,002} = 820,6 \approx 820 \Omega, \quad (2.4)$$

použitím rezistoru 820Ω , bude zaručen stejný napěťový pokles jako u R_3 , což je podmínka správné funkce [14].

$$R_2 = \frac{U_{DS}' - U_{BE}}{I_R} = \frac{7,3588 - 0,65}{0,002} = 3354,4 \Omega, \quad (2.5)$$

nejbližší vyráběná hodnota odporu je $3k3 \Omega$.

Poslední rezistor R_4 , který slouží jako zátěž pro kolektorový proud je [14]:

$$R_4 = \frac{U_{GS}}{I_{C2}} = \frac{0,65}{0,002} = 325 \Omega, \quad (2.6)$$

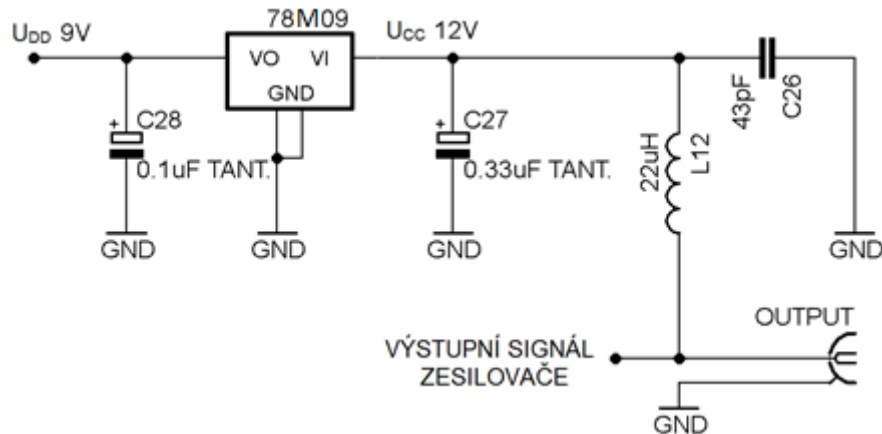
zde bude použit rezistor o hodnotě 330Ω . Vzhledem k výrobní toleranci jsou takto zvolené ohmické hodnoty rezistorů R_1 až R_4 dostačující. Jak je vidět na obrázku 2.8 v zapojení je ještě filtrační kondenzátor C_6 s kapacitou $1 \mu\text{F}$. Tato hodnota byla převzata z [13]. Ve finálním schématu celého zesilovače jsou tyto odpory značeny jiným indexem. Značení uvedeno výše slouží jen pro demonstrační účely.

2.1.6 Napájení zesilovače

Jak už bylo dříve popsáno, zesilovač bude napájen po koaxiálním kabelu přes jeho výstup. Aktivní nastavení pracovního bodu je navrženo tak, že je tranzistor potřeba napájet napětím $U_{DD} = 9 \text{ V}$. Proto je nutné tuto hodnotu udržet přesnou a konstantní lineárním regulátorem napětí.

Na stabilizaci napětí je použit integrovaný obvod 78M09 v SMD pouzdře DPAK. Tento regulátor má výstupní napětí 9 V a max. proud $0,5 \text{ A}$, takže je vhodný pro daný návrh. Aby byla zaručena jeho bezproblémová funkčnost, musí být napětí na jeho vstupu o 2 V vyšší tedy min. 11 V . V praxi je ale lepší si vytvořit rezervu, proto bude koaxiálním kabelem přiváděno napětí o hodnotě $U_{CC} = 12 \text{ V}$, což je standardní napájení pro nespočet aplikací. Pro stabilitu integrovaného obvodu je nutné na jeho vstup a výstup připojit tantalové kondenzátory, které musí být propojeny společnou zemí. Kapacitu těchto kondenzátorů udává výrobce $0,33 \mu\text{F}$ pro vstup a $0,1 \mu\text{F}$ pro výstup stabilizátoru [16].

Dále je nutné oddělit vf. signál z výstupu zesilovače od stejnosměrného napájecího napětí. To lze učinit stejně jako při stabilizaci tranzistoru, tedy vysokoimpedančním vedením zakončeným vf. zkratem. Hodnota kondenzátoru je stejná jako vf. zkrat ve stabilizačních větvích (viz kapitola 2.1.3) 43 pF a hodnota tlumicí cívky 22 μ H byla určena na základě simulací tak, aby neovlivňovala výstupní impedanci resp. impedanční přizpůsobení zesilovače.



Obrázek 2.9: Obvod pro napájení zesilovače po koaxiálním kabelu.

2.2 Návrh selektivních obvodů

2.2.1 Návrh vstupního filtru

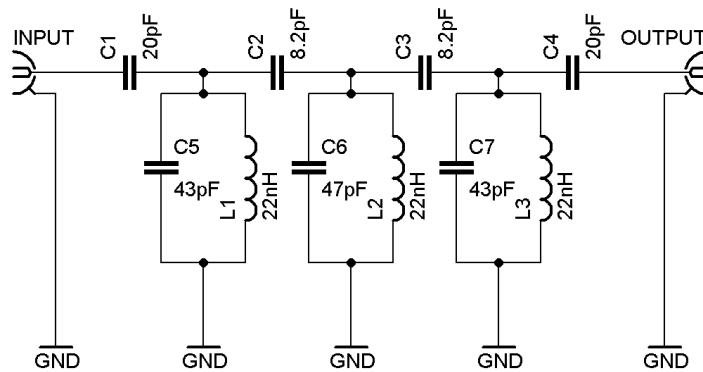
Z Friisova vzorce (vztah 1.23) je zřejmé, že celkové šumové číslo celého zesilovače nejvíce závisí na 1. dvojbranu a jeho zesílení (resp. útlumu viz kapitola 1.2.6). Z tohoto důvodu se pro co nejmenší šumové číslo zesilovače zapojuje aktivní prvek jako 1. člen kaskády. Problém nastává u kmitočtů, jako 137,5 MHz, kde je blízké frekvenční pásmo přeplněno signály s mnohonásobně vyšší amplitudou, hlavně FM rozhlasový přenos. Tyto kmitočty by zcela určitě rušily, nebo dokonce úplně blokovaly požadovaný signál (viz kapitola 1.2.7). Toto lze předvídat díky rozptylovým parametrům zesilovacího stupně v příloze A.5, kde je jasně vidět, že zesilovač by kmitočty civilních radiových stanic zesiloval dokonce ještě s o něco málo větším ziskem. Tento jev nebylo možné potlačit pouhým přizpůsobením a proto je nutné na vstup zesilovače zapojit pasivní filtr, který tyto nežádoucí frekvence dostatečně potlačí. Tímto kompromisem sice dojde k zhoršení šumových vlastností zesilovače stejně tak jako jeho zisku, ale na druhou stranu se zesilovač stane odolným, s dobrou linearitou, dynamickým rozsahem a hlavně funkčním.

Jako vstupní filtr byl zvolen kapacitně vázaný rezonanční obvod 3. řádu (pro vázané rezonátory viz kapitolu 1.4.3) z toho důvodu, že oproti vazbě magnetickým polem má větší strmou na nižších kmitočtech, kde jsou v tomto případě rušivé signály silnější. Může zato reaktance kondenzátoru, která klesá s frekvencí. Řád filtru byl také zvolen jako vhodný kompromis, vyšší řád by způsobil až moc vysoké šumové číslo a naopak filtr nižšího řádu by byl nedostatečně selektivní.

Protože činitel jakosti Q paralelního rezonančního obvodu je roven [10]:

$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{Z_0}, \quad (2.7)$$

tak na dosažení velkého činitele jakosti musí být do rezonančního obvodu zvolena buď malá indukčnost, nebo velká kapacita. A protože ve všeobecnosti cívky dosahují menší vlastní činitel jakosti než kondenzátory (mají větší odpor), byl návrh filtru odvozen od cívky, která má malou indukčnost, ale dostatečně velký činitel jakosti. Konkrétně jde o cívku 1812SMS-22N od firmy Coilcraft s indukčností 22 nH a činitelem jakosti na kmitočtu 137,5 MHz o hodnotě $Q = 159$ [17]. Cívka o nižší hodnotě indukčnosti by už nedosahovala tak vysoký Q faktor a i kdyby byla použita s vyšší hodnotou kapacity, celková jakost by byla menší.



Obrázek 2.10: Schéma zapojení vstupního filtru

Na obrázku 2.10 je vidět zapojení vstupního filtru, který se skládá ze dvou krajních paralelních rezonančních obvodů, které jsou naladěny na stejný rezonanční kmitočet f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{22 \cdot 10^{-9} \cdot 43 \cdot 10^{-12}}} = 163,63 \text{ MHz}. \quad (2.8)$$

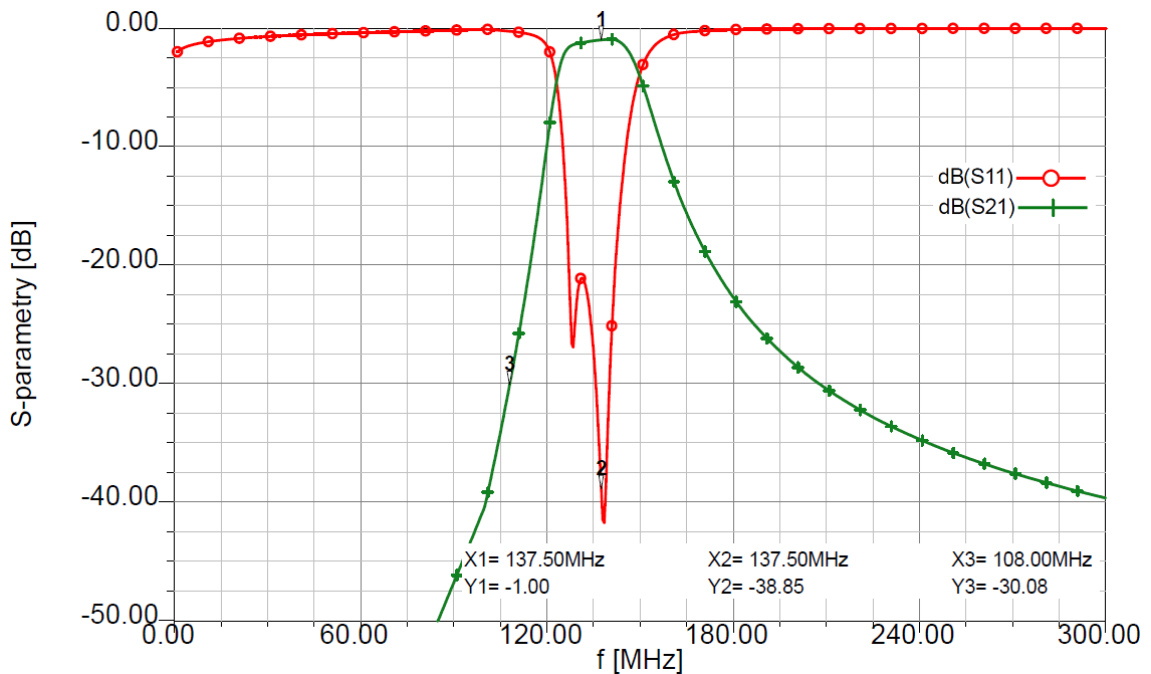
Centrální rezonanční obvod je naladěn na f_{0C} :

$$f_{0C} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{22 \cdot 10^{-9} \cdot 47 \cdot 10^{-12}}} = 156,52 \text{ MHz}. \quad (2.9)$$

Tyto rezonanční kmitočty jsou samozřejmě vyšší než pracovní kmitočet, ale protože jsou rezonátory mezi sebou vázány elektrickým polem tak se rezonanční křivka posouvá směrem k nižším kmitočtům. Hodnoty vazebních kondenzátorů C_1 až C_4 jsou empiricky určeny na základě simulace tak, aby střed rezonanční křivky ležel v rámci možností (návrh je omezen výrobní řadou součástek) na pracovním kmitočtu zesilovače a vstupní a výstupní impedance byly co nejblíže $Z_0 = 50 \Omega$. (A.6)

Po vykreslení rozptylových parametrů filtru (obrázek 2.11), je možné vidět, že vložný útlum filtru pro pracovní kmitočet je $IL = 1$ dB a protože u pasivních dvojbranů je útlum roven šumu tak $NF = 1$ dB. Tuto hodnotu šumového čísla je možné obětovat a tím se dosáhne potlačení FM rádiového přenosu, který končí na kmitočtu 108 MHz o 30 dB, což je velice příznivé. Šířka přenášeného pásma pro pokles o 3 db je $B \approx 26,5$ MHz. Vstupní a výstupní činitel odrazu filtru je zobrazen v příloze A.6.

Vzhledem k potřebné přesnosti při návrhu byly použity pro simulaci rozptylové parametry přímo od výrobce jak pro cívku, tak pro kondenzátory [17], [18]. Všechny kondenzátory jsou výrobní série GQM1875 od firmy Murata. Na takto provedenou simulaci se lze při následné realizaci zesilovače spoléhat a reálné parametry filtru nebudou velmi odlišné.



Obrázek 2.11: Rozptylové parametry vstupního filtru.

2.2.2 Návrh výstupního filtru

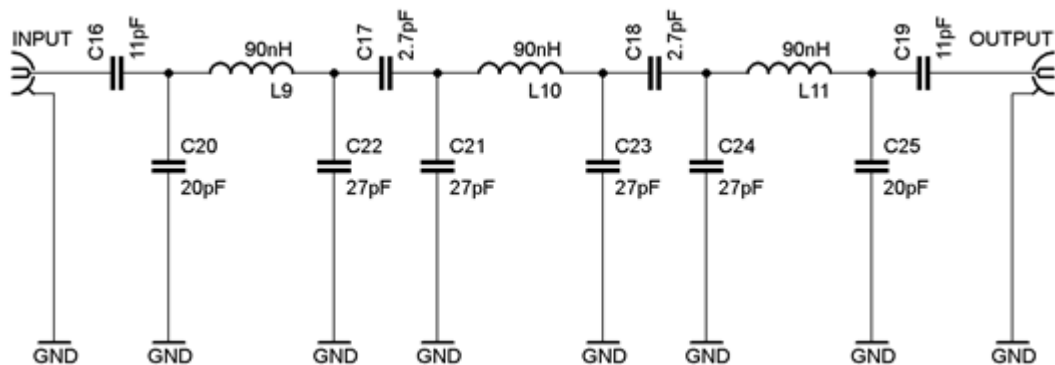
Úkolem výstupního filtru je potlačit nepotřebné kmitočty na výstupu zesilovacího stupně, které by zbytečně zahlcovaly zařízení pro APT příjem. Na rozdíl od vstupního filtru není třeba za každou cenu dosáhnout nejmenší útlum. Dle Friisova vztahu (1.23) už na tomto pasivním prvku, který následuje za aktivním s velkým zesílením, závisí celkové šumové číslo jen minimálně. Není tedy třeba zmenšovat vložný útlum filtru na úkor jeho selektivity.

Pro výstupní filtr byl zvolen kapacitně vázaný Π -článek 3. řádu, následujícího důvodu. Na rozdíl od klasických paralelních rezonančních má Π -článek rezonanční charakteristiku téměř symetrickou, takže budou dobře potlačeny jak kmitočty vyšší od pracovního kmitočtu, tak i kmitočty nižší. Obecně se Π -článek skládá ze tří reaktancí, z čehož jsou dvě stejného charakteru a jedna charakteru opačného. V tomto případě jde o dvě kapacitní reaktance a jednu induktivní. Další výhodou Π -článku je, že rezonanci tvoří tři součástky, což umožňuje určitý stupeň volnosti při návrhu.

Na vytvoření tohoto selektivního obvodu byla použita integrovaná funkce programu Ansoft Designer zvaná Filter Design Wizard. Funkce po zadání požadovaných parametrů filtru vypočítá jednotlivé hodnoty součástek.

Vzhledem ale na to, že funkce nedodrhuje výrobní řady součástek a počítá s jejich ideálními jakostmi, je filtr navržen touto funkcí jenom orientační. Nicméně s pomocí této funkce návrhář získá přibližnou představu o hodnotách součástek a tvaru přenosové charakteristiky.

Při návrhu Π -článku je na rozdíl od předchozího paralelního rezonátoru lepší použít větší indukčnost a menší kapacitu. Cívky s větší indukčností dosahují obecně lepší hodnoty činitele jakosti, na čemž závisí kvalita celého filtru. Pro tento návrh je využita cívka 2222SQ-90N opět od firmy Coilcraft, která dosahuje na kmitočtu 137,5 MHz velmi dobrou hodnotu činitele jakosti $Q = 198$ [17] při indukčnosti 90 nH.

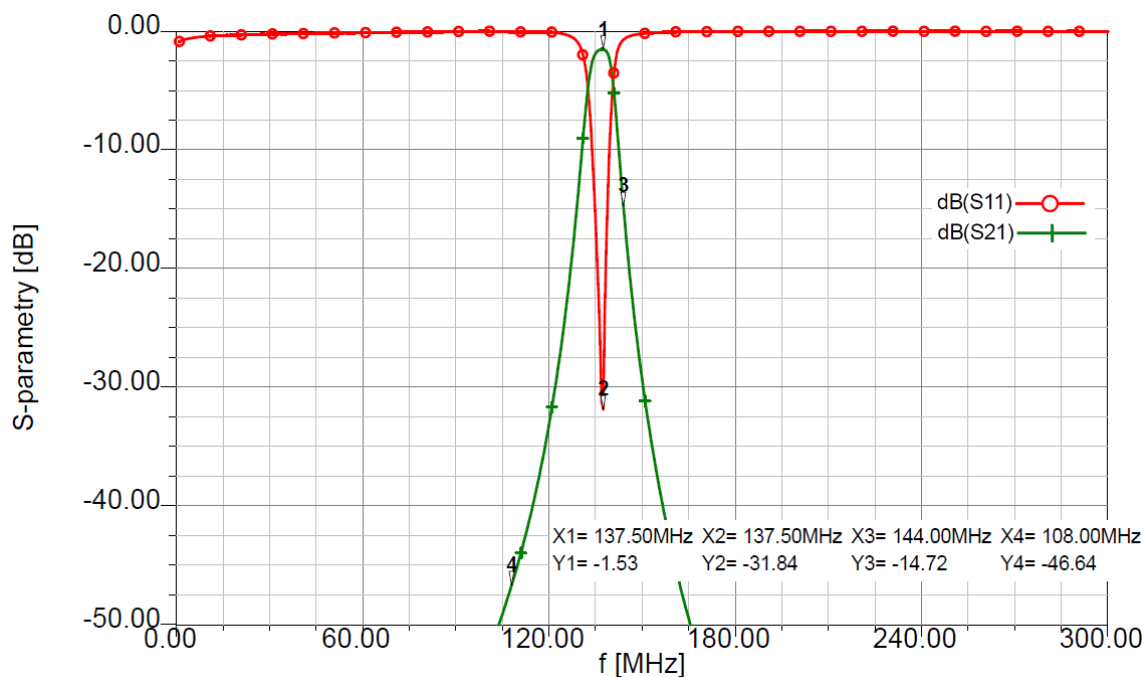


Obrázek 2.12: Schéma zapojení výstupního filtru

Tato indukčnost byla zadána jako vstupní parametry do Filter Design Wizard spolu s pracovním kmitočtem. Následným rozmítáním šířky pásma byly nalezeny přibližné hodnoty pro kondenzátory, které byly potom ručně doladěny (tvar křivky, impedanční přizpůsobení). Potom se jednotlivé součástky zaměnily za „black boxy“ do kterých se nahrály rozptylové parametry součástek dodané výrobcem, stejně jako tomu bylo při návrhu vstupního filtru. Kondenzátory jsou ze stejné výrobní série GQM1875 [18].

Výsledný filtr má vložený útlum na pracovním kmitočtu $IL = 1,53$ dB, což je relativně nízká hodnota vzhledem jeho vysoké selektivitě. Konec FM rozhlasového pásma je potlačen o 46,64 dB a začátek radioamatérského pásma 144 MHz je potlačen o 14,72 dB, toto je velmi dobrá hodnota vzhledem na to, jak je toto pásmo blízké pracovnímu kmitočtu zesilovače. Šířka přenášeného pásma při poklesu o 3 dB je stanovena na $B \approx 8$ MHz. Vstupní a výstupní činitel odrazu je zobrazena v příloze A.7.

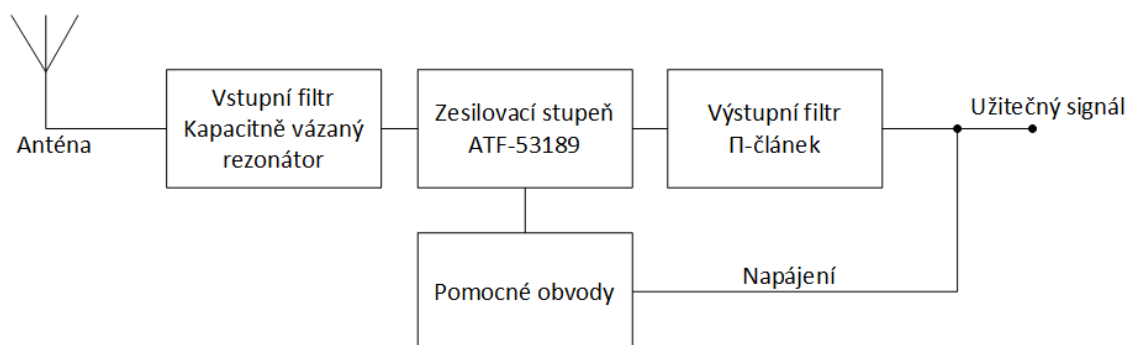
Drobné odchylky u impedančního přizpůsobení jak vstupního tak i výstupního filtru jsou způsobeny omezením hodnot součástek na výrobní řady. Vzhledem na jejich velikost jsou ale zanedbatelné a ve výsledku se nijak zvláště neprojeví.



Obrázek 2.13: Rozptylové parametry výstupního filtru

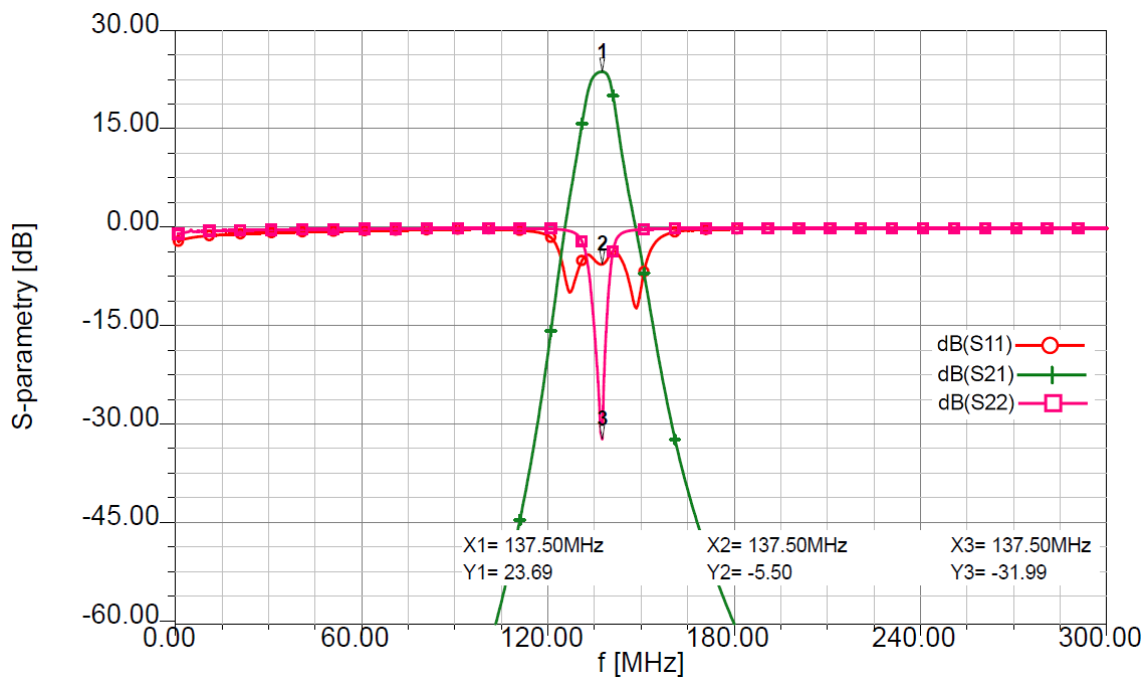
2.3 Simulace kompletního zesilovače

Výše uvedené kapitoly popsaly tvorbu jednotlivých dvojbranů, které v kaskádním zapojení nízkošumový zesilovač tvoří. Kompletní schéma zapojení zesilovače včetně pomocných obvodů je zobrazeno v příloze B.



Obrázek 2.14: Kaskádní zapojení použitých dvojbranů

Z rozptylových parametrů (obrázek 2.15) lze určit celkové parametry navrhovaného zesilovače. Zisk na pracovním kmitočtu je roven hodnotě 23,69 dB. Hodnota parametru $S_{22} = -31,99$ dB dokazuje, že výstupní impedance se velice přibližuje hodnotě impedance charakteristické tedy 50Ω . Tuto skutečnost také ověřuje simulace v příloze A.8, kde je vstupní a výstupní činitel odrazu vykreslen na Smithově diagramu.



Obrázek 2.15: Rozptylové parametry kompletního zesilovače

Pro kompletnost výsledků je v příloze A.9 zobrazena charakteristika s-parametrů zesilovače jenom s vstupním filtrem. Zde je vidět, že připojením výstupního filtru se zhoršilo impedanční přizpůsobení a zisk klesl o 1,54 dB, ale bylo dosaženo daleko lepší selektivity obvodu. Výsledné šumové číslo zesilovače na pracovním kmitočtu (příloha A.10) je 1,25 dB z toho tvoří 1 dB vstupní filtr, 0,23 dB zesilovací stupeň a 0,02 dB výstupní filtr. Tímto je prakticky ověřena platnost Friisova vztahu. Hodnota šumu 1,25 dB je relativně nízká hodnota vzhledem k tomu, že je na vstupu zesilovače filtr.

Nežádoucí signály FM rozhlasu jsou celkově potlačeny o minimálně 50,73 dB a není třeba se obávat, že by tyto signály zahltily zesilovač, při reálném příjmu signálů APT. Šířka přenášeného pásma zesilovače při poklesu o 3 dB je $B \approx 8$ MHz, což je šířka výstupního filtru, který signál upravuje jako poslední. Po vyjádření šířky pásma v procentuálním poměru vůči pracovnímu kmitočtu 137,5 MHz bude hodnota $B = 5,82$ %. Výsledný zesilovač lze tedy pokládat za velmi úzkopásmový.

2.4 Návrh DPS

Na návrh desky plošných spojů byl použit program Cadsoft Eagle. Vzhledem k tomu, že zesilovač neobsahuje složité planární struktury je tento program pro návrh dostačující.

DPS je navržena na obojstranném substrátu typu FR4 (o tloušťce 0,762 mm), kde horní vrstva slouží jako signálová a spodní jako zemnicí, které jsou v případě potřeby spolu spojeny pomocí pokovených děr v takové vzdálenosti od sebe, aby nedocházelo k vzniku parazitním zemním smyčkám, které způsobují nežádoucí oscilaci zesilovače. Toto rozložení je obecně velice vhodné pro vysokofrekvenční aplikace, kde je velmi důležité zabezpečit kvalitní uzemnění.

Pro navrhovaný zesilovač jsou veškeré použité součástky v pouzdrech pro povrchovou montáž neboli SMD (kromě cívky pro šumové přizpůsobení). Použitím SMD součástek se značně sníží jejich parazitní vlastnosti (odpor a indukčnost přívodu apod.) a také budou vykazovat menší množství vlastního šumu. Další výhodou použití SMD součástek je, že velikost DPS je značně zmenšena.

Při samotném návrhu rozložení součástek je nutné dbát na to, aby součástky byly co nejbližší u sebe a mikropáskové vedení nevytvářelo pravé uhly, na kterých by mohlo docházet k nežádoucím odrazům. Také cívky se musí vhodně umísťovat tak, aby se navzájem neovlivňovaly svým magnetickým polem, proto je dle možnosti nejlepší, aby byly navzájem otočeny o 90°.

Tvar pouzdra (resp. pájecí plošky) pro cívky od firmy Coilcraft nejsou v knihovných programu Cadsoft Eagle obsaženy. Proto bylo nutné si tyto pouzdra vytvořit vlastnoručně v programu na základe doporučeného tvaru pájecí plošky od výrobce.

Podle celkového zapojení zesilovače (viz příloha B) jsou navrhnuté desky plošných spojů pro stranu signálového vedení TOP a zemnicí stranu BOTTOM, které je možné najít v příloze B, kde je také seznam použitých součástek exportován z programu Eagle.

3 Realizace a měření zesilovače

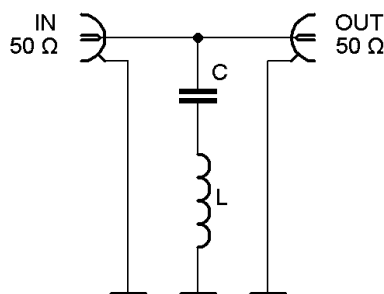
Následující kapitola bakalářské práce popisuje jednotlivé kroky při samotné výrobě prototypu zesilovače, s následným měřením jeho parametrů.

3.1 První verze zesilovače

3.1.1 Výroba a osazení první DPS

Podle teoretického návrhu a simulace zesilovače popsaného v kapitole 2, byla na základě schématu zapojení v příloze B, vytvořena první deska plošných spojů (příloha C). Postup návrhu DPS je rozepsán v kapitole 2.4. Motiv desky byl pak z obou stran pocínován, aby se zabránilo oxidaci měděných cest, ale také aby se deska lépe pájela. Následně byl na desku nanesen pájitelný lak. Rozměry první desky jsou 40x70mm.

Po osazení desky SMD součástkami bylo potřebné navinout cívky pro šumové a impedanční přizpůsobení. Cívka pro šumové přizpůsobení o hodnotě indukčnosti 190 nH byla navinuta smaltovaným měděným drátem o průměru 0,25 mm na soupravu pro výrobu VF cívek MT312, která obsahuje kostřičku, jádro, stínící kryt a feritový kroužek. Protože jde o cívku s feritovým jádrem, není zde kritickým parametrem průměr drátu, ale vlastní indukčnost jádra. Cívka pro výstupní impedanční přizpůsobení byla navinuta jako vzduchová o hodnotě indukčnosti 20 nH s drátem průměru 0,65 mm závit vedle závitu tak, aby parazitní paralelní kapacita mezi závity, byla co nejmenší a nedocházelo k rozladění výstupního impedančního přizpůsobení. Protože pro měření indukčnosti VF cívek nelze použít klasický RLC můstek byla hodnota indukčnosti cívek změřena za pomoci spektrálního analyzátoru Rohde & Schwarz a měřícího rezonančního obvodu, jak je vidět na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Měřící rezonanční obvod

Cívka je zapojena do série se známým kondenzátorem, který musí být v SMD provedení, aby se minimalizovaly parazitní vlastnosti obvodu, což by zkreslovalo výsledek. Na spektrálním analyzátoru je pak možné v místě nejnižšího přenosu odečíst rezonanční kmitočet f_0 . Hodnoty kondenzátoru 68 pF (pro 20 nH) a 6,8 pF (pro 190 nH) byly zvoleny tak, aby byl rezonanční kmitočet co nejblíže k pracovnímu kmitočtu 137,5 MHz. Ze známé hodnoty kapacity kondenzátoru a rezonančního kmitočtu byla následně vypočtena a doladěna hodnota indukčnosti cívek podle Thomsonova vztahu.

Kompletně osazená deska zesilovače potom byla umístěná do stínící krabičky vytvořené z pocínovaného plechu hrubého 0,4 mm. Nakonec byl hotový zesilovač opatřen pozlacenými SMA konektory s teflonovým jádrem a charakteristickou impedancí 50 Ω.

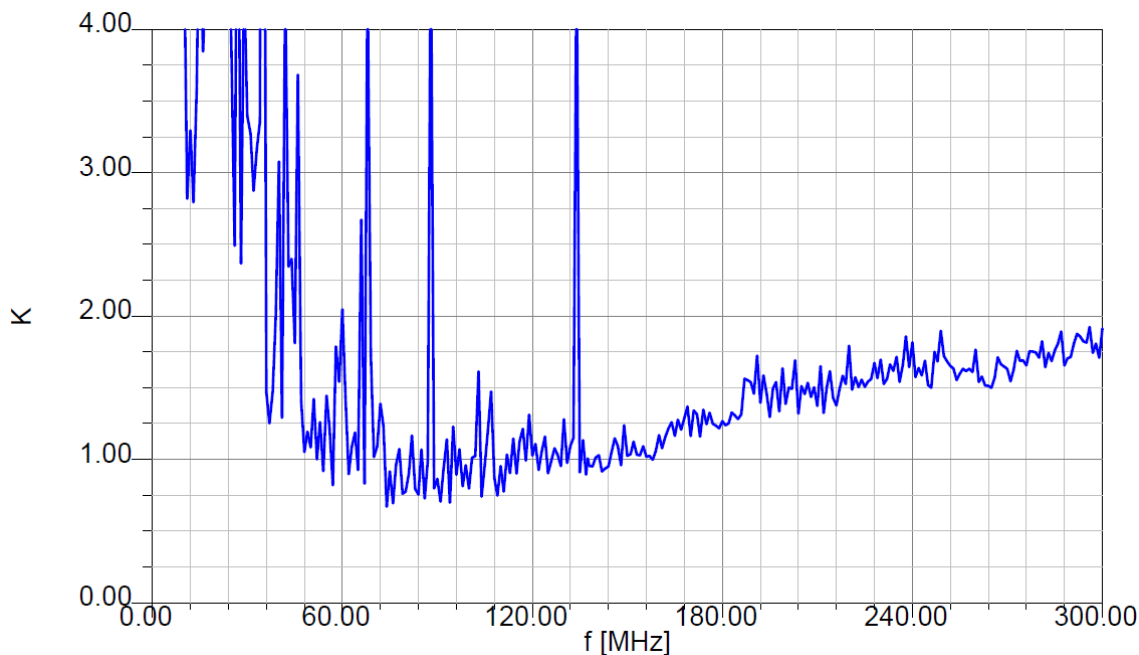
3.1.2 Oživení a měření první verze zesilovače

Před samotným buzením zesilovače VF signálem je nutné nejprve zkontrolovat zesilovače po stejnosměrné stránce tedy nastavení jeho pracovního bodu podle výpočtu v kapitole 2.1.5. Multimetrem bylo změřeno napětí $U_{DS} = 3,8$ V a proud odebíraný ze zdroje $I_{DS} = 147$ mA. Tyto hodnoty se od požadovaných $I_{DS} = 135$ mA a $U_{DS} = 4$ V mírně liší kvůli nepřesnosti hodnot pasivních součástek a také nepřesnou korekcí pracovního bodu proudovým zrcadlem. Všeobecně je ale možné považovat pracovní bod za správně nastavený.

Po prvotním připojení kompletního zesilovače k vektorovému analyzátoru Agilent E8364B byl zesilovač absolutně nestabilní a prakticky nepoužitelný. Tranzistor osciloval jak na vstupu, tak na svém výstupu a výsledky simulací se diametrálně odlišovaly od skutečných rozptylových parametrů. Pro další analýzu zesilovače bylo tedy nutné zesilovač proměřit po jednotlivých blocích. Na tento účel měření byly využity krátké úseky koaxiálního kabelu o impedanci 50 Ω a k nim do série připojen SMD kondenzátor 10nF, který filtroval stejnosměrnou složku napětí. Tento způsob měření není příliš vhodný, protože negativně ovlivňuje měřené s-parametry, avšak vzhledem k pracovní frekvenci je na vyšetření stability tranzistoru dostačující.

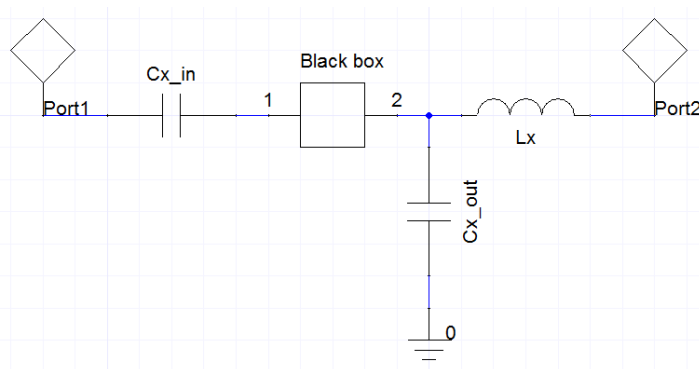
Odstraněním vstupního a výstupního přizpůsobovacího obvodu a připájením měřicích koaxiálů na jejich místo mohla být proměřena samotná širokopásmová stabilita tranzistoru. Zde bylo zjištěno, že tranzistor je extrémně citlivý na připojenou indukčnost v záporné zpětné vazbě (cívka 0402CS-1N0 od firmy Coilcraft). Zesilovač se také v tomto místě díky velkému ztrátovému výkonu přehříval. Z tohoto důvodu byla cívka odstraněna a na její místo byl připájen rovný úsek měděného drátu o průměru 1mm. Dalším měřením by zjištěno, že ani tato úprava není dostačující a že záporná zpětná vazba musí být odstraněna resp., že bude využívána jenom parazitní indukčnost prokovů. Tímto řešením se také značně zlepšil odvod tepla od tranzistoru zemní plochou.

Absencí záporné zpětné vazby bylo nutné kompenzovat změnou rezistivní zátěže na výstupu zesilovače. Tato zpětná vazba mněla za úkol stabilizovat kmitočty do cca 700 MHz kde je zisk tranzistoru velmi vysoký. Bylo tedy nutné tento zisk ztlumit změnou paralelního rezistoru na výstupu tranzistoru. Změna rezistoru sériového zde není možná, protože by změnou úbytku napětí na tomto rezistoru došlo k rozladění pracovního bodu. Původně 100 Ω rezistor byl tedy nahrazen přibližně poloviční hodnotou 51 Ω, aniž by přitom klesl požadovaný zisk zesilovače, který byl stále nad úrovní 26 dB. I když se zesilovač po uvedených úpravách podle s-parametrů jevil jako stabilní, činitel stability K dokazoval pravý opak. Po vykreslení K faktoru je očividné, že tranzistor vykazuje nestabilitu v kmitočtovém pásmu od 50 MHz do 160 MHz, což také dokazují zákmity na průběhu parametru S_{22} , z čehož lze usoudit, že tranzistor kmitá na svém výstupu.



Obrázek 3.3: Činitel stability K upravené první verze zesilovače

Rozptylové parametry pro tuto konfiguraci lze najít v příloze A.11. Kvůli této nestabilitě tranzistoru se ani po opakovaných pokusech nepovedlo zesilovač vhodně impedančně přizpůsobit ani jako potenciálně stabilní (vid' 1.2.3), kdy se na přizpůsobení používaly impedance pouze ze stabilní oblasti Smithova diagramu, které jsou vykresleny v příloze A.12. Kvůli přesnosti se impedanční přizpůsobení realizovalo tak, že změřené s-parametry zesilovače se nainportovaly do programu Ansoft Designer jako black box a ten byl následně přizpůsobován, tak jak je vidět na obrázku 3.2. Tímto způsobem ale byla ztracena informace o šumových vlastnostech obvodu, a tak byla vstupní paralelní indukčnost, která zajišťovala šumové přizpůsobení z obvodu odstraněna.



Obrázek 3.2: Způsob impedančního přizpůsobení první verze zesilovače

V tuto chvíli se vývoj této verze zesilovače zastavil, protože už není možné nijak efektivně stabilizovat tranzistor. Vyšší odporová hodnota paralelního rezistoru na výstupu tranzistoru by stabilitu ještě víc zhoršila a nižší hodnota by tranzistor rovněž více destabilizovala, což také dokazuje průběh K faktoru při zapojení 20 Ω paralelního rezistoru na výstupu tranzistoru v příloze A.13.

K další stabilizaci je nutné změnit délku mikropáskových přívodů k tranzistoru, v souladu odstraněním záporné zpětné vazby, na kterou se při stabilizaci tohoto tranzistoru nemožno spoléhat. Tranzistor je nadměrně citlivý na parazitní vlastnosti této zpětné vazby tedy prokovů a součástek v ní obsažených. V tomto místě má tranzistor také velkou tendenci se přehřívat, což by mohlo způsobit problémy, při používání zesilovače z dlouhodobého hlediska. Je proto nezbytně nutné vrátit se zpátky k programu Ansoft Designer a najít takovou konfiguraci zesilovače, která by zajistila jeho absolutní stabilitu.

3.2 Druhá verze zesilovače

3.2.1 Simulace druhé verze zesilovače

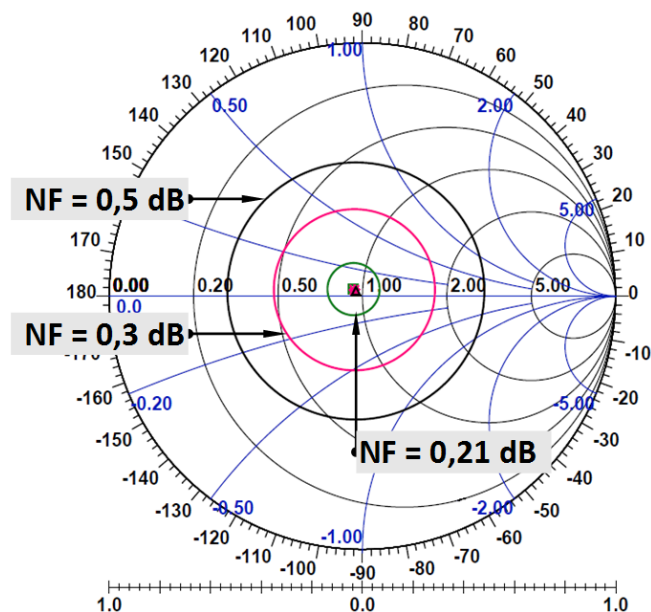
Před samotnou výrobou další verze zesilovače bylo nejprve nutné v simulačním prostředí obvod nasimulovat. Jak již bylo ověřeno u první verze LNA, simulace obvodu v programu Ansoft Designer nám nepřináší přesné výsledky chování reálného zesilovače, vzhledem k parazitním vlastnostem obvodu (které jsou výraznější při použití klasických, soustředěných součástek), se kterými simulační program nepočítá. U simulace také nelze počítat s výrobní tolerancí součástek. Nicméně jsou výsledky simulací dobrým odrazovým bodem pro další ladění a úpravy obvodu. Finální verze zesilovače prošla hned několika hlavními úpravami.

Na základě opakovaných simulací v programu Ansoft Designer bylo zjištěno, že při nevyužití záporné zpětné vazby na stabilizaci tranzistoru, resp. při využití pouze indukčnosti prokovů, se stabilita na nižších kmitočtech zlepšila, zkrácením délky mikropásků na vstupu a výstupu tranzistoru. Délka těchto mikropásků byla tedy zkrácena z původních 12 mm na 3 mm, kde další zkracování už na stabilitu nemá skoro žádný vliv. Touto úpravou také nedojde k nestabilitě na kmitočtech vyšších.

Do zpětné vazby tranzistoru byl připojen mikropásek o rozměrech 2x5 mm, který slouží jako upravitelná hodnota indukčnosti. Vznikla zde variabilita, kde se postupným prokovením zkracovala délka tohoto mikropásku, a tím se měnila hodnota indukčnosti ve zpětné vazbě. V případě nutnosti zde vznikl prostor k úplnému zrušení tohoto úseku vedení.

Za předpokladu, že nebude k stabilizaci použita zpětná vazba, bude nutné výstup tranzistoru dostatečně zatlumit, čím dojde k nemalému zmenšení zisku zesilovače (zde vzniká další prostor pro doladování obvodu dle potřeby, výměnou paralelního rezistoru ve výstupní zátěži tranzistoru). Z tohoto důvodu byl v zapojení odstraněn výstupní filtr, který by jako pasivní dvojbran v tomto případě zisk snižoval pod dostačující úroveň. Výstupní filtr nebyl klíčovou součástí zesilovače a bez jeho přítomnosti bude zesilovač stejně dostatečně úzkopásmový. Na vstupu APT přijímače se taktéž nachází pásmová propust, proto zde není další filtrační stupeň nutný. Absencí výstupního filtru taktéž dojde k lepšímu přizpůsobení výstupu tranzistoru, stejně tak i k malému snížení šumového čísla. Dále bylo nutné změnit SMD pouzdro u sériového rezistoru z 0603 na větší 1206, aby se zmírnilo jeho velké přehřívání.

Z předcházející zkušenosti bylo také zjištěno, že vstupní filtr není dokonale přizpůsoben na charakteristickou impedanci 50Ω . Přizpůsobení filtru je zde do značné míry limitováno výrobní řadou součástek a jejich tolerancí. Vstupní impedance tranzistoru také značně rozladuje filtr a zapojené šumové přizpůsobení se tím stává nefunkční. Aby bylo impedanční přizpůsobení co nejpřesnější, bylo ve finální verzi nutné zesilovač přizpůsobovat jako black box celku filtr + tranzistor. Proto bylo nutné šumové přizpůsobení z obvodu odstranit. Jednak došlo přizpůsobováním zesilovače jako celku ke ztrátě informace o šumovém čísle, stejně tak podle Friisova vztahu je známo, že výsledné šumové číslo hlavně závisí na prvním obvodu v kaskádě zapojeném (kapitola 1.2.6). Na druhou stranu ale po vykreslení kružnic konstantního šumu (obrázek 3.4) je vidět, že pro dosažení nejmenšího šumového čísla je nutné, aby kružnice konstantního dostupného zisku v rovině zdroje, která protíná bod vstupní impedance, také zároveň procházela středem Smithova diagramu. Tímto dojde k šumovému přizpůsobení celého obvodu. Simulacemi bylo rovněž zjištěno, že modifikací výstupního transformačního obvodu bude docíleno lepšího výkonového přizpůsobení, při absenci vstupního šumového přizpůsobení. Tato úprava spočívala v připojení paralelního kondenzátoru až za sériovou indukčností. Výstupní obvod byl pak doplněn o sériově zapojení kondenzátor s kapacitou 10 nF pro filtraci stejnosměrné složky. Tak vysoká hodnota kapacity už nemá na výstupní impedanci zesilovače vliv. Pro účely měření byl potom stejný kondenzátor připojen na místo původního šumového přizpůsobení.



Obrázek 3.4: Kružnice pro konstantní šumové číslo tranzistoru ATF 53189

3.2.2 Výroba a osazení druhé DPS

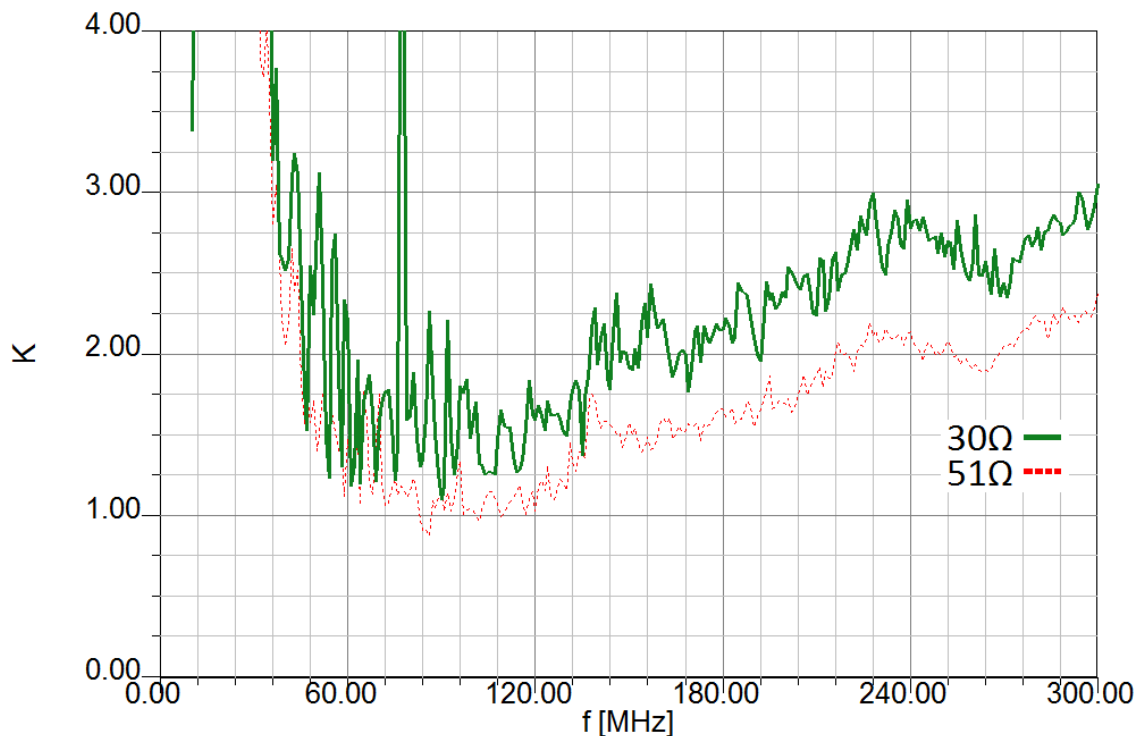
Při výrobě druhé verze DPS byly dodrženy stejné návrhové, výrobní a technologické postupy jako u předchozí desky. Tato deska byla vytvořena podle schématu uvedeného v příloze B. Výsledná DPS má rozměry $32 \times 64 \text{ mm}$ a je zobrazena v příloze C.

3.2.3 Oživení a měření druhé verze zesilovače

Při měření parametrů finální verze zesilovače bylo postupováno stejným způsobem jako u předešlé verze. Obvod nastavení pracovního bodu neprošel žádnou změnou a poloha pracovního bodu tak zůstala stejná.

Před buzením obvodu VF signálem byl do rezistivní zátěže připojen paralelní rezistor o hodnotě 51Ω jako u předešlé konfigurace zesilovače. Následně byl obvod (opět za pomoci krátkých úseků koaxiálních vedení) k vektorovému analyzátoru Agilent E8364B. Při měření s-parametrů se opět projevila extrémní citlivost tranzistoru na zápornou zpětnou vazbu a také se tranzistor opět začal nadměrně zahřívat. Tento krát se ale s tímto jevem už předem počítalo, a tak byly na mikropásku vytvořeny dva prokovy z 1 mm hrubého měděného drátu bezprostředně za tranzistorem.

Po vykreslení průběhu Rolletova činitele stability K bylo zjištěno, že se jeho hodnota, ve frekvenčním rozsahu od 80 MHz do 120 MHz, přibližuje těsně k jedné nebo dokonce pod úroveň jedné. Protože cílem návrhu je vytvořit absolutně stabilní zesilovač, (kapitola 1.2.3) musel být výstup tranzistoru více zatlumen, snížením odporové hodnoty paralelního rezistoru na hodnotu 30Ω . Po této úpravě je tranzistor absolutně stabilizován (jak je vidět na obrázku 3.5) se ziskem 24 dB. Rozptylové parametry samotného stabilizovaného zesilovacího stupně jsou v příloze A.14. Pro úplnost jsou vykresleny kružnice stability pro vstup a výstup v příloze A.15.



Obrázek 3.5: Činitel K finální verze zesilovače, pro dva druhy výstupních paralelních odporů

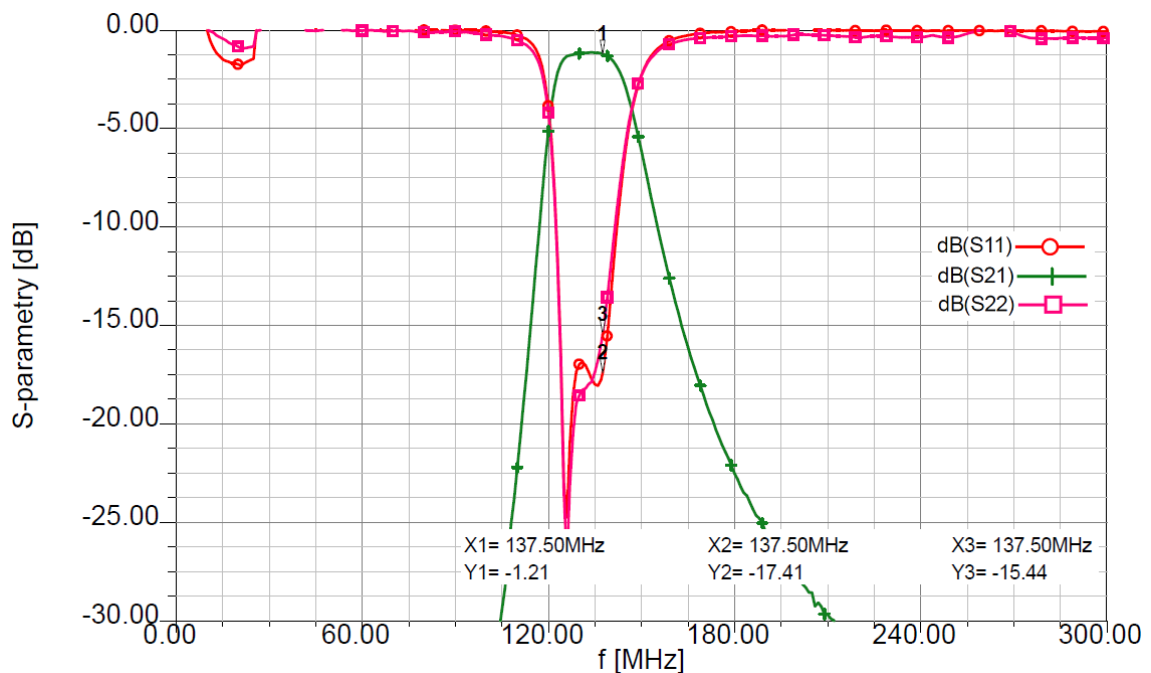
3.2.4 Analýza hotového vstupního filtru

Předtím než se začne zesilovač přizpůsobovat, je nutné proměřit rozptylové parametry vstupního filtru. Měřením bylo zjištěno, že přenosová charakteristika filtru je frekvenčně posunuta o 8,5 MHz a střed přenosové charakteristiky se nacházel na kmitočtu 129 MHz místo požadovaného 137,5 MHz. Důkladná analýza v programu Ansoft Designer odhalila, že tento frekvenční posuv způsobují cívky v rezonančních obvodech. Cívky 1812SMS-22N od společnosti Coilcraft o nominální hodnotě 22 nH totiž vykazovaly indukčnost vyšší a to cca 24 nH. Proto byly tyto cívky nahrazeny za cívky B07TGLB od stejného výrobce rovněž o nominální hodnotě 22 nH. Touto úpravou se ale problém frekvenčního posuvu nevyřešil, protože hodnota reálné indukčnosti byla opět vyšší. Jakýkoliv pokus o změnu indukčnosti (např. odmotáním závitu, zkrácením vývodu), by mněl negativní dopad na šířku přenášeného pásma a vloženého útlumu filtru, protože by došlo k snížení jakosti těchto cívek. Bylo tedy nutné filtr upravit změnou hodnot kondenzátorů v těchto rezonančních obvodech, tak aby se zachoval stejný poměr kapacity k indukčnosti a nezměnil se tím rezonanční kmitočet.

V kapitole 2.2.1 byly vypočteny hodnoty rezonančních kmitočtů ve filtru za předpokladu, že cívky mají hodnotu indukčnosti 22 nH jako: $f_0 = 163,63$ MHz a $f_{0c} = 156,52$ MHz. Aby se zachoval přibližně stejný rezonanční kmitočet pro hodnotu indukčnosti 24 nH byly hodnoty kondenzátorů sníženy o jednu výrobní řadu E24. Tímto bylo docíleno stejného naladění paralelních rezonátorů ve filtru na přibližně původní navrhovanou hodnotu. Touto úpravou se filtr frekvenčně posunul na požadované místo.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{24 \cdot 10^{-9} \cdot 39 \cdot 10^{-12}}} = 164,51 \text{ MHz} \quad (3.1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{24 \cdot 10^{-9} \cdot 43 \cdot 10^{-12}}} = 156,67 \text{ MHz} \quad (3.2)$$



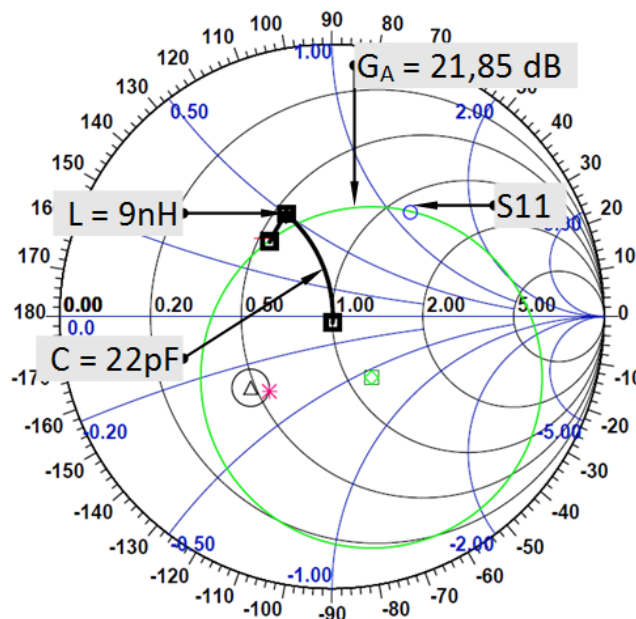
Obrázek 3.6: Rozptylové parametry hotového vstupního filtru

3.2.5 Měření s-parametrů celého zesilovače a jeho přizpůsobení

Po absolutní stabilizaci tranzistoru a správném naladění vstupního filtru, je možné měřit hotový zesilovač jako celek a následně jej vhodně výkonově přizpůsobit. Spojením zesilovacího stupně s filtrem byly z vektorového analyzátoru získány s-parametry zobrazené v příloze A.16. Zde je vidět zdeformovaný průběh parametru S_{21} přenosu zesilovače. Tato deformace je zapříčiněna rozladěním filtru vstupní impedancí tranzistoru, která má kapacitní charakter. Tato vstupní kapacita tranzistoru je zapojena v sérii s výstupní kapacitou filtru, a tím snižuje její hodnotu. Tudiž bylo nutné tento jev vykompenzovat snížením vstupní kapacity filtru, takže i celého obvodu tak, aby se filtr stal symetrickým. Simulace odhalila, že výměnou kondenzátoru o hodnotě 20 pF, na vstupu filtru, za hodnotu 15 pF dojde k částečnému srovnání přenosové charakteristiky. Dalším měřením bylo prozkoumáno, že tranzistor rovněž rozladuje třetí rezonanční obvod filtru. Toto rozladění bylo na základě pokusu vykompenzováno paralelním připájením kondenzátoru 3,3 pF na kondenzátoru 39 pF. Touto korekturou došlo k vyrovnání průběhu parametru S_{21} v okolí pracovního kmitočtu. Úprava také zajistila přizpůsobení výstupu filtru k vstupu tranzistoru.

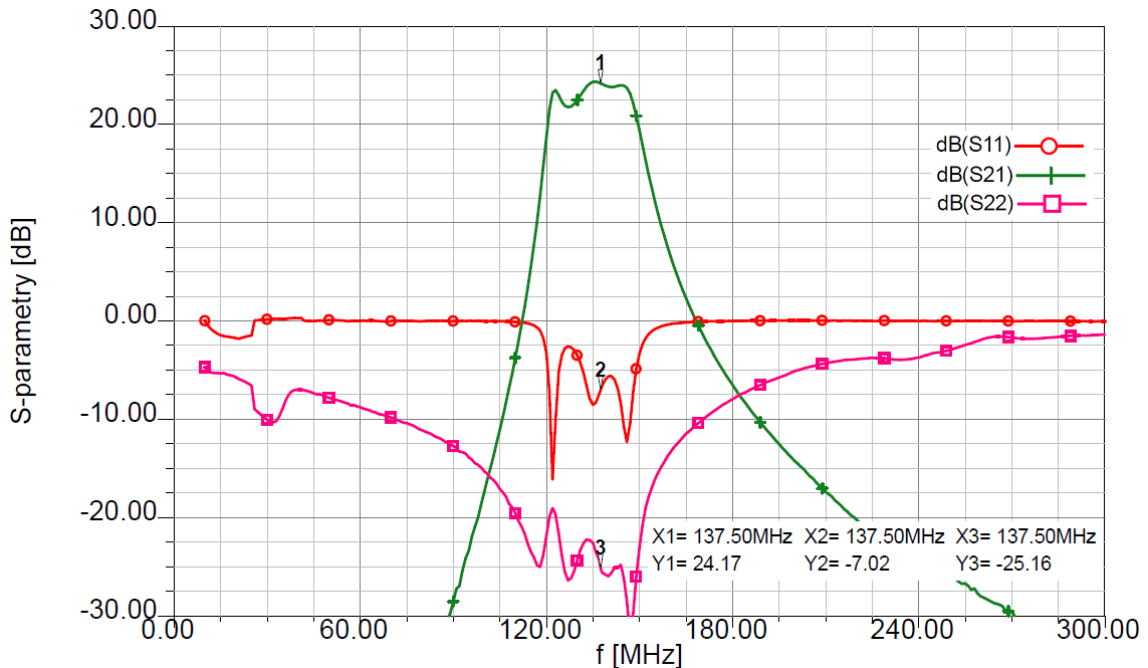
Pro výkonové přizpůsobení celého zesilovače na pracovní kmitočet, byly změřené s-parametry vloženy do programu Ansoft Designer jako black box. Tento black box se následně výkonově přizpůsoboval pouze na svém výstupu (vstupní impedance filtru se už dále neměnila) následujícím způsobem.

1. Na Smithově diagramu byla vykreslena vstupní impedance zesilovače (filtru) S_{11}
2. Tímto bodem prochází kružnice konstantního dostupného zisku $G_A = 21,85$ dB
3. Dostupný zisk se mapoval z roviny zdroje do roviny zátěže
4. K vzniknuté impedanci se vytvořila impedance komplexně sdružená
5. Tato impedance se transformovala do středu Smithova diagramu pomocí sériové indukčnosti 9 nH a paralelní kapacity 22 pF.



Obrázek 3.7: Impedanční přizpůsobení výstupu hotového zesilovače.

Z následného ověření hodnoty výkonového přizpůsobení na vektorovém analyzátoru vyplynulo, že toto výkonové přizpůsobení je nepřesné a nedostatečné. Důvodem této nepřesnosti je nenulový zpětný přenos tranzistoru, který ovlivňuje vstupní impedanci na tranzistoru. Bylo tedy nutné doladit výstupní přizpůsobovací obvod tak, aby na výstupu zesilovače došlo k výkonovému přizpůsobení. To bylo experimentálně docíleno zvýšením sériové indukčnosti na hodnotu přibližně 25 nH. Finální rozptylové parametry zesilovače lze vidět na obrázku 3.8.



Obrázek 3.8: Finální rozptylové parametry zesilovače

Z frekvenčního průběhu rozptylových parametrů je možné zpozorovat přetrvávající mírnou deformaci přenosové charakteristiky, vlivem rozladění filtru v pásmu od 129 MHz do 133 MHz. V tomto frekvenční pásmu ale žádné družice NOAA nevysílají jak je uvedené v kapitole 1.1.1, proto není nutné se touto deformací zabývat.

Na pracovním kmitočtu 137,5 MHz dosahuje zesilovač velmi dobrou hodnotu zisku 24,17 dB, což je 0,48 dB víc než u původního zesilovače navrženého v programu Ansoft Designer. Ten ale obsahoval na své výstupu pásmovou propust. Z toho vyplývá, že odstraněním výstupního filtru došlo ke kompenzaci ziskové ztráty, způsobené vyšším výstupním ztlumením tranzistoru, což bylo nutné kvůli jeho stabilitě. Absencí výstupního filtru se zvětšila šířka pásma zesilovače B stanovená pro pokles o 3 dB na $B \approx 28$ MHz a relativní šířka pásma $B = 20,36$ %. Výstup zesilovače je vhodně výkonově přizpůsoben, což je patrné z průběhu parametru S_{22} . Dobré výkonové přizpůsobení také dokazuje hodnota poměru stojatých vln $VSWR = 1,12$ (viz příloha A.17).

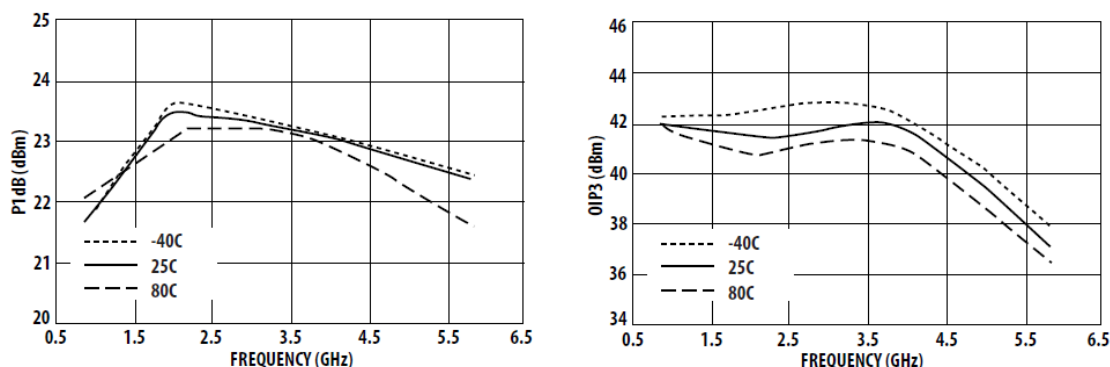
3.2.6 Měření jednodecibelové komprese P_{1dB} a bodu zahrazení IP₃

Pro měření bodu jednodecibelové komprese byl opět použit vektorový analyzátor Agilent E8364B. Teoretické poznatky potřebné k měření jsou uvedeny v kapitole 1.2.7. Kvůli vysokému zisku zesilovače bylo nutné, před samotným měřením, na jeho výstup připojit 10 dB atenuátor, aby se ochránil vektorový analyzátor vůči přetížení.

Následně se zvyšovala úroveň vstupního výkonu P_{IN} až po hodnotu, kdy klesl zisk zesilovače o 1 dB. Tomu odpovídá úroveň $P_{IN} = -7,1$ dBm, což je bod jednodecibelové komprese vztažený ke vstupu zesilovače IP_{1dB} . Bod jednodecibelové komprese vztažený k výstupu OP_{1dB} (obecně označován jako P_{1dB}) tedy bude větší o zisk G zesilovače a to:

$$P_{1dB} = IP_{1dB} + G = -7,1 + 24 = 16,9 \text{ dBm.} \quad (3.3)$$

Tato hodnota přibližně odpovídá teoretickým předpokladům tranzistoru udávaných výrobcem. Na obrázku 3.9 je zobrazena hodnota výkonu P_{1dB} v závislosti na frekvenci a teplotě, kde je možné pozorovat, jak tato úroveň s velkou strmostí lineárně klesá směrem k nižším kmitočtům.



Obrázek 3.9: Závislost bodu P_{1dB} a P_{OIP3} na frekvenci a teplotě [12]

Měření bodu zahrazení IP₃ nebylo možné uskutečnit, protože nebyly k dispozici dva vhodné RF generátory a slučovač. Bod IP₃ ale lze teoreticky určit z výrobcem udávaných hodnot pro bod zahrazení vztažený na výstup P_{OIP3} . Na obrázku 3.9 je vidět, že hodnota výkonu P_{OIP3} je rovna 42 dBm při frekvenci 1 GHz. Protože má tato závislost téměř lineární charakter až do kmitočtu 3,5 GHz lze předpokládat, že tato hodnota bude konstantní i pro kmitočty nižší. Z této informace lze odhadnout hodnotu vstupního bodu zahrazení jako:

$$P_{IIP3} = P_{OIP3} - G = 42 - 24 = 18 \text{ dBm} \quad (3.4)$$

3.2.7 Měření šumového čísla hotového zesilovače

Měření šumového čísla probíhalo na měřiči šumu Agilent N8975A. Po kalibraci zařízení byl na výstup zesilovače připojen měnitelný atenuátor a následně se obvod připojil k měřiči šumového čísla. Naměřené šumové vlastnosti zesilovače s atenuátorem jsou zobrazeny v tabulce 3.1.

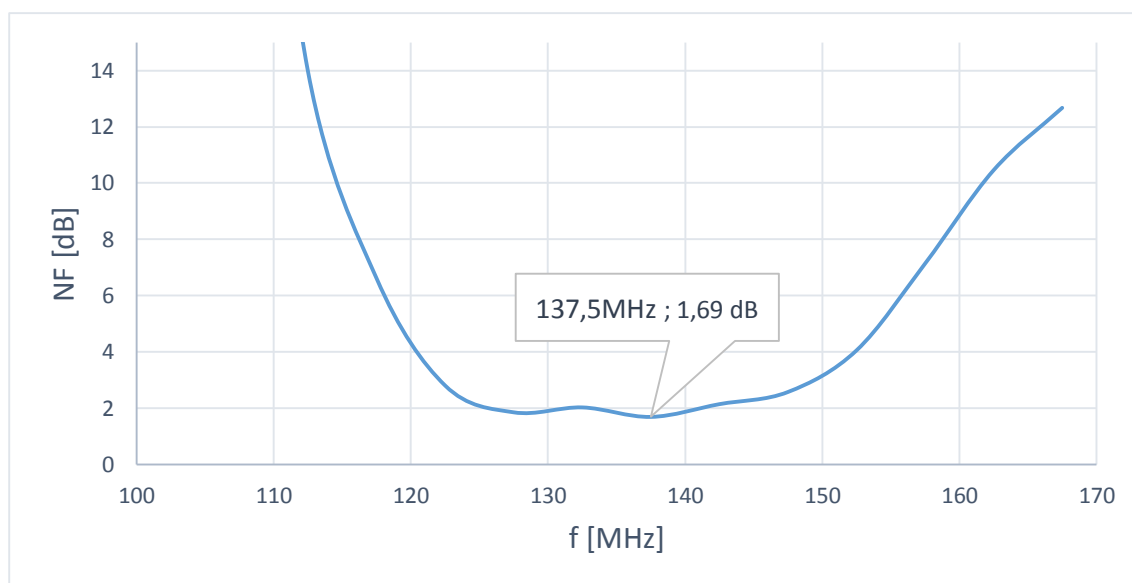
Tabulka 3.1: Naměřené hodnoty šumového čísla zesilovače v sérii s atenuátorem (přístrojem je korigován pouze zisk a ne jeho šumové číslo)

Atenuátor [dB]	Šumové číslo [dB]	Zisk [dB]
5	1,773	24,22
10	1,799	23,92
20	2,759	23,97
f = 137.5 MHz		

Protože měřič šumu automaticky připočítal hodnotu útlumu atenuátoru jenom k zisku, ale ne k šumovému číslu, bylo nutné pomocí Friisova vztahu (kapitola 1.2.6) spočítat šumové číslo samotného zesilovače. Pro pracovní kmitočet 137,5 MHz potom platí vztah:

$$F_{zes} = F_{celk.} - \frac{F_{ATT}-1}{G_{zes}} = 1,513 - \frac{10-1}{23,915} = 1,477 \Rightarrow NF = 1,69 \text{ dB} \quad (3.4)$$

kde F_{zes} je šumový faktor zesilovače, $F_{celk.}$ je šumový faktor celkového zapojení, F_{ATT} označuje šumový faktor atenuátoru a G_{zes} zisk zesilovače.

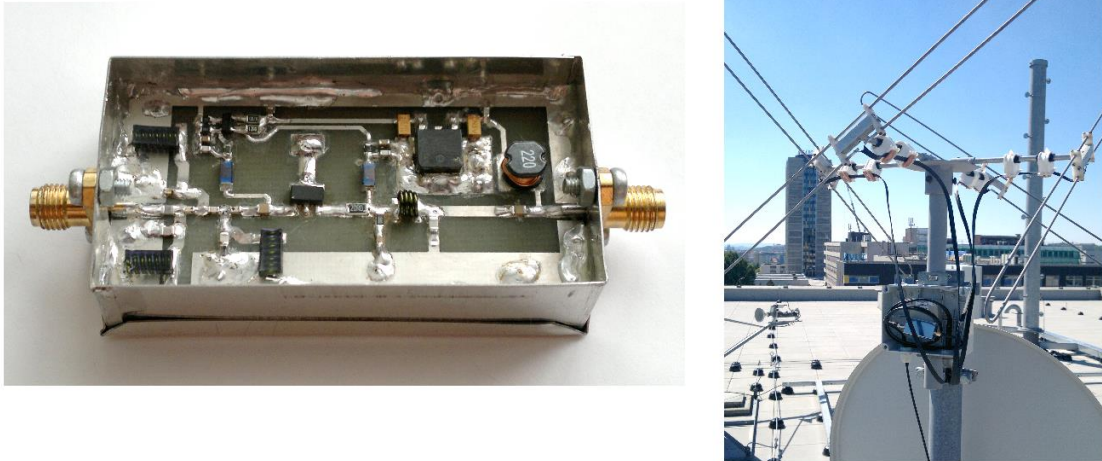


Obrázek 3.10: Závislost šumového čísla zesilovače na kmitočtu

Výsledná hodnota šumového čísla $NF = 1,69 \text{ dB}$ je poněkud vyšší než původně plánovaná hodnota $1,25 \text{ dB}$. Toto zhoršení je způsobené vyšším útlumem filtru díky parazitním vlastnostem součástek, zvýšením odporové zátěže tranzistoru a také nedokonalostí přizpůsobení mezi filtrem a tranzistorem. Všeobecně ale lze tuto hodnotu považovat za příznivou vzhledem na vysokou selektivitu a zisk tranzistoru.

3.3 Testování LNA při reálném příjmu APT signálů

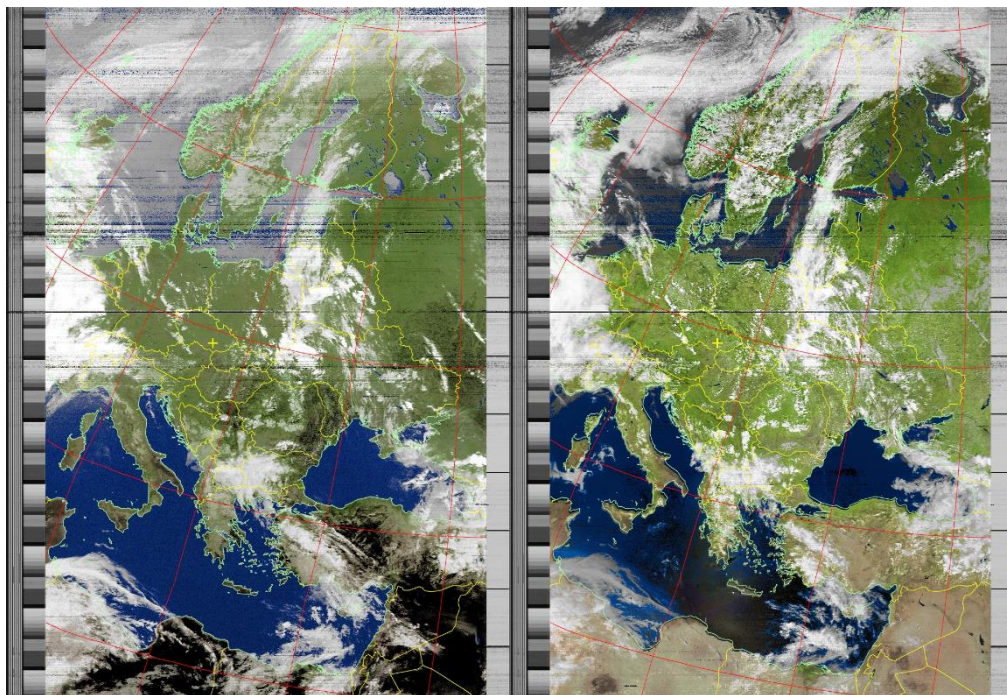
Na závěr bylo nutné otestovat nízkošumový zesilovač při reálném příjmu APT signálů. Hotový zesilovač byl tedy připojen ke všesměrové anténě typu Lindenblad umístěné na střeše budovy fakulty tak, jak je vidět na obrázku 3.11. Tento druh antény je vhodný k zachycení kruhově polarizovaných signálů, které družice NOAA vysílají.



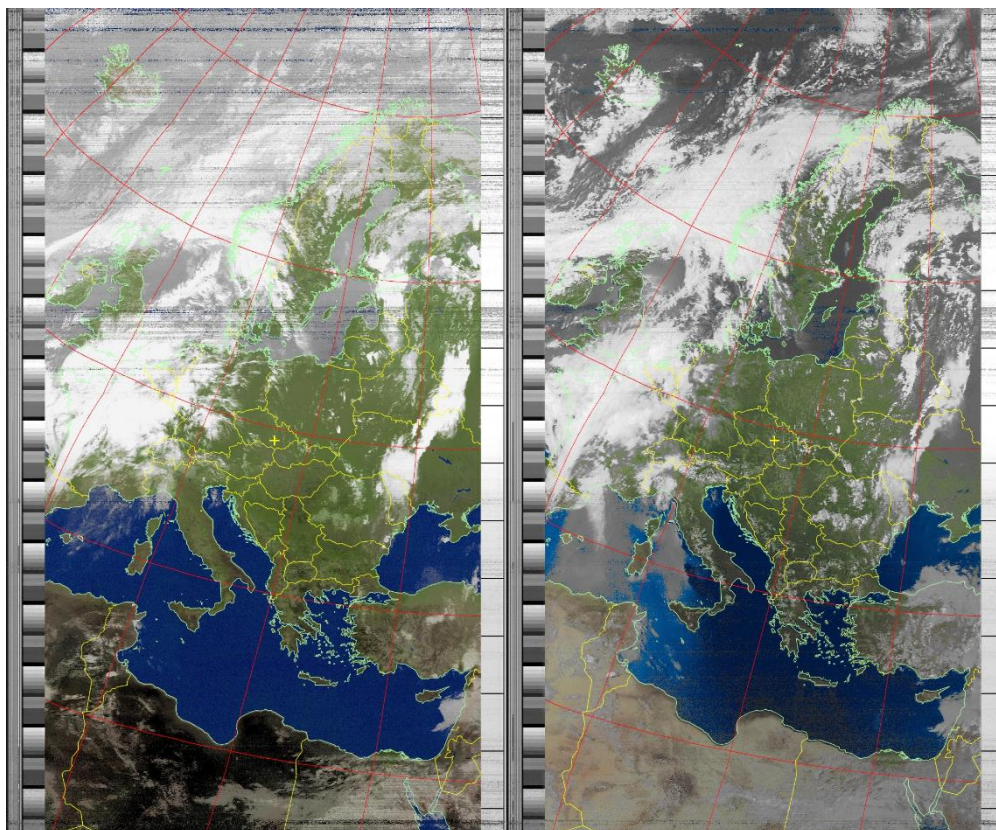
Obrázek 3.11: Hotový zesilovač bez horního krytu a jeho připojení k anténě

Poté byly na počítači, ke kterému byl připojen APT přijímač, za pomoci softwaru WXtrack zjištěny časy přeletů družic nad naším územím. Po zjištění doby, kdy budou signály z družic NOAA 15,18 a 19 v dosahu, bylo v softwaru nastavené automatické ukládání a dekodování APT snímků.

Vyhotovený zesilovač pracoval po celou dobu provozu spolehlivě a bezproblémově, o čemž také vypovídá kvalita přijímaných družicových snímků. Na obrázku 3.12 je zobrazen družicový snímek zachycen dne 20. 5. 2014 o 13:50 z družice NOAA 19. Na tomto snímku je patrné impulsivní rušení neznámého původu. Které se také opakuje i na obrázku 3.13, což je snímek zachycen dne 21. 5. 2014 o 16:28 z družice NOAA18. Toto rušení může být způsobeno samotnou anténou, která v daném místě může vykazovat nižší přenos. Rušení je také možno zpozorovat na okrajích snímků kdy se zhoršoval poměr C/N. Na zašumění snímku má také velký vliv samotná poloha měřící aparatury, v hustě osídlené a průmyslové části města Brna, kde se vyskytuje elektromagnetický smog a podobné rušivé elementy. Kdyby se měření opakovalo mimo městskou zástavbu někde na venkově, určitě by bylo zarušení snímků podstatně menší. Celkově se ale jedná o snímky kvalitní a zřetelné. Na obrázku 3.12 a 3.13 jsou vyobrazeny snímky pro oba vysílané kanály a to kanálu viditelného spektra (vlevo) a kanálu blízkého infračerveného spektra (vpravo). Více informací o přenosu APT signálu lze najít v kapitole 1.1.



Obrázek 3.12: Snímek z družice NOAA 19 zachycen 20. 5. 2014 o 13:50 pro oba vysílané kanály



Obrázek 3.13: Snímek z družice NOAA 18 zachycen 21. 5. 2014 o 16:28 pro oba vysílané kanály

Závěr

Cílem této bakalářské práce bylo seznámit se s příjmem APT signálů z meteorologických družic NOAA. Tento druh komunikace byl popsán v úvodních kapitolách tak, aby byla nastíněna celková problematika projektu.

V teoretické části práce byl rovněž proveden rozbor kritických parametrů nízkošumového zesilovače a selektivních obvodů, kterým se musí věnovat pozornost už při návrhu a také při konstrukci. Následně pak byly rozebrány jednotlivé metody návrhu tohoto zesilovače a na základě těchto teoretických znalostí byl nízkošumový zesilovač, společně s jeho filtry, navrhnut v programu Ansoft Designer.

Stavebním kamenem celého zesilovače je tranzistor ATF-53189, který byl zvolen jako optimální pro nízkošumový zesilovač v pásmu 137,5 MHz. Pro tento tranzistor byl vybrán vhodný pracovní bod, vzhledem k požadovaným vlastnostem a následně byl celý tranzistor stabilizován. Aby byla zaručena jeho nízkošumovost, tak po jeho stabilizaci následovalo jeho vstupní šumové přizpůsobení a výkonové přizpůsobení výstupu na charakteristikou impedanci.

Vzhledem k vysokému zisku tranzistoru v blízkosti FM rozhlasového pásma musel být na vstup navržen vstupní filtr, který tyto silné a nežádoucí signály odfiltroval. Výměnou za to bylo zvýšení šumu, ale kvůli funkčnosti příjmu APT signálů, byl tento kompromis nutný. Filtr byl také navržen pro výstup zesilovače, tak aby odstup užitečného signálu od šumu byl co největší a přijímací APT zařízení zpracovávalo jenom požadovaný signál bez rušení. Aby se na výsledky simulací filtrů dalo spoléhat, používaly se při simulaci kompletní rozptylové parametry jednotlivých součástí přímo od výrobce.

Po návrhu a kompletní simulaci zesilovače byla pro celé zapojení následně vytvořena deska plošných spojů, která byla následně osazena. Vznikla tak první verze zesilovače vytvořená na základě předcházejících simulací. Po důkladné analýze první verze zesilovače bylo zjištěno, že tranzistor je nestabilní i po opakovaných neúspěšných pokusech ho stabilizovat. Nestabilitu tranzistoru způsobovala zejména jeho extrémně velká citlivost na zápornou zpětnou vazbu. Bylo tedy nutné návrh zesilovače modifikovat tak, aby byl zesilovač stabilní i bez této zpětné vazby. To bylo docíleno několika úpravami jako zkrácením délky mikropáskových přívodů, změnou vstupního a výstupního přizpůsobení a také větším výstupním zatlumením tranzistoru. Kvůli tomuto zatlumení se při dalším návrhu upustilo od méně důležitého výstupního filtru, aby byla kompenzována zisková ztráta. Po zjištění skutečnosti, že se simulace s-parametrů podstatně odlišují od parametrů reálných vlivem parazitních jevů, byl další návrh zesilovače simulován s podstatnou rezervou.

Výrobou druhé desky a jejím doladěním byl odstraněn problém nestability a výsledné rozptylové parametry dosahovaly přijatelných hodnot. Výstup zesilovače je vhodně výkonově přizpůsobený k charakteristické impedanci 50 Ω , což je standardní

hodnota impedance přívodních konektorů, takže jsou potlačeny nežádoucí odrazy, které mají na portech zesilovače tendenci vznikat.

Následně byl pro finální verzi zesilovače změřen reálný bod jednodécibellové komprese a také bylo změřeno jeho celkové šumové číslo. Po změření všech kritických parametrů byl zesilovač připojen k anténě a ve velkém časovém intervalu testován při reálném příjmu APT signálů, čím se ověřila funkčnost tohoto prototypu.

Výsledný nízkošumový zesilovač dosahuje zisku 24,17 dB při šumovém čísle 1,69 dB a se šířkou pásma 28 MHz. Filtrační obvod dostatečně potlačuje signály s mnohonásobně vyšší amplitudou nacházejících se blízko pracovního kmitočtu 137,5 MHz a tranzistor lze pokládat za dobře odolný vůči přebuzení těmito signály. Kvalita přijímaných družicových snímků byla, i přes drobné impulzivní rušení neznámého původu způsobené buď okolím, nebo anténou, na vysoké úrovni. To je důkazem správného návrhu a realizace výsledného nízkošumového zesilovače.

Literatura

- [1] NOAA KLM User's Guide [online]. NOAA Satellite and Information Service, 2006 – [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: <http://www.ncdc.noaa.gov/oa/pod-guide/ncdc/docs/klm/index.htm>
- [2] NOAA. *Office of Satellite Operations: POES Status* [online]. 2013 [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: <http://www.oso.noaa.gov/poesstatus/>
- [3] Advanced Very High Resolution Radiometer. *NOAA Satellite Information System* [online]. 2013 [cit. 2013-12-03]. Dostupné z: <http://noaasis.noaa.gov/NOAASIS/ml/avhrr.html>
- [4] ROHDE, Ulrich L a David P NEWKIRK. *RF/microwave circuit design for wireless applications*. New York: John Wiley, 2000, 954 s. ISBN 04-712-9818-2.
- [5] WHITE, Joseph F. *High frequency techniques: an introduction to RF and microwave engineering*. Hoboken: John Wiley, 2004, xxii, 502 s. ISBN 04-714-5591-1.
- [6] PROCHÁZKA, Tomáš a Zdeněk BARTOŇ. S-parametry. *Elektrorevue* [online]. 2002, č. 29 [cit. 2013-12-05]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02029/index.html>
- [7] ZVEREV, Anatol I. *Handbook of filter synthesis*. Hoboken: John Wiley, 2005, xii, 576 s. ISBN 978-0-471-74942-4.
- [8] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Přednášky*. Vyd. 2., dopl. Brno: VUT FEKT, 2002, 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [9] SAW Filters. RFM. *RF Components* [online]. 2013 [cit. 2013-12-08]. Dostupné z: http://www.rfm.com/products/spec_sheet.php?sawfilters_record=SF2059B-1
- [10] VÁGNER, Petr. *Vysokofrekvenční technika*. Brno: VUT FEKT, 2013, 152 s.
- [11] AVAGO Technologies *Development of E-pHEMT Technology* [online]. 2010 [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-2026EN>
- [12] AVAGO Technologies *ATF 53189 Data Sheet* [online]. 2013 [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0051EN>
- [13] AVAGO Technologies *Application Note 1320: ATF-531P8 1900 MHz High Linearity Amplifier* [online]. 2013 [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: <http://www.avagotech.com/docs/5988-8237EN>
- [14] AVAGO Technologies *Application Note 5244: 2.0 GHz High-linearity Second-stage LNA/Driver using Avago Technologies' ATF-53189* [online]. 2013 [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: <http://www.avagotech.com/docs/5989-3846EN>
- [15] NXP Semiconductors *BCV62 PNP general-purpose double transistors Data Sheet* [online]. 2013 [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: www.nxp.com/documents/data_sheet/BCV62.pdf
- [16] STMicroelectronics *L78M00 Series Data Sheet* [online]. 2013 [cit. 2013-12-02]. Dostupné z: <http://www.ges.cz/cz/78m09-dpak-GES05013972.html>
- [17] Coilcraft. *Highest Q Finder* [online]. 2013 [cit. 2013-12-11]. Dostupné z: <http://www.coilcraft.com/apps/hiq/hiQ.cfm>
- [18] Murata Manufacturing Co., Ltd. *Search for capacitors* [online]. 2013 [cit. 2013-12-11]. Dostupné z: <http://psearch.murata.com/capacitor/feature/>

Seznam zkratek

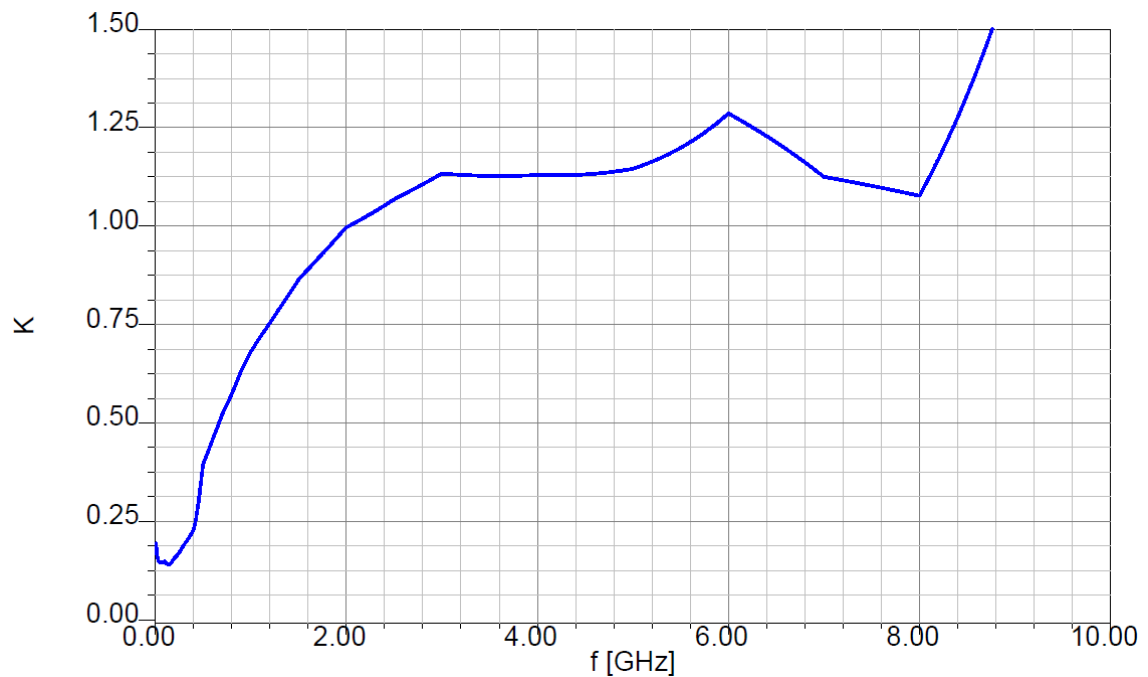
LNA	Low noise amplifier – nízkošumový zesilovač
APT	Automatic Picture Transmission – automatický přenos obrazu
NOAA	National Oceanic and Atmospheric Administration
FM	Frekvenční modulace
MSB	Most significant bit – bit s největší vahou
AVHRR	Advanced Very High Resolution Radiometer – radiometr s vys. rozlišením
MIRP	Spacecraft Manipulated Information Rate Processor
RCP	Right circular polarization
NF	Nízkofrekvenční (technika)
VF	Vysokofrekvenční (technika)
S/N	Signal to Noise – poměr signálu k šumu
K	Rolletův činitel stability
KCS	Kružnice stability pro vstup
KCL	Kružnice stability pro výstup
F	Šumový faktor
NF	Noise Figure – šumové číslo
IP3	3rd Order Intercept Point – bod zahrazení
MSG	Maximum stable gain – maximální stabilní zisk
VHF	Very high frequency – pásmo velmi vysokých kmitočtů
SAW	Surface acoustic wave – povrchová akustická vlna
E-pHEMT	Enhancement mode pseudomorphic high electron mobility tranzistor
RF	Rádio frekvence
DPS	Deska plošných spojů
SMD	Surface mount device – součástka pro povrchovou montáž
RLC	Obvod složen z cívky, rezistoru a kondenzátoru
VSWR	Voltage standing wave ratio – Napěťový poměr stojatých vln
C/N	Carrier to Noise – poměr výkonu nosné k šumu

Seznam příloh

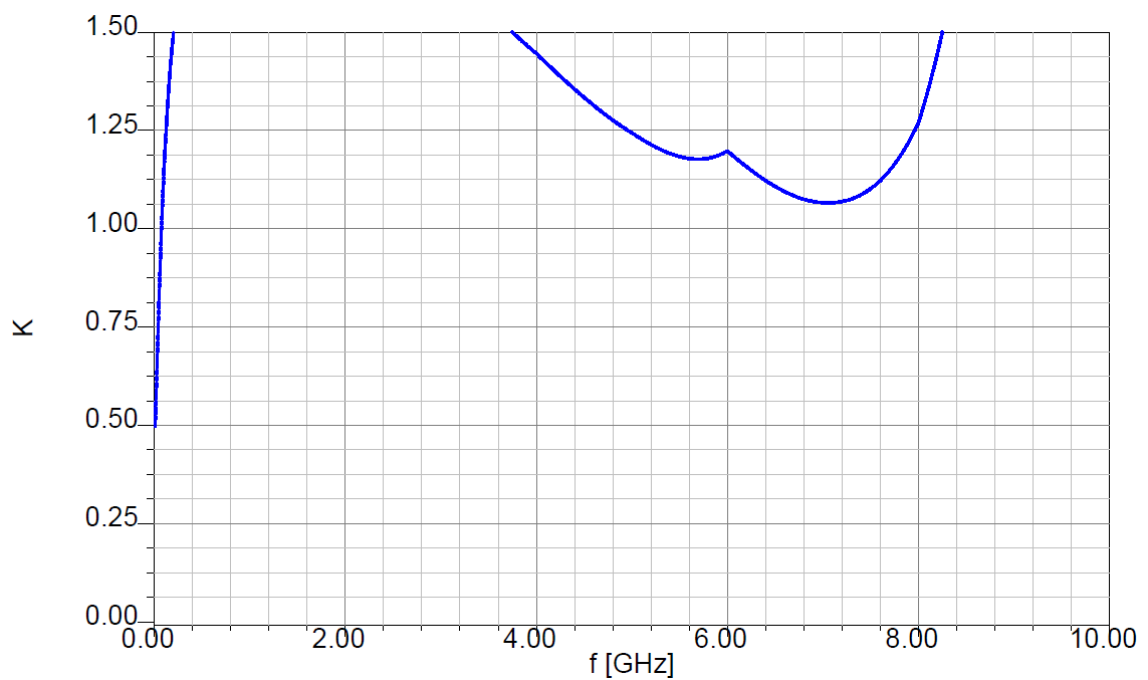
A	Výsledky simulací a měření	64
A.1	Implicitní stabilita tranzistoru ATF-53189	64
A.2	Základní stabilizace tranzistoru ATF-53189	64
A.3	Kompletní stabilizace tranzistoru ATF-53189	65
A.4	Kružnice stability tranzistoru	65
A.5	Výsledné s-parametry samotného zesilovacího stupně	66
A.6	Vstupní a výstupní činitel odrazu vstupního filtru	66
A.7	Vstupní a výstupní činitel odrazu výstupního filtru	67
A.8	Vstupní a výstupní činitel odrazu kompletního zesilovače	67
A.9	Rozptylové parametry zesilovače bez výstupního filtru	68
A.10	Výsledné šumové číslo zesilovače	68
A.11	S-parametry první verze zesilovače – bez přizpůsobení	69
A.12	Kružnice stability pro vstup a výstup první verze zesilovače	69
A.13	K faktor pro první verzi zesilovače s 20 Ω par. rezistor na výstupu	70
A.14	S-parametry druhé verze zesilovače – bez přizpůsobení	70
A.15	Kružnice stability pro vstup a výstup druhé verze zesilovače	71
A.16	S-parametry kompletního zesilovače – bez přizpůsobení	71
A.17	Výstupní poměr stojatých vln VSWR zesilovače	72
B	Kompletní schéma zesilovače	73
C	Desky plošných spojů	74
C.1	Rozložení součástek – 1. verze	74
C.2	Strana signálového vedení TOP – 1. verze	74
C.3	Rozložení součástek – 2. verze	75
C.4	Strana signálového vedení TOP – 2. verze	75
D	Seznam součástek finální verze	76

A Výsledky simulací a měření

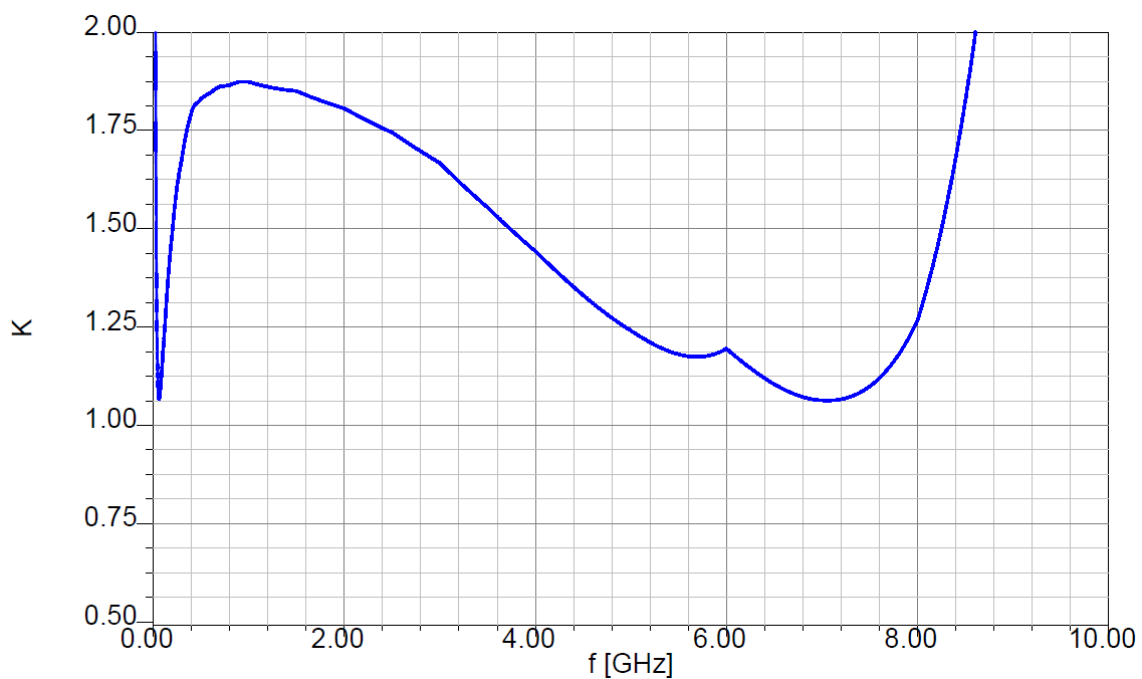
A.1 Implicitní stabilita tranzistoru ATF-53189



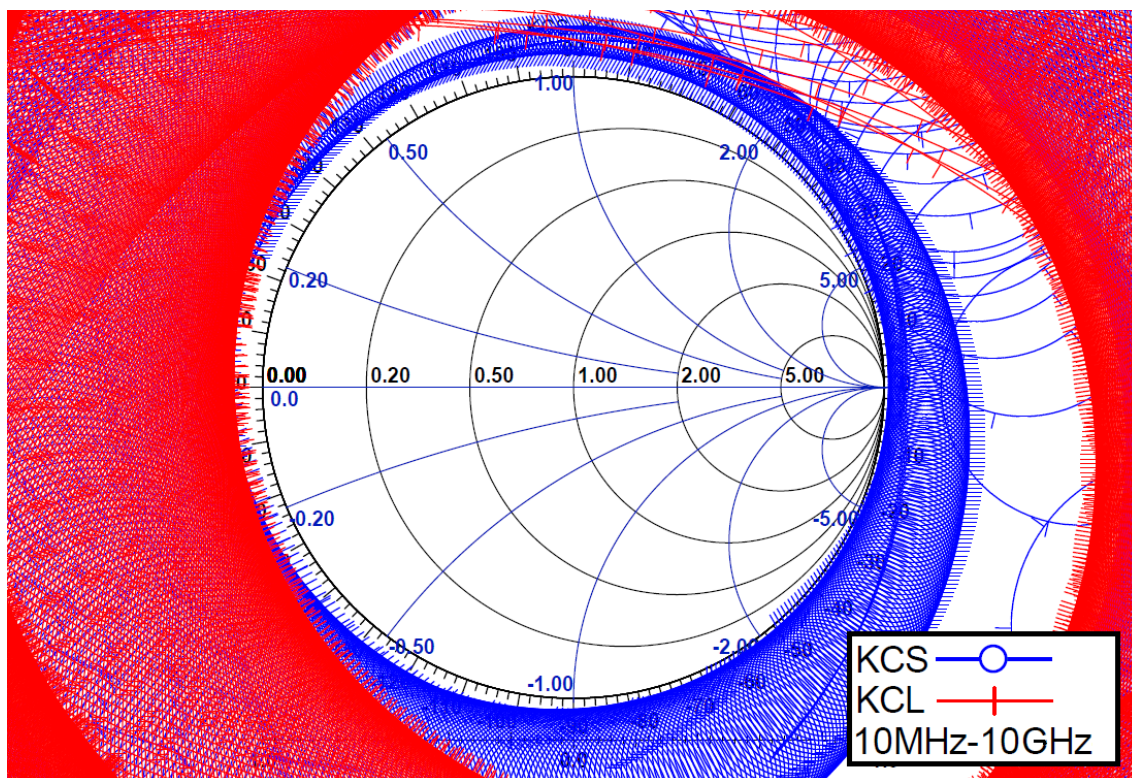
A.2 Základní stabilizace tranzistoru ATF-53189



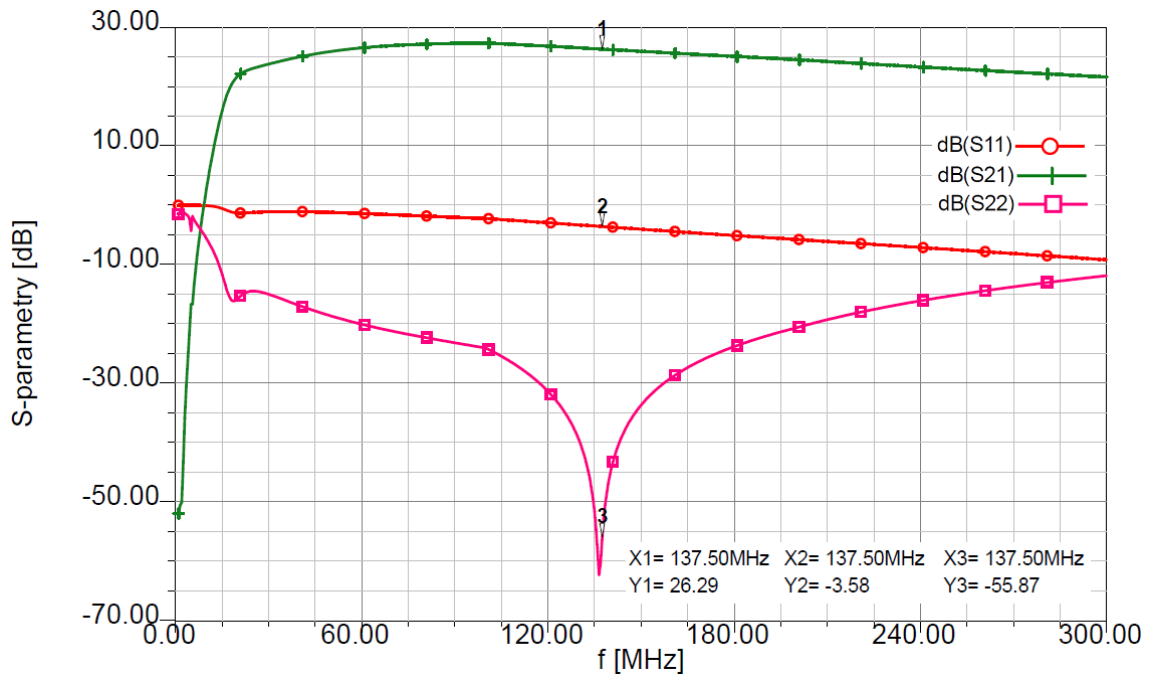
A.3 Kompletní stabilizace tranzistoru ATF-53189



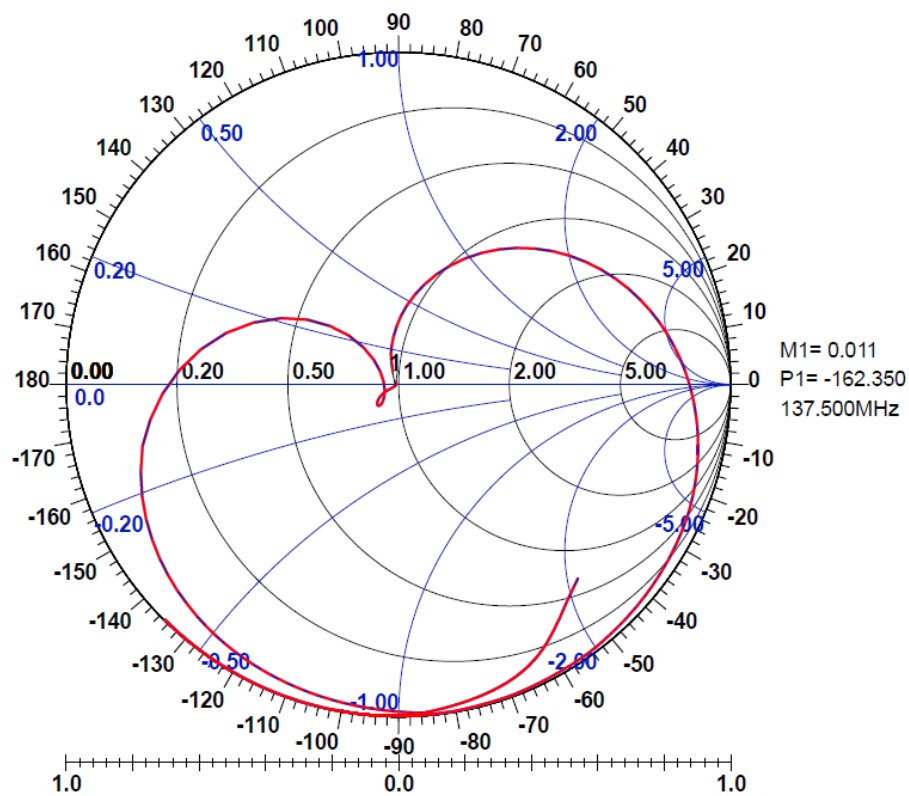
A.4 Kružnice stability tranzistoru



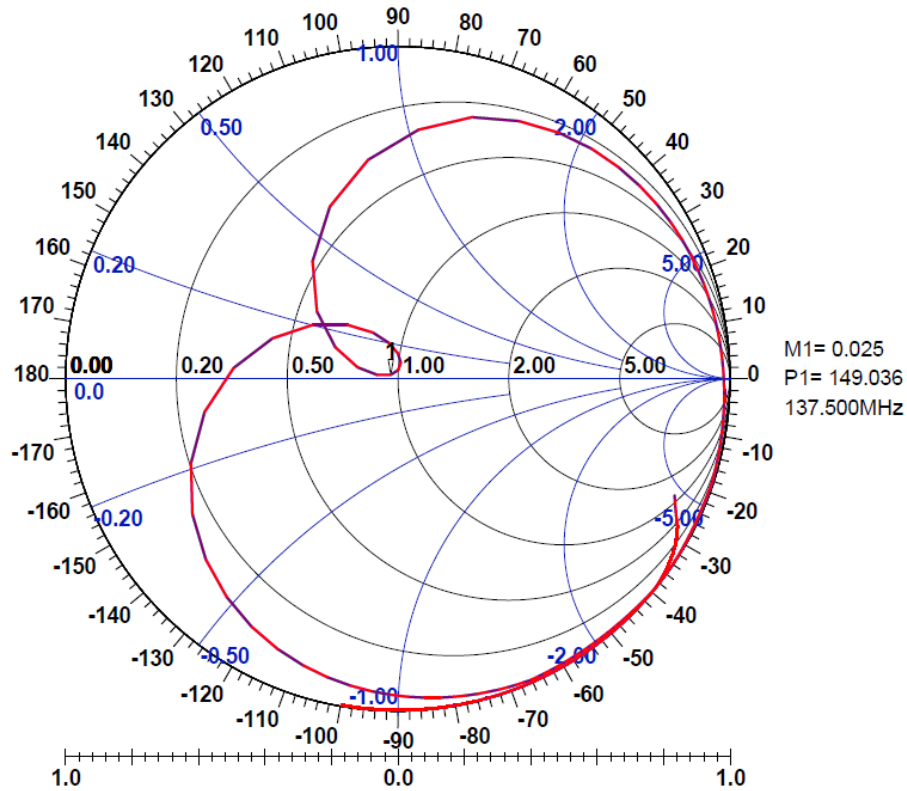
A.5 Výsledné s-parametry samotného zesilovacího stupně



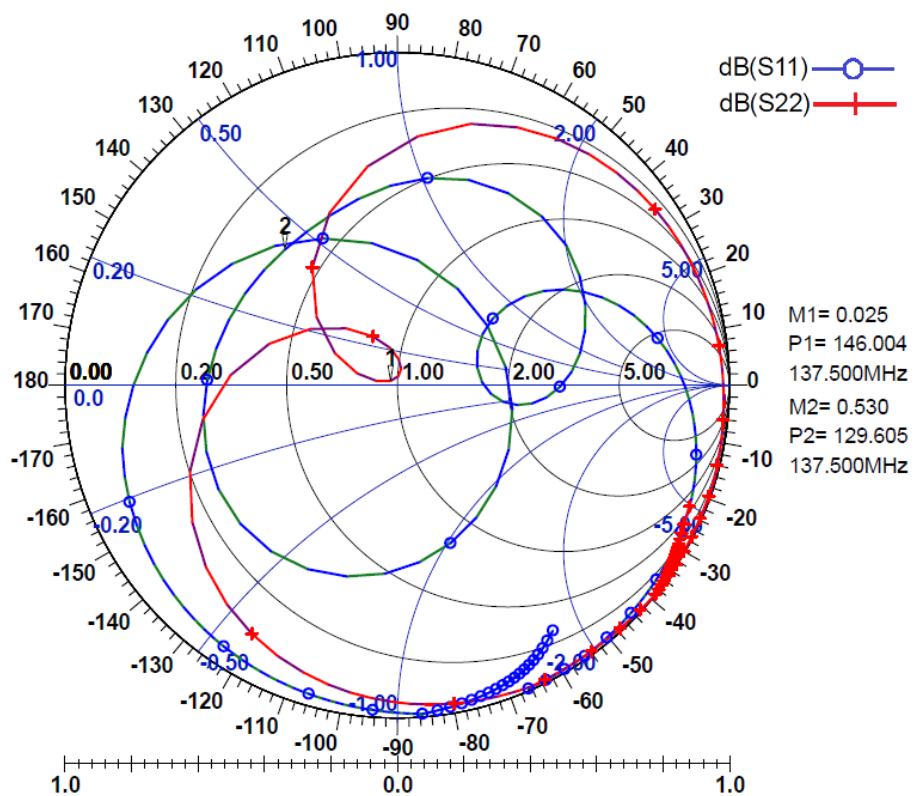
A.6 Vstupní a výstupní činitel odrazu vstupního filtru



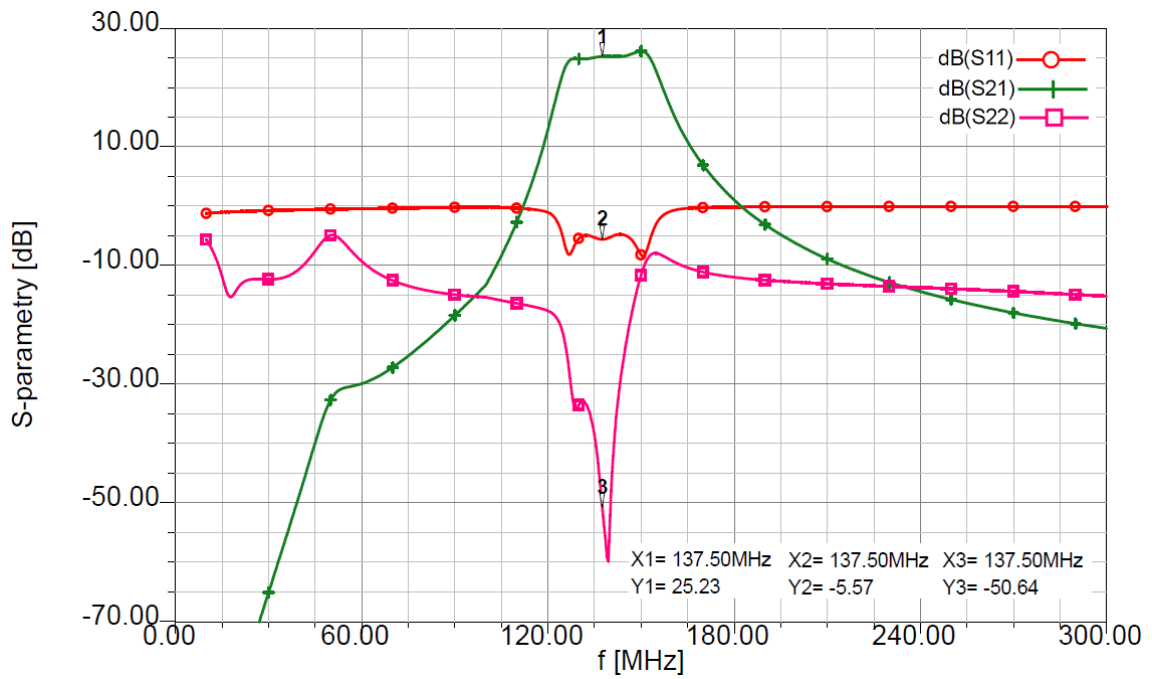
A.7 Vstupní a výstupní činitel odrazu výstupního filtru



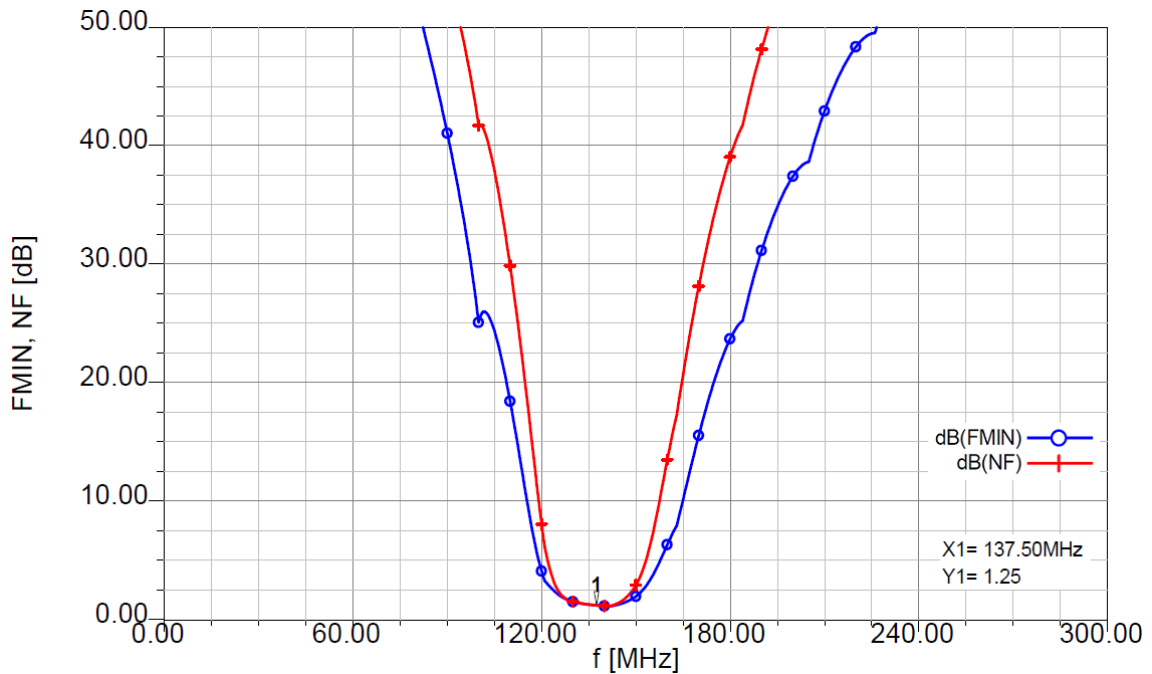
A.8 Vstupní a výstupní činitel odrazu kompletního zesilovače



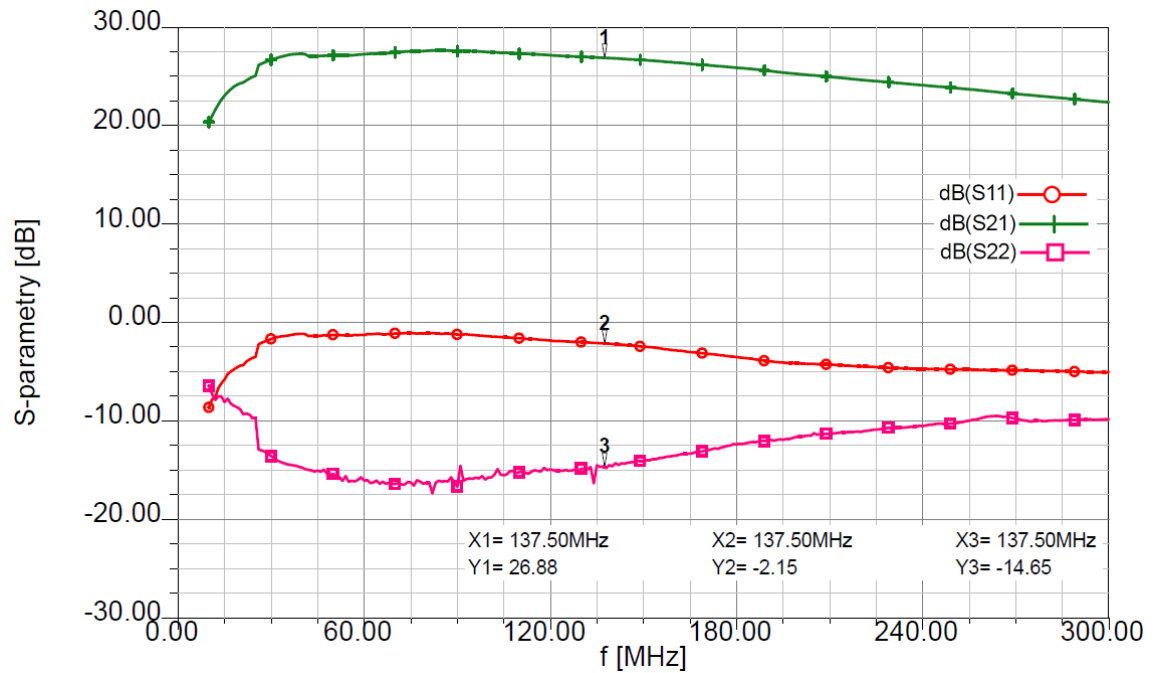
A.9 Rozptylové parametry zesilovače bez výstupního filtru



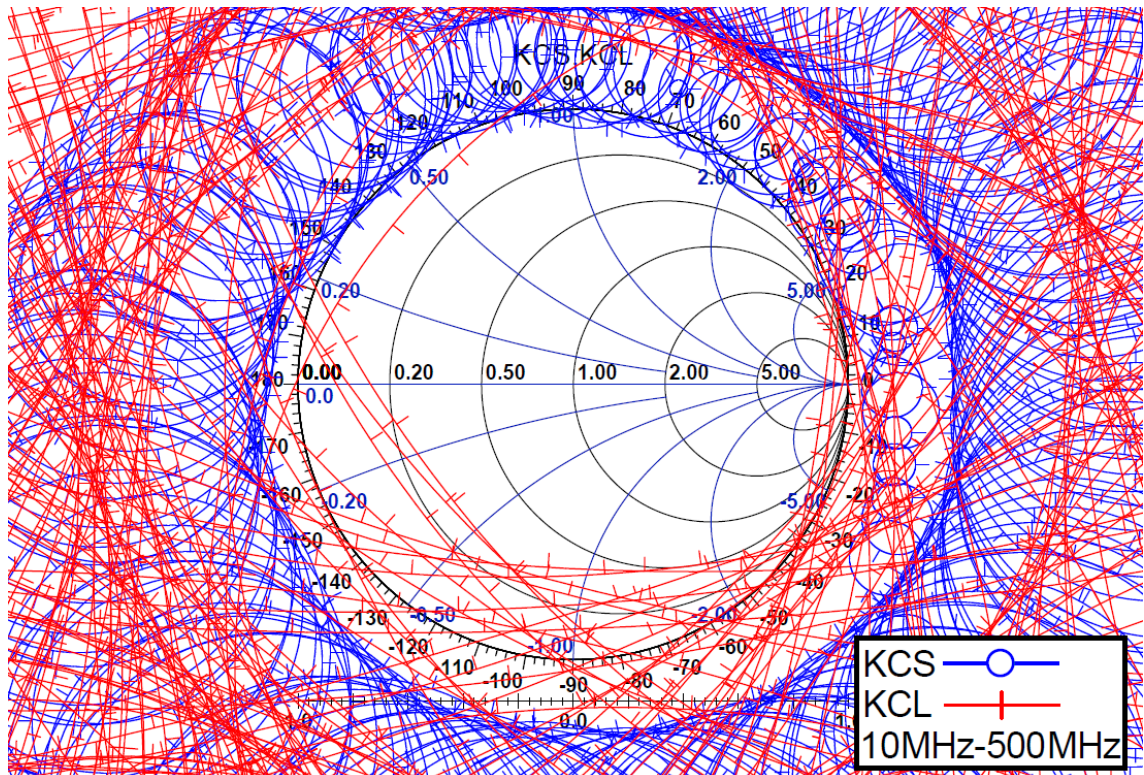
A.10 Výsledné šumové číslo zesilovače



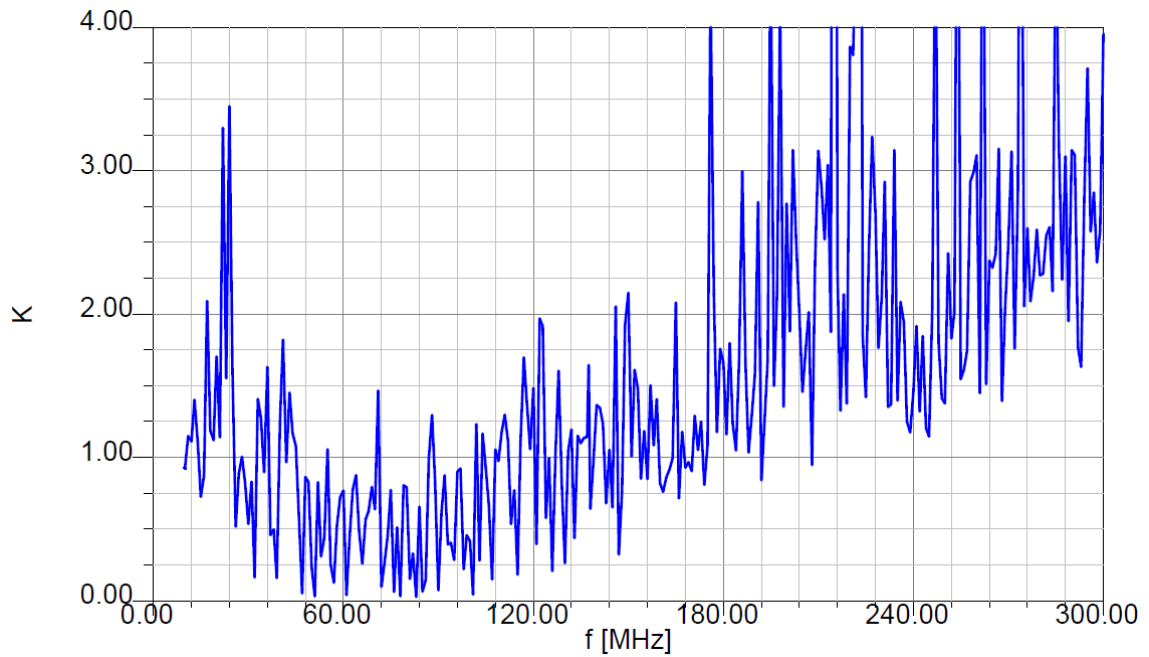
A.11 S-parametry první verze zesilovače – bez přizpůsobení



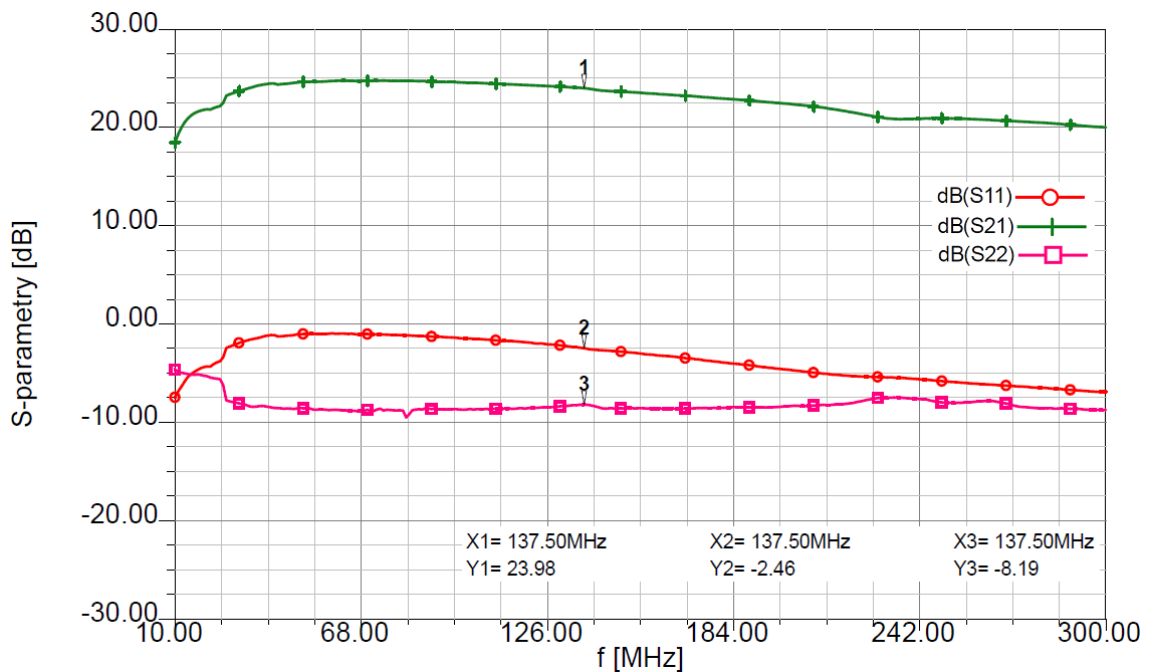
A.12 Kružnice stability pro vstup a výstup první verze zesilovače



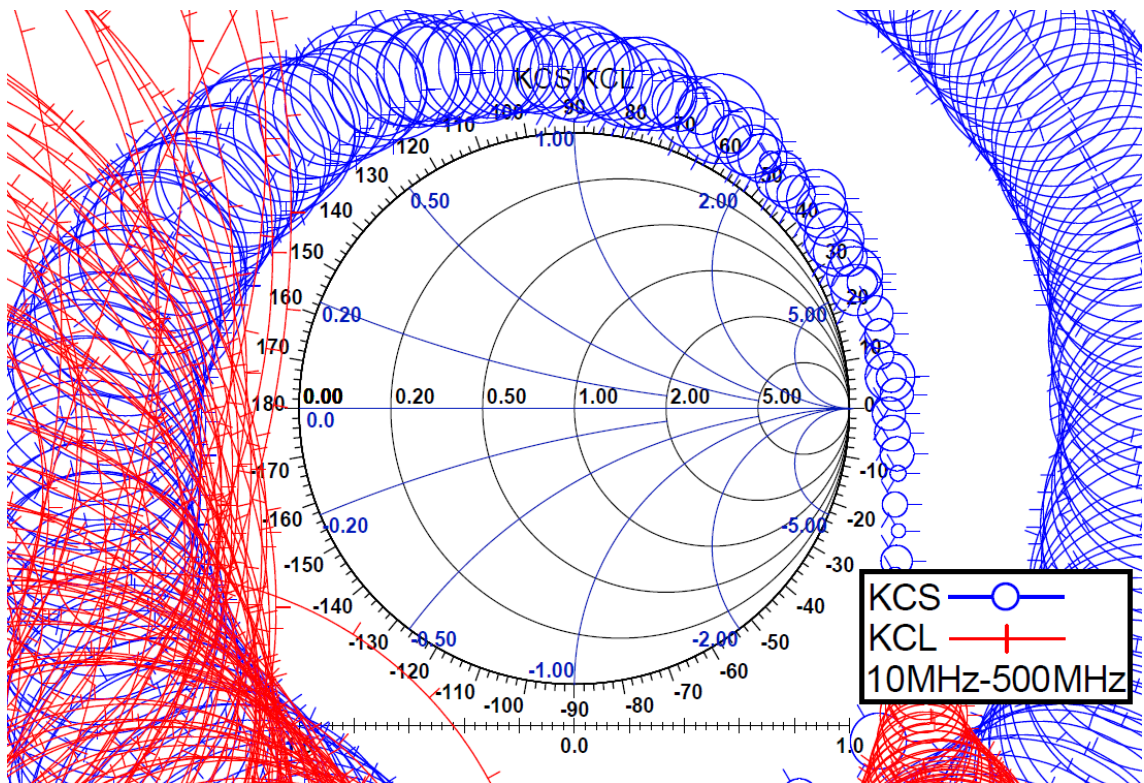
A.13 K faktor pro první verzi zesilovače s 20 Ω par. rezistor na výstupu



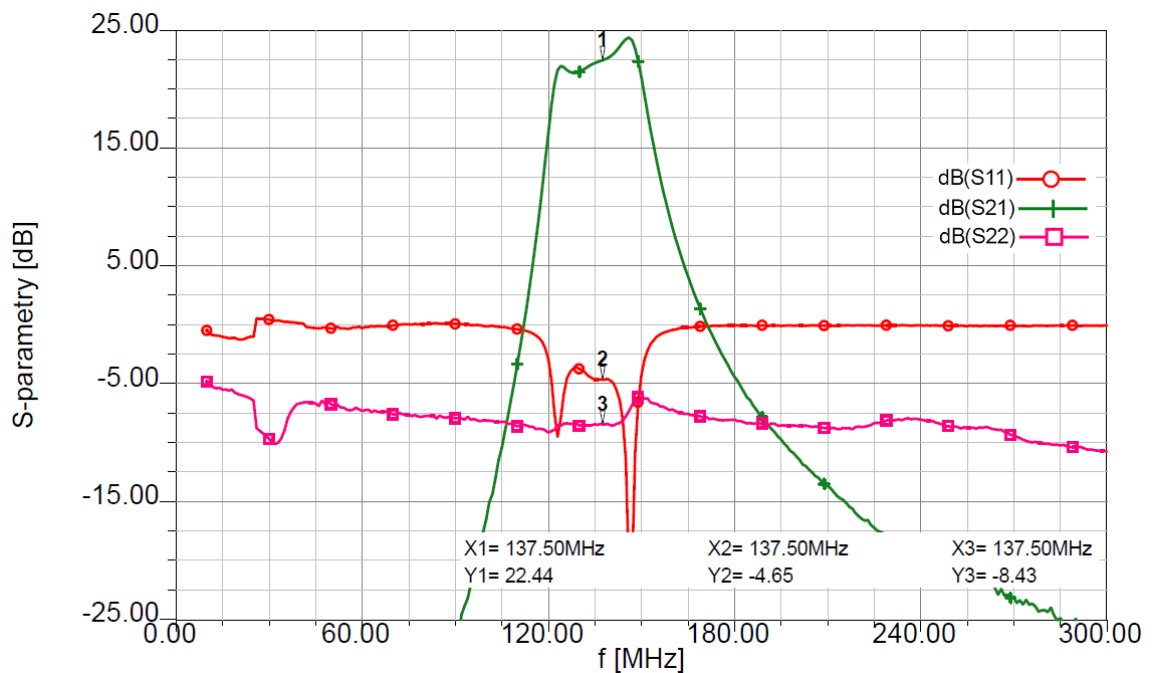
A.14 S-parametry druhé verze zesilovače – bez přizpůsobení



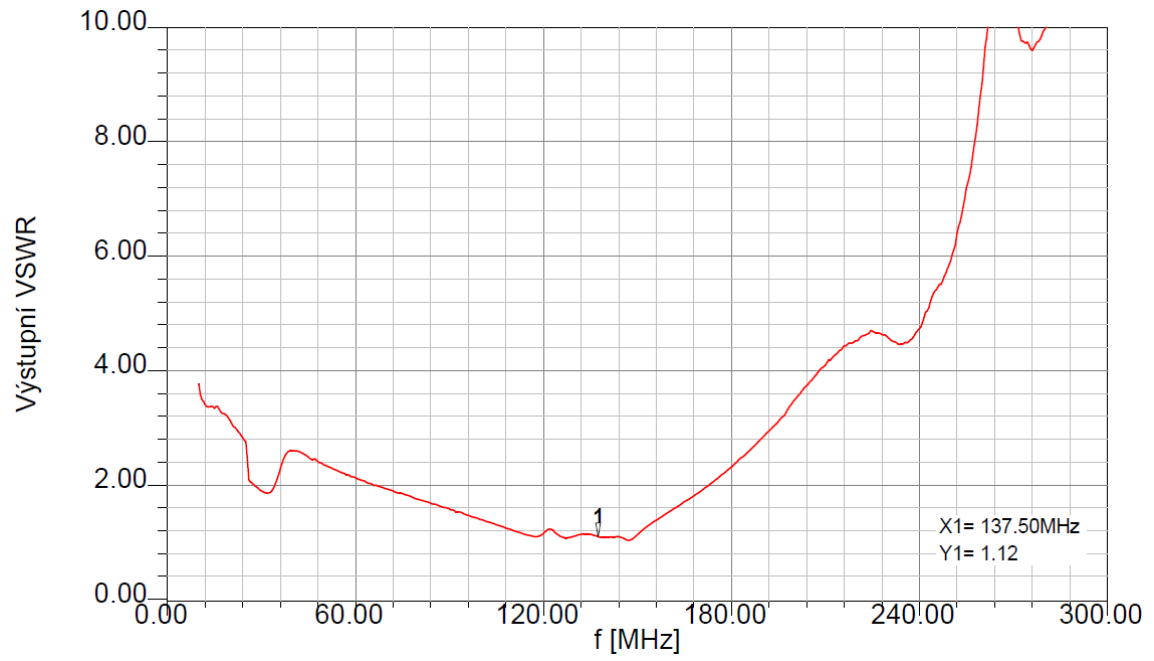
A.15 Kružnice stability pro vstup a výstup druhé verze zesilovače



A.16 S-parametry kompletního zesilovače – bez přizpůsobení



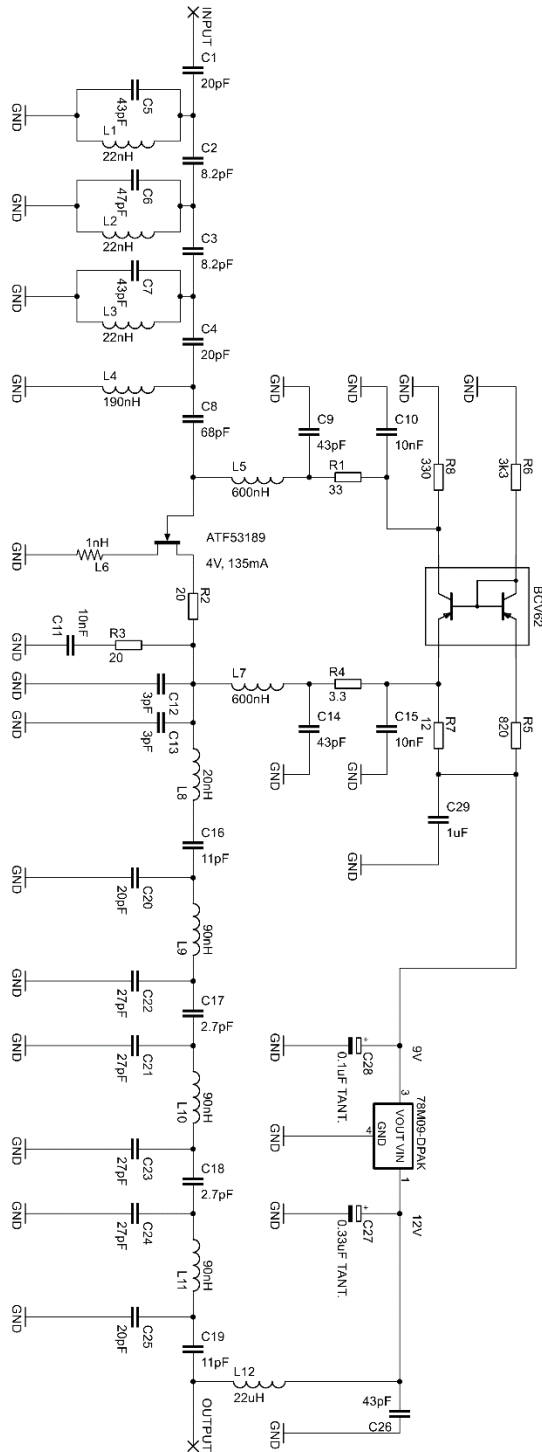
A.17 Výstupní poměr stojatých vln VSWR zesilovače



B Kompletní schéma zesilovače

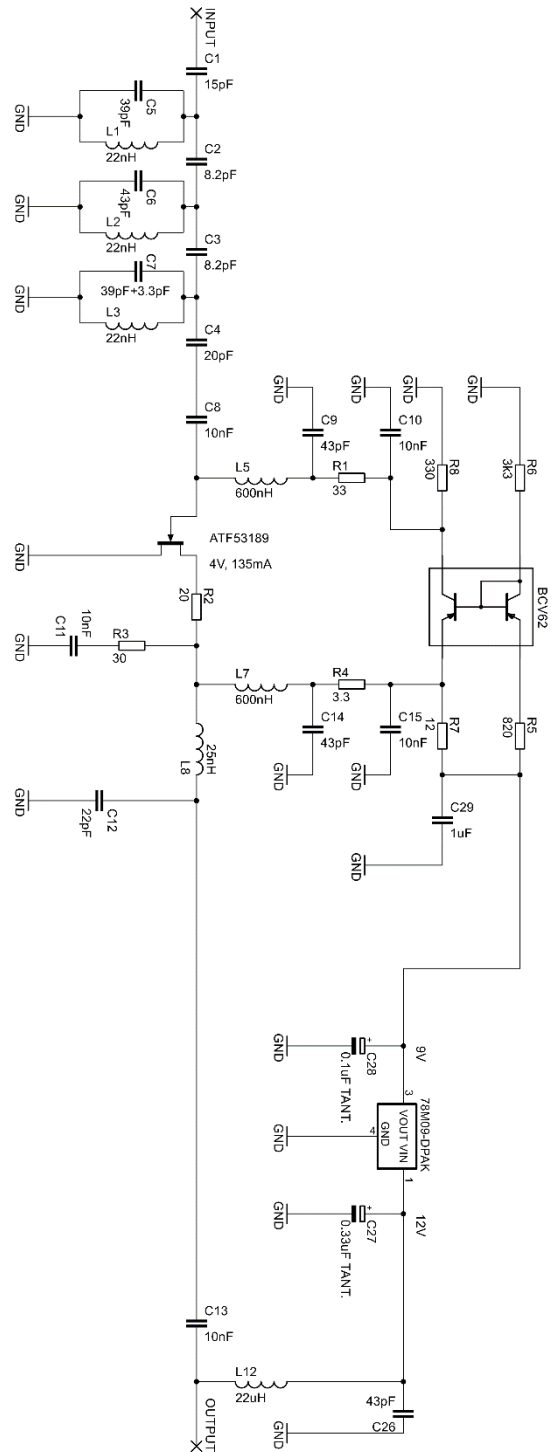
A

První verze zapojení



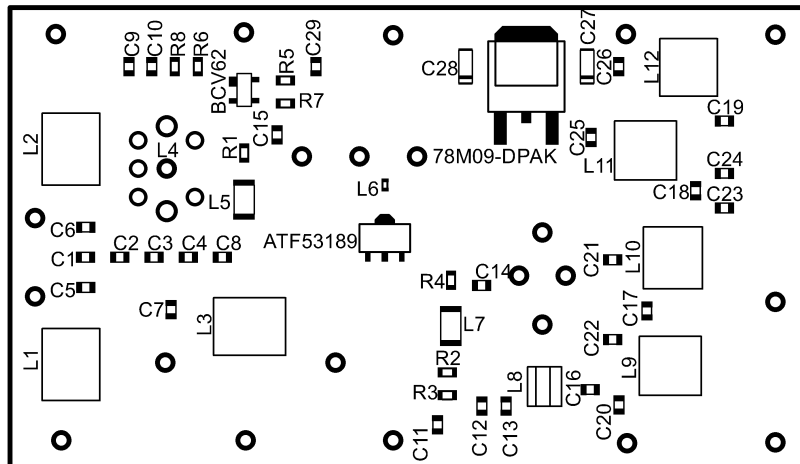
B

Druhá verze zapojení

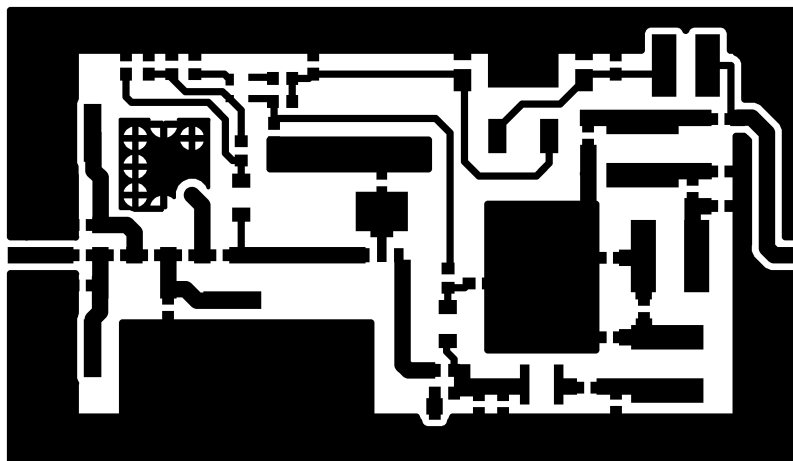


C Desky plošných spojů

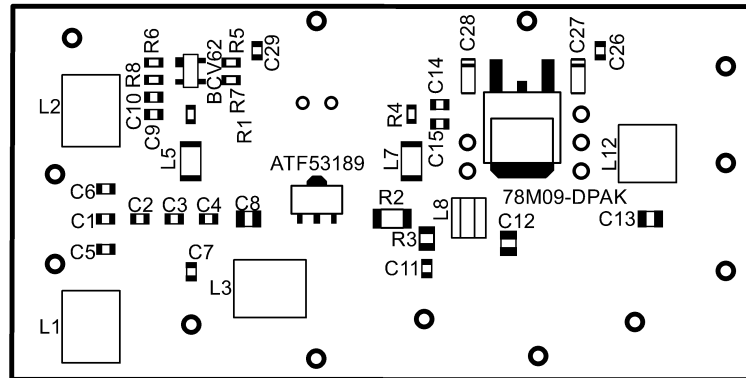
C.1 Rozložení součástek – 1. verze



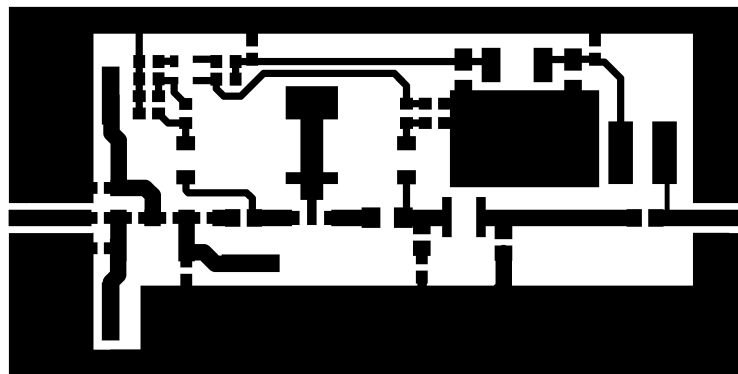
C.2 Strana signálového vedení TOP – 1. verze



C.3 Rozložení součástek – 2. verze



C.4 Strana signálového vedení TOP – 2. verze



D Seznam součástek finální verze

Součástka	Nominální hodnota	Pouzdro
78M09	78M09	DPAK-3
ATF53189	4V, 135mA	SOT89
BCV62	BCV62	SOT143
C1	15pF	C0603
C2	8.2pF	C0603
C3	8.2pF	C0603
C4	20pF	C0603
C5	39pF	C0603
C6	43pF	C0603
C7	39pF+3.3pF	C0603
C8	10nF	C0805
C9	43pF	C0603
C10	10nF	C0603
C11	10nF	C0603
C12	22pF	C0805
C13	10nF	C0805
C14	43pF	C0603
C15	10nF	C0603
C26	43pF	C0603
C27	0.33uF TANT.	A/3216-18R
C28	0.1uF TANT.	A/3216-18R
C29	1uF	C0603
L1	22nH	MIDI SPRING
L2	22nH	MIDI SPRING
L3	22nH	MIDI SPRING
L5	600nH	L3216C
L7	600nH	L3216C
L8	25nH	vlastní - nenormováno
L12	22uH	TDR54
R1	33 Ω	R0603
R2	20 Ω	R1206
R3	30 Ω	R0805
R4	3,3 Ω	R0603
R5	820 Ω	R0603
R6	3,3k Ω	R0603
R7	12 Ω	R0603
R8	330 Ω	R0603