



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÍZKOŠUMOVÉ ZESILOVAČE PRO PÁSMO 1-3 GHZ

LOW NOISE AMPLIFIERS FOR FREQUENCY RANGE 1-3 GHZ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Hana Klegová

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Studentka: Bc. Hana Klegová

ID: 154765

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Nízkošumové zesilovače pro pásmo 1-3 GHz

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku nízkoošumových rf zesilovačů. Seznamte se s moderními aktivními prvky na bázi GaAs a se simulačním prostředím ANSYS Designer. Zvažte různé koncepce LNA zvláště z hlediska selektivity a minimální ekvivalentní šumové teploty. Navrhněte nízkoošumový zesilovač pro pásmo 2320 MHz. Po optimalizaci návrhu vytvořte odpovídající konstrukční návrh a zesilovač realizujte. Proměřte jeho vlastnosti a porovnejte je s provedenými simulacemi.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BAHL, I., BHARTIA, P. Microwave solid state circuits design. Second Edition. A John Wiley & Sons, Inc. Ottawa, 2003.

[2] RADMANESH, M.M. Advanced RF&Microwave Circuit Design. Autor House, Bloomington, 2009.

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 16.5.2017

Vedoucí práce: prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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 diplomová práce se zabývá návrhem nízkošumového zesilovače pro frekvenční pásmo 1 GHz - 3 GHz. V první části práce je stručný teoretický úvod, kde jsou popsány parametry a vlastnosti tranzistorů i obecných dvojbranů. Dále jsou popsány šumové vlastnosti dvojbranů. V další kapitole následuje samotný návrh dvoustupňových nízkošumových zesilovačů. Jeden s mikropáskovým filtrem mezi stupni a druhý s dutinovým filtrem na vstupu zesilovače. Zesilovače a mikropáskový filtr byly navrženy v prostředí ANSOFT Designer. Návrh dutinového rezonátoru byl realizován v programu CST Microwave Studio. Oba dva zesilovače byly vyrobeny a jejich vlastnosti porovnány se simulacemi.

KLÍČOVÁ SLOVA

Nízkošumový zesilovač, LNA, šumové číslo, mikropáskový filtr, dutinový rezonátor.

ABSTRACT

This masters thesis deals with low noise amplifier design for frequency range 1 GHz - 3 GHz. There is a short theoretical introduction in the first part of the thesis. There are described parameters and properties of transistors and general two-ports. Description of the noise characteristics two-ports follows. The next capture contains design of two-stage amplifiers. One of them is with a microstrip filter between stages and the second one is with combline filter on input of the amplifier. The amplifiers and the microstrip filter were designed in program ANSOFT Designer. The design of combline filter was realised in program CST Microwave Studio. Both amplifiers were made and their properties were compared with simulations.

KEY WORDS

Ultra low noise amplifier, LNA, Noise Figure, microstrip filter, combline resonator.

Bc. Klegová, Hana: Nízkošumové zesilovače pro pásmo 1 GHz - 3 GHz. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2016. 69 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma nízkošumové zesilovače pro pásmo 1 GHz - 3 GHz jsem vypracovala samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušila autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhla nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědoma následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Miroslavu Kasalovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072
Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

OBSAH	5
SEZNAM OBRÁZKŮ	7
SEZNAM TABULEK	9
ÚVOD	10
1 TEORIE	11
1.1 Nelineární model tranzistoru (fyzikální)	11
1.1.1 Dynamický rozsah a bod jednodéciblové komprese	11
1.1.2 Intermodulační zkreslení	12
1.2 Rozptylové parametry dvojbranů	14
1.3 Činitelé odrazu a stabilita	15
1.3.1 Činitelé odrazu	15
1.3.2 Stabilita	16
1.4 Šumové vlastnosti dvojbranů	17
1.4.1 Tepelný šum	17
1.4.2 Další zdroje elektrického šumu [4]	17
1.4.3 Šumové číslo	17
1.4.4 Měření šumového čísla	19
1.5 Mikropáskové vedení	21
1.6 Obvody se soustředěnou selektivou	22
1.6.1 Mikropáskové filtry	22
1.6.2 Dutinové rezonátory	23
2 NÁVRH NÍZKOŠUMOVÉHO ZESILOVAČE S MIKROPÁSKOVÝM FILTREM	27
2.1 Výběr vhodného tranzistoru	27
2.2 Výběr vhodného substrátu	29
2.3 Návrh mikropáskového filtru	29
2.4 Návrh dutinového filtru	30
2.4.1 Víčkový filtr	30
2.4.2 Koaxiální filtr	32
2.5 Výběr obvodové struktury dvoustupňového zesilovače	38
2.6 Návrh 1. stupně zesilovače (PMA2-33LN+)	39
2.6.1 Nastavení pracovního bodu tranzistoru	39
2.6.2 Stabilita tranzistoru	40
2.6.3 Šumové přizpůsobení tranzistoru na vstupu	41
2.6.4 Výkonové přizpůsobení na výstupu	43

2.7	Návrh 2. stupně zesilovače (PMA2-43LN+)	44
2.7.1	Nastavení pracovního bodu tranzistoru	44
2.7.2	Stabilita tranzistoru	45
2.7.3	Výkonové přizpůsobení na vstupu a výstupu	45
2.8	Kompletní dvoustupňový zesilovač	47
2.8.1	První varianta - zesilovač s dutinovým filtrem na vstupu	47
2.8.2	Druhá varianta - zesilovač bez dutinového filtru na vstupu	48
2.9	Návrh desky plošných spojů v programu EAGLE 7.0	49
3	REALIZACE NÍZKOŠUMOVÝCH ZESILOVAČŮ	51
3.1	Realizace dutinového filtru	51
3.2	Realizace zesilovače s dutinovým filtrem na vstupu	52
3.3	Realizace zesilovače bez dutinového filtru na vstupu	54
4	ZÁVĚR	58
	LITERATURA	60
	SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	61
A.	NÁVRH ZAŘÍZENÍ	62
A.1	Technický výkres pro výrobu dutinového filtru	62
A.2	Podklady pro výrobu zesilovače s dutinovým filtrem	63
B.	SEZNAM SOUČÁSTEK	67

SEZNAM OBRÁZKŮ

obr. 1.1 Dynamický rozsah tranzistoru [1]	11
obr. 1.2 Vstupní (vlevo) a výstupní (vpravo) spektrum nelineárního dvojbranu [1]	12
obr. 1.3 Intermodulační průsečík [1].....	13
obr. 1.4 Schéma dvojbranu [3]	14
obr. 1.5 Schéma dvojbranu [3]	15
obr. 1.6 Výkonová metoda měření šumového čísla.....	19
obr. 1.7 Y metoda měření šumového čísla.....	20
obr. 1.8 Struktura mikropáskového vedení [6]	21
obr. 1.9 Mikropáskové filtry	22
obr. 1.10 Koaxiální rezonátor půlvlnný (vlevo) a čtvrtvlnný (vpravo) [8]	25
obr. 1.11 Buzení rezonátoru proudovou sondou (vlevo) a magnetickou smyčkou(vpravo) ...	26
obr. 2.1 Schematická značka (vlevo) a pouzdro (vpravo) integrovaných obvodů	27
obr. 2.2 Schéma interdigitálního filtru v ANSOFT Designeru	30
obr. 2.3 Přenosové charakteristiky filtru (S_{21} - modrá, S_{11} - červená)	30
obr. 2.4 Víčkový filtr	31
obr. 2.5 Simulované přenosové charakteristiky víčkového filtru (CST)	32
obr. 2.6 Struktura koaxiálního filtru	33
obr. 2.7 Možnosti zavedení ladícího šroubu do filtru [11]	34
obr. 2.8 Závislost střední frekvence na výšce rezonátoru (CST)	34
obr. 2.9 Možnosti vázání filtru [11]	35
obr. 2.10 Přenosové charakteristiky dutinového filtru ($50\ \Omega$ - $50\ \Omega$) (CST)	35
obr. 2.11 Přenosové charakteristiky dutinového filtru pro šumově přizpůsobený výstup.....	36
obr. 2.12 Vzdálenost kapacitního disku od rezonátoru	37
obr. 2.13 Varianty struktur dvoustupňového zesilovače	38
obr. 2.14 Doporučené nastavení pracovního bodu výrobcem [12]	40
obr. 2.15 Rollerův činitel stability pro 1. stupeň (ANSOFT Designer)	40
obr. 2.16 Stabilita ve Smithově diagramu (červená - vstup, zelená - výstup).....	41
obr. 2.17 Šumové přizpůsobení 1. stupně zesilovače v podprogramu Smith tool	42
obr. 2.18 Přizpůsobovací obvod vstupu 1. stupně zesilovače.....	42
obr. 2.19 Průběh šumového čísla	43
obr. 2.20 Výkonové přizpůsobení výstupu 1. stupně zesilovače	43
obr. 2.21 Přizpůsobovací obvod výstupu 1. stupně zesilovače.....	44
obr. 2.22 Přenosové charakteristiky 1. stupně zesilovače	44
obr. 2.23 Doporučené nastavení pracovního bodu PMA2-33LN+ [13].....	45
obr. 2.24 Rollerův činitel stability pro 2. stupeň (ANSOFT Designer)	45
obr. 2.25 Výkonové přizpůsobení vstupu a výstupu 2. stupně zesilovače.....	46
obr. 2.26 Přenosové charakteristiky 2. stupně zesilovače	46
obr. 2.27 Blokové schéma zapojení dvoustupňového zesilovače s dutinovým filtrem	47
obr. 2.28 Simulované přenosové charakteristiky výsledného zesilovače s dutinovým filtrem	47
obr. 2.29 Blokové schéma zapojení dvoustupňového zesilovače bez dutinového filtru	48
obr. 2.30 Simulované přenosové char. výsledného zesilovače bez dutinového filtru.....	48
obr. 2.31 Obvodové schéma zesilovače bez dutinového filtru	49
obr. 2.32 Návrh desky plošných spojů zesilovače s dutinovým filtrem v programu Eagle	50
obr. 2.33 Návrh desky plošných spojů zesilovače bez dutinového filtru v programu Eagle....	50
obr. 3.1 Dutinový filtr ($50\ \Omega$ - $50\ \Omega$)	51

obr. 3.2 Změřené charakteristiky dutinového filtru ($50\ \Omega$ - $50\ \Omega$)	52
obr. 3.3 Zesilovač s dutinovým filtrem na vstupu	53
obr. 3.4 Změřené charakteristiky zesilovače s dutinovým filtrem na vstupu	53
obr. 3.5 Změřené šumové číslo zesilovače s dutinovým rezonátorem.....	54
obr. 3.6 Vyrobený zesilovač bez dutinového filtru	54
obr. 3.7 Změřené přenosové charakteristiky zesilovače bez dutinového filtru.....	55
obr. 3.8 Změřené šumové číslo zesilovače bez dutinového filtru s víčkem	56
obr. 3.9 Změřené šumové číslo zesilovače bez dutinového filtru bez víčka	56

SEZNAM TABULEK

tab. 2.1 Tabulka nízkošumových tranzistorů	28
tab. 2.2 Výsledné rozměry koaxiálního filtru	37
tab. 2.3 Parametry struktur dvoustupňového zesilovače	39
tab. B.4.1 Seznam součástek.....	67

ÚVOD

Tato diplomová práce se zabývá návrhem nízkošumového zesilovače pro frekvenční pásmo 1 GHz - 3 GHz. Toto frekvenční pásmo, dle databáze přidělených rádiových kmitočtů Českého telekomunikačního úřadu, využívají radary GPR/WPR, mobilní sítě, SAP/SAB, radioastronomie a další. Cílem práce je navrhnout nízkošumový zesilovač pro frekvenci 2,32 GHz, tato frekvence náleží do pásma 2,30 GHz - 2,45 GHz, které je přidělené, mimo jiné, pro družicové amatérské vysílání.

Hlavním úkolem nízkošumového zesilovače je zesílit slabý přijatý signál, potlačit nežádoucí rušivé signály a zároveň přidat co nejméně šumu k užitečnému signálu. Z antény je signál do zesilovače přiveden koaxiálním kabelem, a protože má koaxiální kabel na mikrovlnných frekvencích relativně vysoké ztráty, je nutné umístit zesilovač co nejbližší k anténě. Šumové číslo tohoto zesilovače má pak rozhodující vliv na šumové číslo celého přijímacího řetězce, tudíž i na jeho citlivost. Citlivost přijímacího řetězce roste s klesajícím šumovým číslem vstupního zesilovače. Potom může být za tímto nízkošumovým zesilovačem koaxiální kabel s vysokými ztrátami a velkým šumovým číslem, aniž by došlo k výraznému zhoršení šumových vlastností přijímacího řetězce.

Práce je členěna do třech základních částí. V první části je tvořena stručným teoretickým úvodem, v druhé části následuje návrh selektivních obvodů a dvoustupňových nízkošumových zesilovačů. Pro návrh a simulace zesilovačů a mikropáskového filtru byl použit program Ansoft Designer. Návrh dutinového rezonátoru byl realizován v programu CST Microwave Studio. Ve třetí části je popsána realizace filtrů a zesilovačů, obsahuje naměřené hodnoty výrobků a srovnání se simulacemi.

1 TEORIE

1.1 Nelineární model tranzistoru (fyzikální)

Fyzikální popis tranzistoru slouží pro popis nelineárních dějů a je vhodný pro numerické simulace.

Parametry zesilovače:

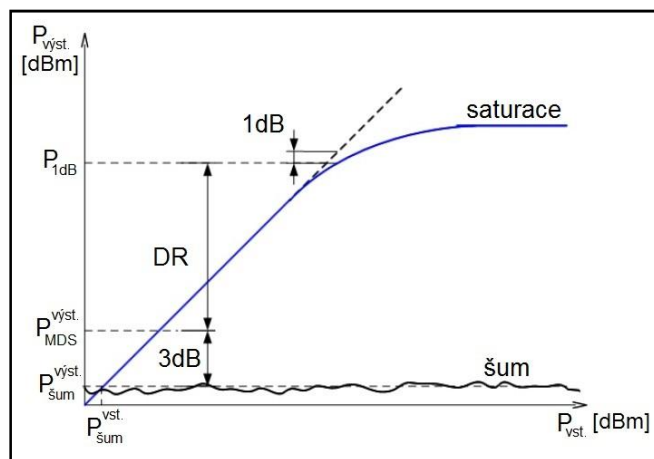
- Dynamický rozsah - je poměr mezi největší a nejmenší hodnotou výkonu, kterou může tranzistor zpracovat. Jedná se o bezrozměrnou fyzikální veličinu.
- Intermodulační průsečík - určuje velikost intermodulačního zkreslení.

1.1.1 Dynamický rozsah a bod jednodecibelové komprese

Dynamický rozsah je roven rozdílu maximální výstupní úrovně tranzistoru a výstupního výkonu minimálního detekovaného signálu. V tomto rozsahu lze považovat zesilovač za lineární.

Za maximální výstupní úroveň se rozumí bod jednodecibelové komprese. Na obr. 1.1 je závislost výstupního výkonu zesilovače na vstupním. V ideálním případě by závislost byla lineární. V reálném tranzistoru to platí jen do určitého vstupního výkonu, po-té se reálná křivka začne odchylovat od ideální a při dalším zvyšování vstupního výkonu se dostává zesilovač do saturace. Bod jednodecibelové komprese je výstupní výkon, při kterém nastává pokles zisku zesilovače o 1 dB.

Výstupní výkon minimálního detekovaného signálu je výkonová úroveň s určitým odstupem od výkonové hladiny šumu. Většinou 3 dB. Výkonová úroveň tepelného šumu závisí na teplotě T , šumové šířce pásma $B_{\text{šum}}$ a také na velikosti zisku zesilovače G_T .



obr. 1.1 Dynamický rozsah tranzistoru [1]

Dynamický rozsah zesilovače lze vypočítat pomocí následujících vztahů [1]:

Vstupní úroveň šumu při teplotě $T = 290 \text{ K}$:

$$P_{\text{šum}}^{\text{vst.}} (\text{dBm}) = -174 + 10 \cdot \log B_{\text{šum}} ; \quad (1.1)$$

Šumové číslo zesilovače:

$$F(dB) = P_{\text{sum}}^{\text{výst}} - (G_T + P_{\text{sum}}^{\text{vst}}); \quad (1.2)$$

Výstupní výkon minimálního detekovaného signálu:

$$P_{\text{MDS}}^{\text{výst}}(dBm) = P_{\text{sum}}^{\text{vst}} + G_T + F + 3; \quad (1.3)$$

Dynamický rozsah zesilovače je definován jako rozdíl výstupních výkonových úrovní:

$$DR(dB) = P_{1dB} - P_{\text{MDS}}^{\text{výst}}; \quad (1.4)$$

kde B_{sum} je šumová šířka pásma, G_T je zesílení tranzistoru, $P_{\text{sum}}^{\text{výst}}$ je výstupní výkon šumu a P_{1dB} je bod jednodecibelové komprese. [1]

1.1.2 Intermodulační zkreslení

Pro ideální zesilovač ($G_T = 1$) je vstupní i výstupní spektrum signálu stejné. V reálném zesilovači však vlivem nelinearit vznikají další rušivé složky. Rušivé intermodulační produkty vznikají kombinací frekvencí vstupního signálu. Označují se jako intermodulační zkreslení.

Frekvenci intermodulačních produktů lze určit podle vztahu [1]:

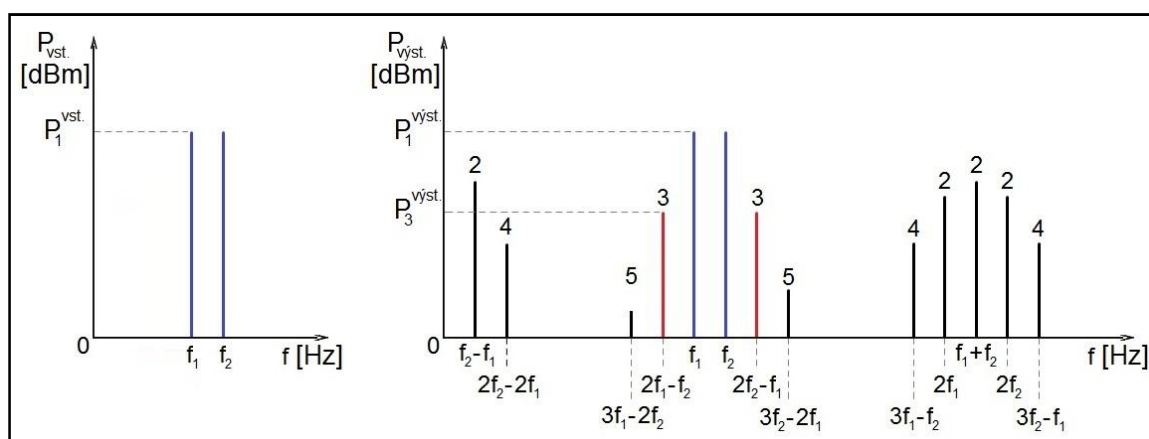
$$f = mf_1 + nf_2 + pf_3 + \dots; \quad (1.5)$$

kde $f_1, f_2, f_3, \dots$ jsou spektrální složky vstupního signálu a koeficienty $m, n, p = \{0, 1, 2, 3, \dots\}$.

Řád intermodulačního produktu lze určit podle vztahu [1]:

$$r = |m| + |n| + |p| + \dots \quad (1.6)$$

Nejrušivější jsou produkty lichých řádů, protože jsou nejbližší základnímu signálu, a proto je obtížné je odfiltrovat. Amplitudy intermodulačních produktů závisí na úrovni vstupního signálu. Při malých vstupních signálech bude malé i zkreslení. Amplituda produktů klesá se vzrůstajícím řádem produktu, proto nejrušivější budou produkty nižších řádů. Na obr. 1.2 je spektrum vstupního signálu, který je složen ze dvou blízkých harmonických signálů, a spektrum výstupního signálu pro průchodu nelineárním dvojbranem. Z obrázku je zřejmé, že nejrušivější bude intermodulační produkt 3. řádu. Proto důležitým parametrem při výběru nelineárního obvodu je jeho intermodulační průsečík IP3 (často označován jako bod zahrazení).



obr. 1.2 Vstupní (vlevo) a výstupní (vpravo) spektrum nelineárního dvojbranu [1]

- **Intermodulační průsečík IP3**

Na obr. 1.3 je vynesena závislost výstupního výkonu na výkonu vstupním pro užitečný signál (modře) a pro intermodulační produkt 3. řádu (červená). Závislost pro intermodulační produkt 3. řádu je třikrát strmější než pro užitečný signál. Pokud se tedy na vstupu zvýší úroveň o 1 dB, projeví se to na výstupu zvýšením úrovně užitečného signálu o 1 dB a zároveň zvýšením úrovně rušivých intermodulačních signálů 3. řádů o 3 dB. V prodloužení lineárních částí charakteristik se nachází intermodulační průsečík, který určuje schopnost potlačení intermodulačních produktů 3. řádu.

Mezi vstupním a výstupním bodem zahrazení platí vztah [1]:

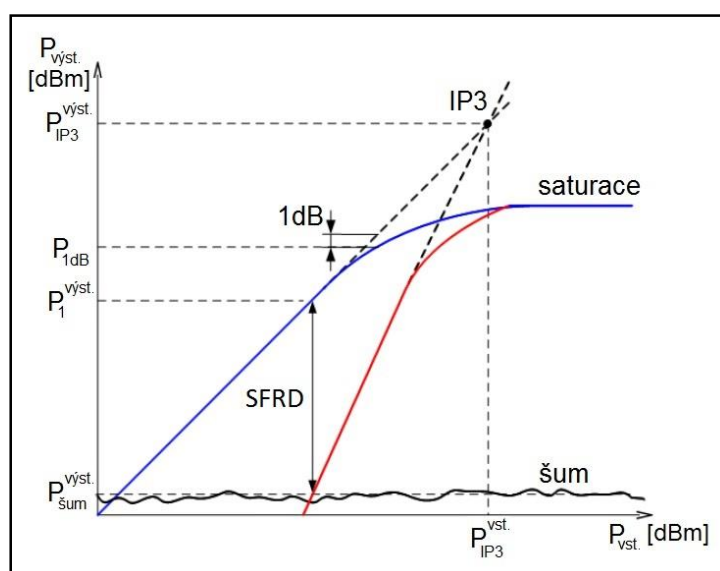
$$P_{IP3}^{výst} (dBm) = P_{IP3}^{vst} + G_T; \quad (1.7)$$

kde G_T je zesílení tranzistoru.

Pro výkonovou úroveň intermodulačního produktu 3. řádu platí [1]:

$$P_3^{výst} (dBm) = 3P_1^{výst} - 2P_{IP3}^{výst}; \quad (1.8)$$

kde $P_1^{výst}$ je výstupní výkon užitečného signálu a $P_{IP3}^{výst}$ je souřadnice IP3 na výstupní výkonové ose.



obr. 1.3 Intermodulační průsečík [1]

V obr. 1.3 je také zaznačen dynamický rozsah bez intermodulačního zkreslení (v obrázku SFRD). Jedná se o vzdálenost od bodu, kde vystupuje charakteristika intermodulačního produktu 3. řádu, k bodu příslušného výstupního výkonu na charakteristice užitečného signálu. [1]

- **Intermodulační průsečík IP3 kaskády dvojbranů**

Výsledný intermodulační průsečík pro kaskádu n dvojbranů [2]:

$$\frac{1}{P_{IP3,c}^{výst}} = \frac{1}{P_{IP3,n}^{výst}} + \frac{1}{G_{A,n} P_{IP3,n-1}^{výst}} + \dots + \frac{1}{G_{A,n} G_{A,n-1} \dots P_{IP3,1}^{výst}}; \quad (1.9)$$

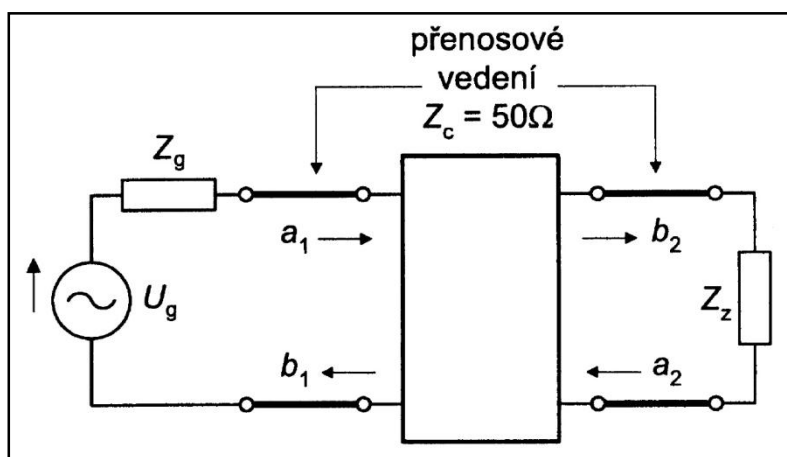
kde $G_{A,n}$ a $P_{IP3,n}^{výst}$ jsou dostupné zisky a výstupní IP3 n -tého dvojbranu.

1.2 Rozptylové parametry dvojbranů

Dvojbranem se rozumí elektrický obvod, který má dvě vstupní a dvě výstupní svorky, tedy jednu vstupní a jednu výstupní bránu.

Dvojbrany je možné popsat admitančními parametry y . Ty jsou definované při vstupu nebo výstupu na krátko, to je však v praxi možné splnit bez potíží jen na nižších kmitočtech. Na vyšších kmitočtech je možné vytvořit zkrat například vyladěným sériovým rezonančním článkem, což však příliš komplikuje měření. Z tohoto důvodu byla propracována nová soustava parametrů pro popis dvojbranů označovaných jako s-parametry nebo rozptylové parametry. [3]

Definice s-parametrů vychází z obr. 1.4. Na vstup dvojbranu je připojen generátor s vnitřní impedancí Z_g a na výstup je připojena zátěž s impedancí Z_z . Vlastnosti dvojbranu jsou charakterizovány normovanými dopadajícími napětovými vlnami a_1 , a_2 a odraženými napětovými vlnami b_1 , b_2 . Tyto vlny se vytvářejí na vstupním a výstupním přenosovém vedení o charakteristické impedanci Z_c . [3]



obr. 1.4 Schéma dvojbranu [3]

Pro dopadající a odražené vlny platí[3]:

$$a_1 = \frac{(u_1 + i_1 Z_c)}{2\sqrt{Z_c}}; \quad b_1 = \frac{(u_1 - i_1 Z_c)}{2\sqrt{Z_c}}; \quad (1.10a, b)$$

$$a_2 = \frac{(u_2 + i_2 Z_c)}{2\sqrt{Z_c}}; \quad b_2 = \frac{(u_2 - i_2 Z_c)}{2\sqrt{Z_c}}; \quad (1.10c, d)$$

kde u_1 , u_2 a i_1 , i_2 jsou svorková napětí a svorkové proudy na branách dvojbranu.

Vzájemná závislost dopadajících a odražených vln [3]:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}; \quad (1.11)$$

kde s_{xx} jsou rozptylové parametry dvojbranu. Z tohoto zápisu lze snadno odvodit fyzikální význam jednotlivých parametrů [3]:

- vstupní napěťový činitel odrazu, při výstupu zakončeném přizpůsobenou impedancí ($Z_z = Z_c$) $\Rightarrow a_2 = 0$)

$$s_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (1.12a)$$

- výstupní napěťový činitel odrazu, při vstupu zakončeném přizpůsobenou impedancí
 $((Z_g = Z_c) \Rightarrow a_1 = 0)$

$$s_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (1.12b)$$

- vložené napěťové zesílení v předním směru

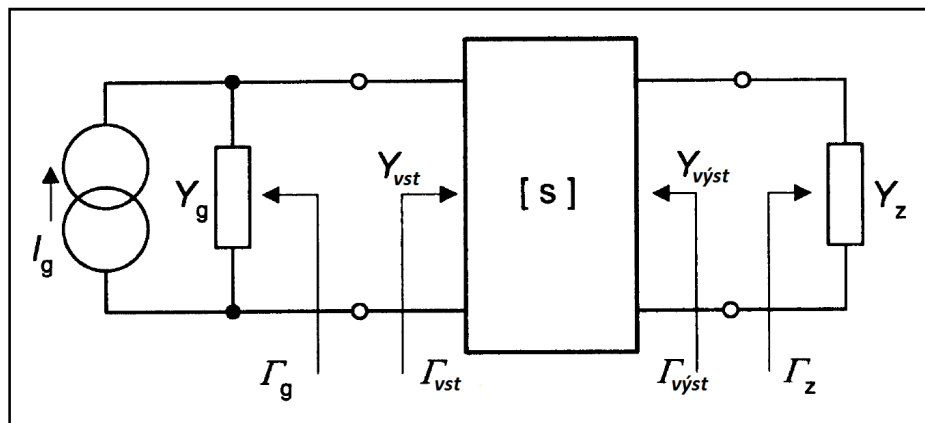
$$s_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (1.12c)$$

- vložené napěťové zesílení v závěrném směru

$$s_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (1.12d)$$

1.3 Činitelé odrazu a stabilita

Na obr. 1.5 je opět schéma zapojení dvojbranu, charakterizovaného s-parametry, na jehož vstup je připojen generátor s vnitřní admitancí Y_g a na výstup je připojena zátěž s admitancí Y_z .



obr. 1.5 Schéma dvojbranu [3]

1.3.1 Činitelé odrazu

Generátor i zátěž je možné specifikovat odpovídajícími činiteli odrazu [3]:

$$\Gamma_g = \frac{Y_c - Y_g}{Y_c + Y_g}; \quad \Gamma_z = \frac{Y_c - Y_z}{Y_c + Y_z}; \quad (1.13a, b)$$

kde Y_c je charakteristická admitance, k níž jsou definovány s-parametry. Tyto činitele odrazu "vidí" tranzistor na svém vstupu Γ_g a výstupu Γ_z .

Ze schématu na obr. 1.5 lze odvodit vztahy pro vstupní a výstupní činitel odrazu tranzistoru:

$$\Gamma_{vst} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_z}{1-s_{22}\Gamma_z} \quad \Gamma_{výst} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_g}{1-s_{11}\Gamma_g} \quad (1.14 a, b)$$

Mezi admitancí Y a činitelem odrazu Γ platí převodní vztahy [3]:

$$Y = Y_c \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}; \quad \Gamma = \frac{Y_c - Y}{Y_c + Y}; \quad (1.15 a, b)$$

1.3.2 Stabilita

Dvojbrany lze z hlediska stability rozdělit do dvou skupin: absolutně stabilní dvojbrany a potenciálně nestabilní dvojbrany.

Absolutně stabilní dvojbrany jsou ty, které splňují podmínku $|\Gamma_{vst}| < 1$ a současně $|\Gamma_{výst}| < 1$ pro všechny impedance připojené ke vstupu nebo k výstupu dvojbranu. (přičemž $|\Gamma_g| < 1$ a $|\Gamma_z| < 1$). [1]

Potenciálně nestabilní dvojbrany jsou ty, které splňují podmínku $|\Gamma_{vst}| < 1$ a současně $|\Gamma_{výst}| < 1$ jen pro vybranou množinu impedancí připojených ke vstupu nebo k výstupu dvojbranu (přičemž $|\Gamma_g| < 1$ a $|\Gamma_z| < 1$). [1]

Ve speciálním případě tzv. unilaterálního tranzistoru, kdy je zpětný přenos $s_{12} = 0$ (což znamená, že vstupní činitel odrazu $\Gamma_{vst} = s_{11}$ a výstupní činitel odrazu $\Gamma_{výst} = s_{22}$), lze tyto podmínky zjednodušit do tvaru $|s_{11}| < 1$ a $|s_{22}| < 1$. [1]

Na základě podmínek pro absolutní stabilitu dvojbranu lze odvodit kritéria pro stanovení stability. Stabilita dvojbranu se dá posuzovat Rollovým činitelem stability a nebo pomocí grafické interpretace ve Smithově diagramu.

- Rollovův činitel stability [3]:

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\det s|^2}{2|s_{12}s_{21}|}; \quad (1.16)$$

kde $\det s$ je determinant matice s parametrů.

Dvojbran je absolutně stabilní, pokud platí:

$$K > 1 \text{ a současně } |\det s| = |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}| < 1. \quad (1.17)$$

- Grafická interpretace [3]:

Smithův diagram ve výstupní rovině lze rozdělit na oblasti stabilních a nestabilních zátěží. V případě připojení nestabilní zátěže vzniknou na vstupu dvojbranu oscilace. Hranice mezi těmito oblastmi se nazývá kružnice stability. Tato kružnice je množina bodů činitele odrazu zátěže Γ_z , pro které je splněna podmínka $|\Gamma_{vst}| = 1$.

Poloměr a střed kružnice stability ve výstupní rovině [3]:

$$r_z = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|\det s|^2 - |s_{22}|^2} \right| \quad (1.18)$$

$$C_z = C_r + jC_i = \frac{(s_{11}^* \det s - s_{22})^*}{|\det s|^2 - |s_{22}|^2} \quad (1.19)$$

Uvedené vztahy však neposkytují žádnou informaci o tom, zda stabilní zátěže leží uvnitř nebo vně kružnice. Pokud platí $|s_{11}| < 1$, potom je stabilní oblast ta, ve které leží střed Smithova diagramu.

Podobně lze definovat kružnici stability i ve vstupní rovině [3]:

$$r_g = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|\det s|^2 - |s_{11}|^2} \right| \quad (1.20)$$

$$C_g = \frac{(s_{11}^* \det s - s_{22})^*}{|\det s|^2 - |s_{11}|^2} \quad (1.21)$$

Pokud platí $|s_{22}| < 1$ v případě vstupní roviny, potom je rovněž stabilní ta oblast, ve které leží střed Smithova diagramu.

V případě absolutní stability dvojbranu leží kružnice stability obou rovin buď vně Smithova diagramu nebo je Smithův diagram celý uvnitř těchto kružnic.

1.4 Šumové vlastnosti dvojbranů

Každá reálná součástka představuje zdroj šumu, který se přičte k užitečnému signálu. Jsou to například tepelné šumy rezistorů, výstřelové šumy diod a tranzistorů atd. Šumové vlastnosti dvojbranů jsou charakterizovány jeho šumovým číslem. Ve většině radiofrekvenčních aplikací je třeba této skutečnosti věnovat náležitou pozornost.

1.4.1 Tepelný šum

Tepelný šum, také známý jako Johnson-Nyquistův šum, vzniká v důsledku tepelného pohybu částic. Takže každá reálná impedance je zdrojem tepelného šumu, jehož velikost je úměrná její teplotě. Jedná se o takzvaný bílý šum, což znamená, že má konstantní výkonovou spektrální hustotu v celém frekvenčním pásmu. Hodnota šumu se nejčastěji uvádí v decibelech nad miliwattem, tj. vztažená k jednomu miliwattu, a roste se zvyšující se teplotou a šířkou přenášeného frekvenčního pásma.

Vzorce pro výpočet výkonové úrovně šumu [2]:

$$N(W) = kTB_{\text{šum}}; \quad (1.22)$$

$$N(\text{dBm}) = 10 \cdot \log_{10} \frac{N}{1 \cdot 10^{-3}}; \quad (1.23)$$

kde k je Boltzmanova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T je termodynamická teplota impedance a $B_{\text{šum}}$ je šumová šířka pásma.

Pro teplotu $T_0 = 270$ K a šířku pásma $B_{\text{šum}} = 1$ Hz je výkon tepelného šumu -174 dBm. Ze vztahu je také jasné, že se zvětšující se šířkou pásma roste i výkon tepelného šumu.

Ekvivalentní šumová teplota se někdy používá k vyčíslení výkonu šumu na výstupu zařízení. V těchto případech, není teplota skutečná teplota měřeného zařízení, ale teplota, která vytvoří stejnou hodnotu ekvivalentního tepelného šumu změřeného na výstupu zařízení.

1.4.2 Další zdroje elektrického šumu [4]

Výstřelový šum - vyskytuje se u součástek s PN přechodem vlivem kvantové generace a rekombinace náboje.

Blikavý šum je způsoben poruchami v krystalické mřížce. Spektrální hustota výkonu s rostoucím kmitočtem klesá.

Praskavý šum vzniká vlivem znečištění přechodu mezi bází a emitorem ionty těžkých kovů. Spektrální hustota výkonu klesá s rostoucím kmitočtem.

Fázový šum - nechtěné fázově modulované komponenty signálu o jedné frekvenci.

1.4.3 Šumové číslo

Šumové číslo charakterizuje šumové vlastnosti samotného aktivního obvodu. Je měřítkem toho, jak obvod přispívá k celkovému výkonu šumu. Udává, kolikrát se zhorší poměr signálu

k šumu na výstupu obvodu proti hodnotě poměru na vstupu obvodu. Šumové číslo F (-) je pro ideální nešumící obvod rovno jedné.

Šumové číslo dvojbranu je definováno [2]:

$$F(-) = \frac{(S/N)_{vst}}{(S/N)_{výst}} = \frac{N_{výst}/N_{vst}}{S_{výst}/S_{vst}}, \quad (1.24)$$

kde S je výkonová úroveň užitečného signálu a N je výkonová úroveň šumu.

Vztah lze dále upravit dosazením vztahu (1.22) za vstupní výkon šumu a poměr výkonu vstupního a výstupního signálu lze nahradit zesílením dvojbranu G . [2]

$$F(-) = \frac{N_{výst}}{kT_0 B_{\text{šum}} G}, \quad (1.25)$$

kde $N_{výst}$ je výstupní výkonová úroveň šumu, k je Boltzmanova konstanta, T_0 je referenční termodynamická teplota, $B_{\text{šum}}$ je šumová šířka pásma a G je zesílení zařízení.

Šumové číslo je vztažené k referenční teplotě $T_0 = 270$ K. Má-li dvojbran teplotu $T \neq T_0$ pak pro výpočet šumového čísla použijeme vztah [2]:

$$F_T = 1 + \frac{T}{T_0} (F - 1). \quad (1.26)$$

Nejčastěji se udává šumové číslo v decibelech. Pro decibelovou míru je šumové číslo NF (dB) větší než 0 dB (0 dB pro ideální nešumící obvod).

$$NF(\text{dB}) = 10 \cdot \log_{10} F. \quad (1.27)$$

Výrobci nízkošumových zesilovačů uvádějí v katalogových listech minimální šumové číslo F_{min} , které je samozřejmě závislé na frekvenci. Tomuto minimálnímu šumovému číslu odpovídá optimální hodnota vstupního činitele odrazu Γ_{opt} , kterou "vidí" zesilovač na svém vstupu. Šumové číslo tedy závisí na přizpůsobení vstupních svorek a je určeno Friisovým vztahem [3]:

$$F = F_{min} + \frac{4r_N |\Gamma_g - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - \Gamma_g^2) \cdot (1 + \Gamma_{opt})^2}, \quad (1.28)$$

kde r_N je ekvivalentní šumový odpor, Γ_g je činitel odrazu generátoru a Γ_{opt} je optimální vstupní činitel odrazu zesilovače.

- Šumové číslo kaskádně řazených n dvojbranů (zapojených do série) [2]:

$$F_{kas} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}, \quad (1.29)$$

kde F a G jsou šumová čísla a zesílení jednotlivých dvojbranů. Ze vztahu vyplývá, že nejvíce ovlivňuje šumové číslo první dvojbran. Aby bylo možné posoudit vhodné pořadí dvojbranů, za účelem dosažení co nejnižšího šumového čísla, zavádí se pojem míra šumu.

- Míra šumu [3]:

$$M = \frac{F-1}{1-\frac{1}{G}}, \quad (1.30)$$

Pro dosažení nejmenšího šumového čísla kaskády F_{kas} musí být jednotlivé stupně seřazeny podle hodnot míry šumu: $M_1 < M_2 < M_3 < \dots$.

- Šumové číslo pasivního dvojbranu [1]:

Zisk pasivního dvojbranu je vždy $G < 1$ (v decibelech je záporný). Proto se označuje jako vložený útlum L . Mezi nimi platí vztah (1.31a) a pro decibelovou míru (1.31b.)

$$G = \frac{1}{L} \qquad G_{dB} = -L_{dB} \qquad (1.31 \text{ a, b})$$

Šumové číslo takového dvojbranu je při teplotě T rovno [1]:

$$F = 1 + (L - 1) \frac{T}{T_0}; \qquad NF = 10 \cdot \log L. \qquad (1.32 \text{ a, b})$$

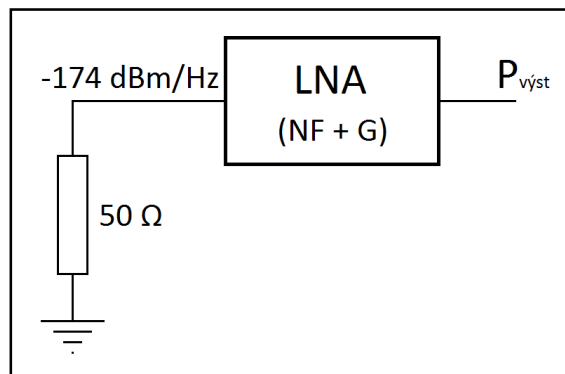
1.4.4 Měření šumového čísla

Šumové číslo lze změřit několika metodami. Principy třech metod jsou popsány v následujících podkapitolách. Jedná se o výkonovou metodu, kde se měří pomocí spektrálního analyzátoru, Y metodu, kde se měří pomocí šumového analyzátoru, a metodu měření citlivosti, kde je šumové číslo určováno nepřímo z měření AM citlivosti.

1.4.4.1 Výkonová metoda

Princip výkonové metody pro měření šumového čísla je znázorněn na obr. 1.6. Zapojením $50 \, \Omega$ zátěže na vstup testovaného obvodu při pokojové teplotě se docílí vstupní hodnoty výkonu tepelného šumu $N = -174 \, \text{dBm/Hz}$. Po změření výstupního výkonu testovaného zařízení lze, při známé hodnotě zesílení G , dopočítat šumové číslo dle vztahu[5]:

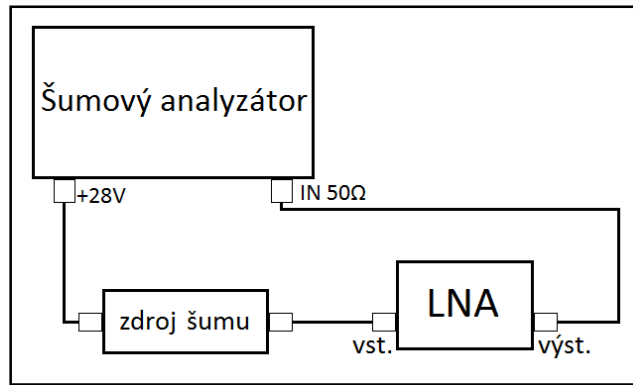
$$NF = P_{\text{výst}} - G - N. \qquad (1.33)$$



obr. 1.6 Výkonová metoda měření šumového čísla

1.4.4.2 Y metoda

Tato metoda je založena na připojení zdroje šumu, který je zapínán a vypínán. Na výstupu je měřen výkon pro dva stavy - zapnutý / vypnutý zdroj šumu. Schéma pro měření šumového čísla je na obrázku obr. 1.7. [5]



obr. 1.7 Y metoda měření šumového čísla

Odvození výpočtu šumového čísla[5]:

ENR (Excess Noise Ratio) je rozdíl výkonové spektrální hustoty zapnutého a vypnutého zdroje šumu. Y je rozdíl výkonové spektrální hustoty na výstupu testovaného zesilovače pro zapnutý a vypnutý zdroj šumu. Následující vzorce platí pro decibelovou míru:

$$ENR = N_{zap}^{vst} - N_{vyp}^{vst}; \quad Y = N_{zap}^{výst} - N_{vyp}^{výst}. \quad (1.34 \text{ a, b})$$

Pro ENR a Y ve wattech platí:

$$ENR_W = \frac{N_{zap}}{N_{vyp}}; \quad Y_W = \frac{N_{zap}^{výst}}{N_{vyp}^{výst}}. \quad (1.35 \text{ a, b})$$

Protože výkon šumu je úměrný šumové teplotě a ekvivalentní šumová teplota pro vypnutý zdroj šumu je 290 Kelvinů, můžeme vztahy (1.35 a, b) upravit na:

$$ENR_W = \frac{T_{zap} - 290}{290}; \quad Y_W = \frac{T_{zap} + T_{DUT}}{290 + T_{DUT}}; \quad (1.36 \text{ a, b})$$

kde T_{DUT} je teplota měřeného zařízení.

Rovnice pro Y_W lze rozšířit na:

$$Y_W = \frac{\frac{T_{zap} + T_{DUT}}{290} + \frac{290}{290 + T_{DUT}}}{\frac{290}{290 + T_{DUT}}} = \frac{\frac{T_{zap} - 290 + 290}{290} + \frac{T_{DUT} + 290 - 290}{290}}{\frac{290 + T_{DUT}}{290}}; \quad (1.37)$$

$$\text{substituce } F = \frac{T_R + 290}{290}. \quad (1.38)$$

Po zavedení substituce (1.38) lze výraz (1.37) zjednodušit na:

$$Y_W = \frac{ENR_W + 1 + F - 1}{F} = \frac{ENR_W}{F} + 1. \quad (1.39)$$

Pro šumové číslo pak platí:

$$F = \frac{10^{ENR/10}}{10^{Y/10} - 1}. \quad (1.40)$$

$$NF = 10 \log \left(\frac{10^{ENR/10}}{10^{Y/10} - 1} \right). \quad (1.41)$$

1.4.4.3 Měření citlivosti

Šumové číslo může být určeno nepřímo z měření AM citlivosti (minimální úroveň signálu požadovaná pro daný poměr signálu k šumu) za použití vzorce[5]:

$$NF = S + 174 - 10 \log(Res) - 10 \log \frac{m^2}{1+m^2}, \quad (1.42)$$

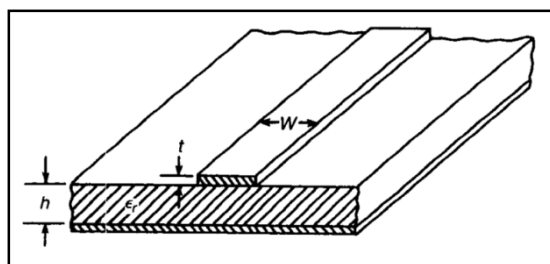
kde S je AM citlivost, Res je šumová šířka pásma a m je hloubka modulace.

Tato metoda je složitější než měření šumového čísla přímo, ale může být užitečná v případě známé AM citlivosti. [5]

1.5 Mikropáskové vedení

Struktura nesymetrického mikropáskového vedení je znázorněna na obr. 1.8. Skládá se z tenkého dielektrického substrátu výšky h s absolutní permitivitou ϵ_r . Substrát je na spodní straně souvisle pokoven, a na horní straně je mikropásek výšky t a šířky W pro přenos užitečného signálu.

Úseky vedení kratší než je čtvrtina vlnové délky mohou nahradit cívku nebo kondenzátor. V případě zakončení mikropásku nakrátko se jedná o cívku s indukčností L . Kondenzátor s kapacitou C lze nahradit mikropáskem zakončeným naprázdno. [4]



obr. 1.8 Struktura mikropáskového vedení [6]

Šířka mikropáskových vedení lze přibližně spočítat pomocí vztahů [6]:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right]; \quad (1.43)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}; \quad (1.44)$$

pro $A > 1,52$:

$$W = h \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2}; \quad (1.45 \text{ a})$$

pro $A \leq 1,52$:

$$W = \frac{2h}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}. \quad (1.45 \text{ b})$$

V radiofrekvenční technice se cívky nahrazují úseky vedení s vysokou impedancí, zpravidla $Z_{0L} \approx 2Z_0$ a kondenzátory naopak úseky vedení s nízkou impedancí, zpravidla $Z_{0C} \approx \frac{1}{2}Z_0$. Délky mikropásků o indukčnosti L , případně o kapacitě C , lze vypočítat podle vztahů [6]:

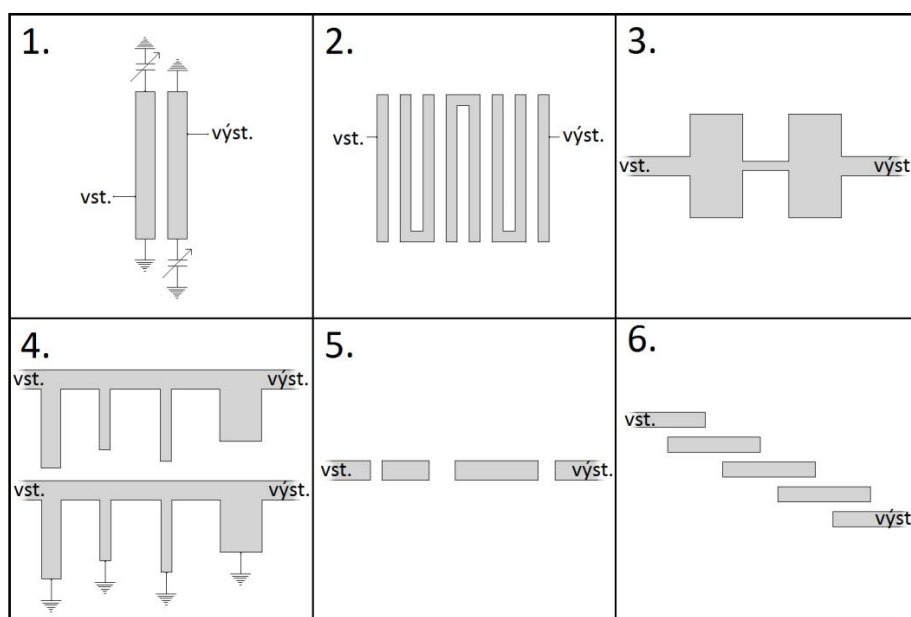
$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{2\pi f L}{Z_{0L}} \right); \quad l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \tan^{-1} (2\pi f C Z_{0C}); \quad (1.46 \text{ a, b})$$

kde f představuje frekvenci a λ_{gL} (λ_{gC}) je délka vlny na vedení.

1.6 Obvody se soustředěnou selektivitou

1.6.1 Mikropáskové filtry

Mikropáskovým vedením lze nahradit cívky a kondenzátory, takže je možné vytvořit struktury, které plní funkce filtrů. Na obrázku obr. 1.9 jsou různé struktury používaných mikropáskových filtrů. (1. Interdigitální filtr, 2. Hairpine filtr, 3. Filtr se skokovou změnou impedance, 4. Filtr s pahýly zakončenými naprázdno/nakrátko, 5. a 6. Filtry s vázanými půlvlnnými rezonátory).



obr. 1.9 Mikropáskové filtry

- Interdigitální filtr (obr. 1.9-1) [7]

Interdigitální filtr se skládá ze dvou vázaných čtvrtvlnných rezonátorů. Délka mikropásků se dá zkrátit kapacitním trimrem, takže se zmenší celkové rozměry filtru a zároveň se dá filtr vyrobený doladit v případě nepřesné výroby.

- Hairpine filtr (obr. 1.9-2) [7]

Harpine filtr neboli vlásenkový filtr se skládá z půlvlnných rezonátorů. Rezonátory jsou zahnuté do písmene U, díky tomu se velikost filtrů zmenší na polovinu. Filtr je pevně laděný, avšak při precizním návrhu a výrobě se stává nepřeladitelnost výhodou. U filtru je i zajištěna dlouhodobá stabilita kmitočtu, protože se jedná jen o mikropásky nanesené na substrátu (u reálných součástek se parametry v průběhu času mění).

- Filtr se skokovou změnou impedance (obr. 1.9-3) [7]

Protože cívku můžeme nahradit mikropáskem s velkou charakteristickou impedancí (tenký pásek) a kondenzátor mikropáskem s malou charakteristickou impedancí (široký pásek), lze změnou šířky mikropásku vytvořit filtr.

- Filtr s pahýly zakončenými naprázdno/nakrátko (obr. 1.9-4) [7]

Filtr je tvořen mikropáskovými půlvlnnými pahýly zakončenými nakrátko nebo naprázdno.

- Filtry s vázanými půlvlnnými rezonátory (obr. 1.9-5, 6) [7]

Tyto filtry složené z půlvlnných rezonátorů jsou vhodné pro rezonanční frekvence nad 10 GHz. Kvůli rozměrům jsou pro nižší frekvence nevhodné.

1.6.2 Dutinové rezonátory

Dutinové rezonátory jsou nejčastěji používanými mikrovlnnými rezonančními obvody v pásmech centimetrových a milimetrových vln. Obecný dutinový rezonátor lze definovat jako část prostoru vyplněnou dielektrikem a ohraničenou vodivými kovovými stěnami. [8]

1.6.2.1 Kvádrový rezonátor

Kvádrové rezonátory vzniknou z úseku vlnovodu obdélníkového průřezu uzavřeného na obou koncích nakrátko. Pro rezonanční kmitočet vidů TM_{mnp} a TE_{mnp} platí vztah:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}; \quad (1.47)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu, a, b, l jsou rozměry rezonátoru a m, n, p jsou vidová čísla.

Kvádrové dutinové rezonátory se v praxi využívají obvykle s nejjednodušším příčně elektrickým videm TE_{101} . Jeho rezonanční kmitočet tedy nezávisí na výšce kvádrové dutiny. Změna rezonančního kmitočtu se provádí změnou délky rezonátoru l . [8]

1.6.2.2 Válcový rezonátor

Válcové rezonátory vzniknou z úseku vlnovodu kruhového průřezu uzavřeného na obou koncích nakrátko a jsou nejrozšířenějším a nejpoužívanějším typem vlnovodných rezonátorů v mikrovlnné technice. Používají se nejčastěji ve funkci přesných mikrovlnných vlnoměrů. Díky vysokému činiteli jakosti s nimi lze měřit kmitočet s chybou jen 0,1 % ÷ 0,01 %.

Pro rezonanční kmitočty jednotlivých vidů platí následující vztahy[8]:

$$f_0^{TM} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\alpha_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}; \quad (1.48 a)$$

$$f_0^{TE} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\alpha'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}; \quad (1.48 b)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu, a je průměr kruhového průřezu, l je délka rezonátoru, m, n, p jsou vidová čísla, α_{mn} je kořen Besselovy funkce prvního druhu a α'_{mn} je jeho derivace.

Válcové rezonátory se nejčastěji používají s rotačně symetrickými vidy typu TE_{0np} , a to zejména s videm TE_{011} . Rozložení pole těchto vidů způsobuje, že vysokofrekvenční vodivé proudy na válcovém plášti i na obou základnách rezonátoru mají pouze příčný směr, tzn., že nemají žádnou podélnou složku, a proto není nutné, aby základny rezonátoru měly s válcovou stěnou elektricky dokonalý kontakt. Tato vlastnost je výhodná zejména u přeladitelných rezonátorů. Naladění dutiny je velmi přesné a jednoznačné. Bezdotykový píst také umožňuje velmi jakostní úpravu povrchu vnitřních stěn rezonátoru, čímž klesá jejich povrchový odpor a zvětšuje se činitel jakosti dutiny. Největší hodnoty Q_0 se přitom dosahuje při rovnosti průměru a délky dutiny $D = 2a = l$. Nevodivá mezera navíc slouží jako vidový filtr, protože zamezuje vzniku všech jiných vidů elektromagnetického pole kromě rotačně symetrických vidů TE_{0np} .

Na rozdíl od kvádrového rezonátoru, kde nemůže existovat vid se dvěma nulovými vidovými čísly, ve válcové dutině mohou vzniknout vidy typu TM_{0n0} . Rezonátory s těmito vidy se používají pro své velmi jednoduché uspořádání elektromagnetického pole. Rezonanční kmitočet nezávisí na délce rezonátoru l , jemné ladění se provádí zavedením poruchového prvku do dutiny rezonátoru (např. ladící dielektrický nebo kovový šroub). [8]

1.6.2.3 Koaxiální rezonátor

Koaxiální rezonátor je tvořen koaxiální dutinou, tedy úsekem souosého vedení uzavřeným na obou koncích nakrátko. Koaxiální rezonátory se provozují prakticky výhradně s videm dominantním videm vedení TEM. Jeho rezonanční kmitočet je určen vztahem [8]:

$$f_0^{TEM} = \frac{cp}{2l}, \quad (1.49)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu, l je délka rezonátoru a p je vidové číslo (pro základní vid $p = 1$).

Vztah pro charakteristickou impedanci vedení [8]:

$$Z_0 = \frac{U}{I} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{R_0}{r_0}, \quad (1.50)$$

kde $\frac{U}{I}$ je poměr komplexních amplitud napětí a proudu, ϵ_r je permitivita dielektrika a R_0 je vnitřní rozměr pláště rezonátoru a r_0 je vnější rozměr středního vodiče.

Měrný útlum souosého vedení vlivem ztrát v nedokonale vodivém materiálu obou vodičů [8]:

$$\alpha_{TEM} = \frac{R_S}{\sqrt{\mu/\epsilon}} \cdot \frac{1}{R_0} \cdot \frac{1+R_0/r_0}{\ln R_0/r_0}. \quad (1.51)$$

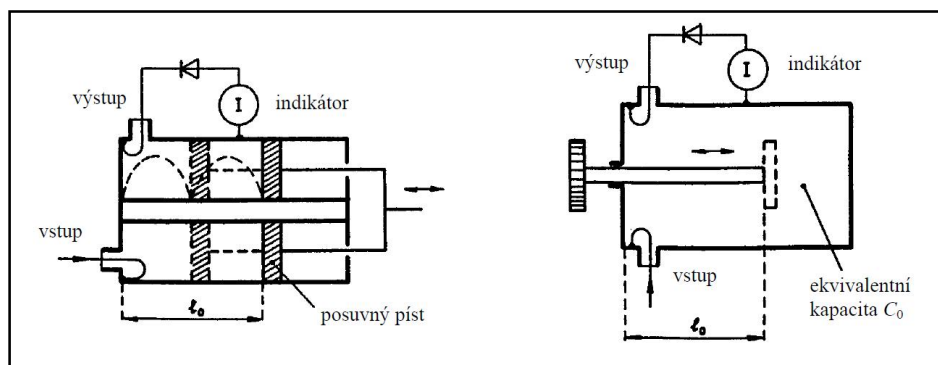
Pro $R_0 = konst.$ má výraz (1.41) minimum při poměru poloměrů vodičů $R_0/r_0 \approx 3,6$. Dosazením tohoto poměru do vztahu (1.40) lze dokázat, že koaxiální kabel vykazující minimální útlum má charakteristickou impedanci:

$$Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r} = 77 \Omega. \quad (1.52)$$

Koaxiální rezonátor se používá jako půlvlnný a nebo čtvrtvlnný. Konstrukce obou rezonátorů je znázorněna na obr. 1.10. Pro činitel jakosti půlvlnného rezonátoru platí [8]:

$$Q_0 = \frac{2R_0}{\delta} \cdot \frac{\ln \frac{R_0}{r_0}}{1 + \frac{R_0}{r_0} + \frac{4R_0}{l} \ln \frac{R_0}{r_0}} \quad (1.53)$$

kde δ je hloubka vniku do vodivých stěn dutiny při rezonančním kmitočtu, R_0 je vnitřní rozměr pláště rezonátoru a r_0 je vnější rozměr středního vodiče.



obr. 1.10 Koaxiální rezonátor půlvlnný (vlevo) a čtvrtvlnný (vpravo) [8]

Čtvrtvlnný koaxiální rezonátor, využívá rezonančních vlastností čtvrtvlnného zkratovaného vedení. Na nákresu struktury na obr. 1.10 je vidět, že střední vodič je do vlnovodu zasouván a rezonance nastává při délce zasunutí [8]:

$$l_0 \approx (2p + 1) \cdot \frac{\lambda_0}{4}, \quad (1.54)$$

kde p je vidové číslo a λ_0 je rezonanční vlnová délka.

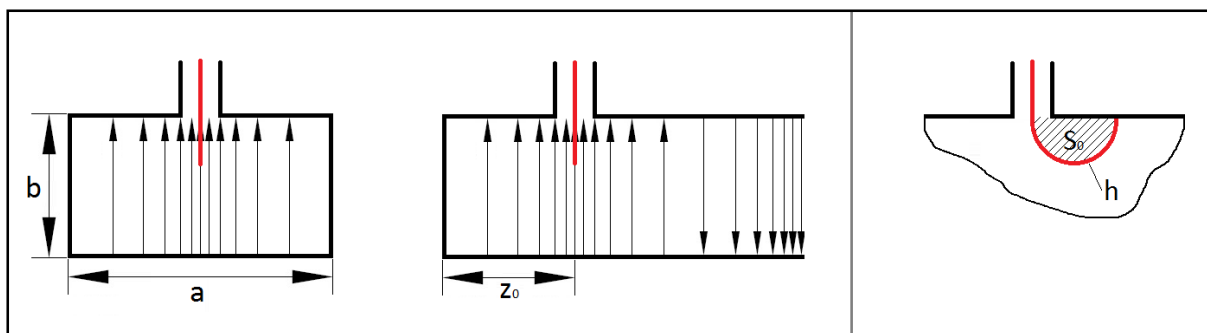
Mezi koncem středního vodiče a protějším základnou rezonátoru vzniká kapacita C_0 , která zkracuje rezonanční délku l_0 . Někdy je tato kapacita úmyslně zvětšována (např. rozšířením středního vodiče, nebo přidáním kapacitního disku), aby došlo ke zmenšení celkových rozměrů rezonátoru. [8]

1.6.2.4 Způsoby buzení vlnovodů a rezonátorů

V současnosti se používají tři způsoby buzení. U všech těchto způsobů je vždy nutno znát průběh a rozložení elektromagnetického pole, které chceme v daném vlnovodu či rezonátoru vybudit.

Buzení proudovou sondou (anténkou) se realizuje zasunutím úseku lineárního vodiče s délkou $h \ll \lambda$ do vlnovodu či rezonátoru. Tento způsob buzení je znázorněn na obr. 1.11 vlevo. Pro optimální buzení určitého vidu elektromagnetického pole musí být sonda zasunuta rovnoběžně se siločarami elektrického pole buzeného vidu, a to v místě jeho maximální intenzity. Kmitočet budicího signálu musí být vyšší, než je mezní kmitočet buzeného vidu v daném vlnovodu. Velikost buzení lze v jistých mezích ovlivňovat změnou hloubky zasunutí sondy.

Buzení proudovou sondou se nejčastěji používá při spojení koaxiálního kabelu a vlnovodu.



obr. 1.11 Buzení rezonátoru proudovou sondou (vlevo) a magnetickou smyčkou (vpravo)

Buzení magnetickou smyčkou je odvozeno od předchozího způsobu, kdy lineární proudová sonda je vytvarována do podoby malé „téměř uzavřené“ smyčky. Tento způsob buzení je znázorněn na obr. 1.11 vpravo. Pro optimální buzení určitého vidu ve vlnovodu či v dutinovém rezonátoru musí být plocha smyčky kolmá k magnetickým siločárám tohoto vidu a její střed musí být v místě maximální intenzity magnetického pole. Kmitočet budícího signálu musí být vyšší, než je mezní kmitočet buzeného vidu v daném vlnovodu. Velikost buzení tu lze regulovat prakticky od nuly až do maximální hodnoty prostým natáčením plochy smyčky o úhel 90° .

Buzení magnetickou smyčkou se nejčastěji používá při buzení vzduchem plněných koaxiálních vedení nebo rezonátorů. [8]

Při buzení vazebním otvorem (štěrbinou) je do vlnovodu vyříznut malý vazební otvor. Pro optimální buzení musí být budící elektrické pole ve štěrbině orientováno kolmo na směr magnetických siločar buzeného vidu a střed štěrbiny musí být umístěn v místě maxima magnetického pole buzeného vidu. Kmitočet budícího pole musí být opět vyšší, než je mezní kmitočet buzeného vidu ve vlnovodu, nebo rezonátoru.

Buzení štěrbinou je typickým způsobem buzení vlnovodových dutinových rezonátorů. [8]

2 NÁVRH NÍZKOŠUMOVÉHO ZESILOVAČE S MIKROPÁSKOVÝM FILTREM

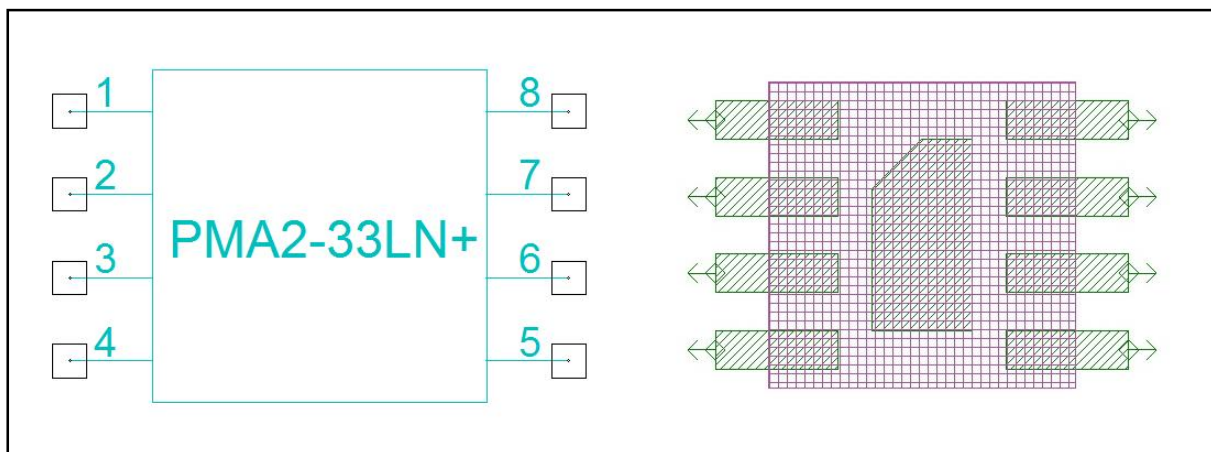
2.1 Výběr vhodného tranzistoru

Při návrhu LNA je nutné nejprve vybrat vhodný tranzistor. Velmi nízké šumové číslo mají tranzistory řízené elektrickým polem s označením E-pHEMT (Enhancement Mode Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor). Bývají to aktivní prvky na bázi galium arsenidu GaAs anebo slitiny SnAgNi.

V tabulce tab. 2.1 je výběr vhodných nízkošumových zesilovačů. Pro první stupeň byl vybrán SnAgNi E-pHEMT monolitický integrovaný obvod PMA2-33LN+ fy Minicircuits. Sice nemá nejnížší šumové číslo z uvedených zesilovačů, ale má nejvyšší hodnotu intermodulačního průsečíku (38,54 dB), takže bude mít i nejnížší intermodulační zkreslení vlivem produktů třetího řádu. Jeho zesílení je však poměrně malé (11,62 dB), tudíž bude třeba navrhnout dvoustupňový zesilovač. Pracovní bod byl vybrán $U_D = 3,30$ V, $I_D = 63,90$ mA, protože pro tento bod má tranzistor nejvyšší hodnotu intermodulačního průsečíku. Na rf vstup tranzistoru je možné přivést signál o maximální výkonové úrovni +27 dB po dobu 5 minut a nebo +22 dB trvale. Všechny údaje výrobce udává pro teplotu 25 °C.

Pro druhý stupeň byl vybrán SnAgNi E-pHEMT monolitický integrovaný obvod PMA2-43LN+ fy Minicircuits. Tento integrovaný obvod má rovněž vysokou hodnotu intermodulačního průsečíku a také větší zesílení, 18 dB na frekvenci 2,4 GHz, a vyšší bod jednodediciblové komprese. Pracovní bod byl vybrán $U_D = 5$ V, $I_D = 49,39$ mA. Na rf vstup integrovaného obvodu je možné přivést signál o maximální výkonové úrovni +22 dB po dobu 5 minut a nebo +14 dB trvale. Všechny údaje výrobce udává pro teplotu 25 °C.

Na obrázku obr. 2.1 je schematická značka integrovaného obvodu PMA2-33LN+ vytvořená v prostředí ANSOFT Designer. Vpravo je vytvořené pouzdro s odpovídajícími pájecími ploškami pro návrh plošného spoje. Integrovaný obvod PMA2-43LN+ má stejné pouzdro i rozložení pinů. Z obrázku je patrné, že obvod má 8 pinů. Prvním pinem se přivádí napájecí napětí, kterým se nastavuje pracovní bod tranzistoru (BIAS), druhý je pro vysokofrekvenční vstup, třetí pro vysokofrekvenční výstup a ostatní piny mají být dle doporučení výrobce uzemněny. Pouzdro obvodu je SMD a velké 2 mm × 2 mm.



obr. 2.1 Schematická značka (vlevo) a pouzdro (vpravo) integrovaných obvodů

tab. 2.1 Tabulka nízkošumových tranzistorů

Tranzistor	f [GHz]	t [°C]	NF [dB]	G [dB]	t [°C]	f [GHz]	IP3 [dB]	1dB [dB]	S11	S22	Materiál	Výrobce
PMA2-43LN+	1,1-4	-65 → 150	0,63	17,99	25	2,4	32,98	19,6	14,74	10,58	SnAgNi E-PHEMT	Minicircuits
PMA-33LN+	0,4-3	-65 → 150	0,47	11,62	25	2,3	38,54	19,11	15,27	21,76	SnAgNi E-PHEMT	Minicircuits
ATF-36077	2-18	-65 → 150	0,3	13,81	25	2		5	-0,54	-4,5	GaAs PHEMT	Agilent Technologies
ATF-551M4	0,45-20	-65 → 150	0,46	17	25	2	24,1	14,6	3,05	7,31	E-PHEMT GaAs	Avago
ATF-35143	0,45-10	-65 → 160	0,29	12	25	2,5	21	10	2,05	7,13	PHEMT	Avago
ATF-38143	0,45-10	-65 → 160	0,28	13	25	2,5	22	12	3,35	11,37	PHEMT	Avago
ATF-58143	0,45-6	-65 → 150	0,51	15	25	2,4	30,5	19	4,01	14,42	PHEMT	Avago
BFP720-DS	>0,15	-55 → 108	0,5	21,5	25	2,4	22	6			SiGe:C bipolar tr.	Infineon
SKY65050-372LF	0,45-6	-65 → 125	0,65	15,5	25	2,4	23,5	10,5	18,5	14	PHEMT	SKYWORKS
SKY67151-396LF	0,7-3,8	-40 → 150	0,5	19	25	2,5	36	19,7	11	20	GaAs HEMT	SKYWORKS
MGF4921AM	1-16	-55 → 125	0,35	15,2	25	2,4	21				InGaAs HEMT	Mitsubishi electric
SAV-541+	0,5-6	-65 → 150	0,36	16,6	25	2,4	33,1	19,2				Minicircuits

2.2 Výběr vhodného substrátu

Pro návrh LNA byl vybrán substrát Arlon CuClad 217 tloušťky 30 mil (0,762 mm). Arlon CuClad 217 má konstantní relativní permitivitu $\varepsilon_r = 2,20$ a velmi nízký ztrátový úhel $\tan \delta = 0,0009$, což je potřebné pro nízkošumové aplikace.

2.3 Návrh mikropáskového filtru

Pro svou jednoduchou přeladitelnost pomocí kapacitních trimrů, byl vybrán interdigitální filtr. Jde o vázané čtvrtvlnné rezonátory, které jsou zkrácené kapacitními trimry. Šířka pásma filtru je dána vazbou mezi rezonátory. Čím jsou rezonátory dále od sebe, tím menší je šířka přenášeného pásma.

Šířka vázaných vedení se volí blízko charakteristické impedance vedení ($Z_0 = 50 \Omega$). Šířka pásků se dá přibližně vypočítat pomocí vztahů uvedených v kapitole 1.5 nebo přesněji pomocí různých programů. Například program AppCAD a nebo podprogram TRL v prostředí ANSOFT Designer.

Výpočet délky vázaného vedení:

Zpoždění vlny na vedení:

$$T_{PD} = \frac{1}{v} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{c}; \quad (2.1)$$

kde v je rychlost vlny v substrátu Arlon CuClad 217, ε_r je jeho relativní permitivita a c je rychlost světla.

Měrná indukčnost vedení:

$$L_0 = Z_0 \cdot T_{PD}; \quad (2.2)$$

kde Z_0 je charakteristická impedance vedení (50Ω).

Požadovaná indukčnost:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C}; \quad (2.3)$$

kde f_0 je střední frekvence filtru (2,32 GHz) a C je kapacita zkracovacího trimru. Při výrobě bude použit kapacitní SMD trimr 1,4 pF - 3 pF od výrobce MURATA. Pro výpočet délky vázaných vedení byla použita hodnota $C = 2$ pF.

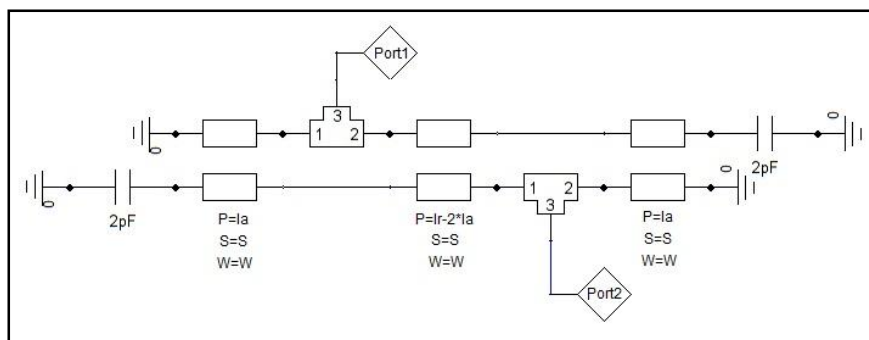
Výsledná délka vázaných vedení:

$$l_r = \frac{L}{L_0}. \quad (2.4)$$

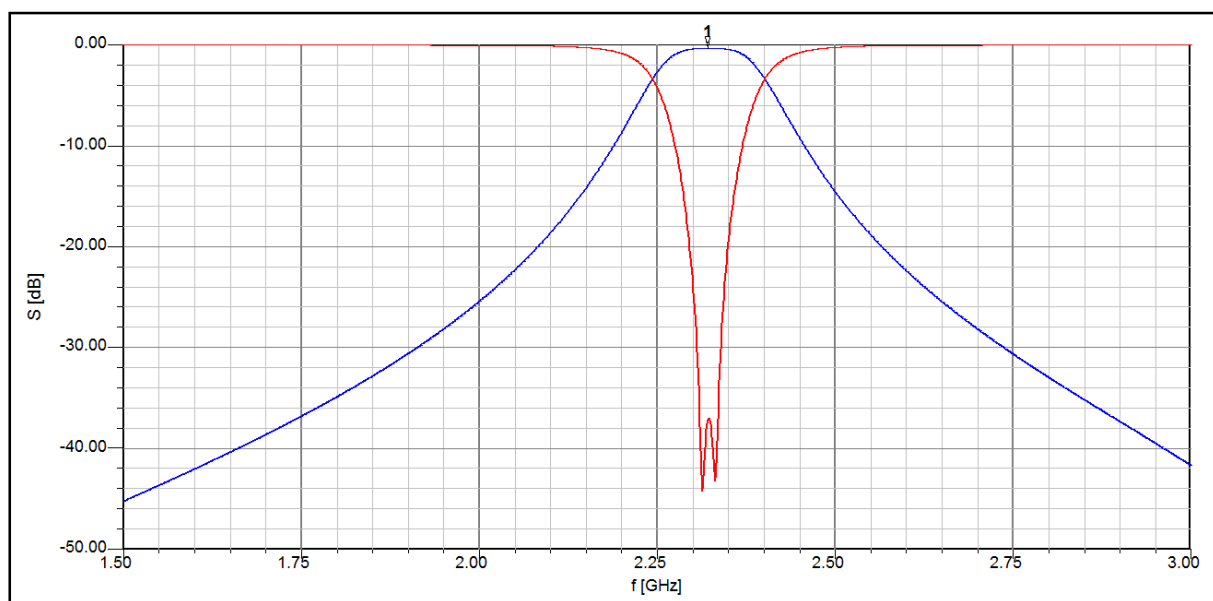
Délka rezonančního vedení vychází $l_r = 9,1$ mm.

Na obr. 2.2 je schéma zapojení interdigitálního filtru pro simulaci v prostředí ANSOFT Designer. Pro vázané vedení byly použity součástky MSCPL a jejich parametry byly zadány parametricky pro snadné doladění filtru. Na obr. 2.3 jsou přenosové charakteristiky vyladěného filtru pro rezonanční délku vedení $l_r = 9,3$ mm, šířku pásků $W_5 \text{ @ } = 2,32$ mm, šířku mezery $S = 2,7$ mm a umístění portů $l_a = 2,5$ mm od konce vedení.

Kapacitní trimry v simulaci nahrazovaly kondenzátory s pevnou hodnotou 2 pF.



obr. 2.2 Schéma interdigitálního filtru v ANSOFT Designeru



obr. 2.3 Přenosové charakteristiky filtru (S21 - modrá, S11 - červená)

Výsledný interdigitální filtr má střední frekvenci 2,32 GHz a útlum 0,35 dB. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 160 MHz (2,24 GHz - 2,4 GHz).

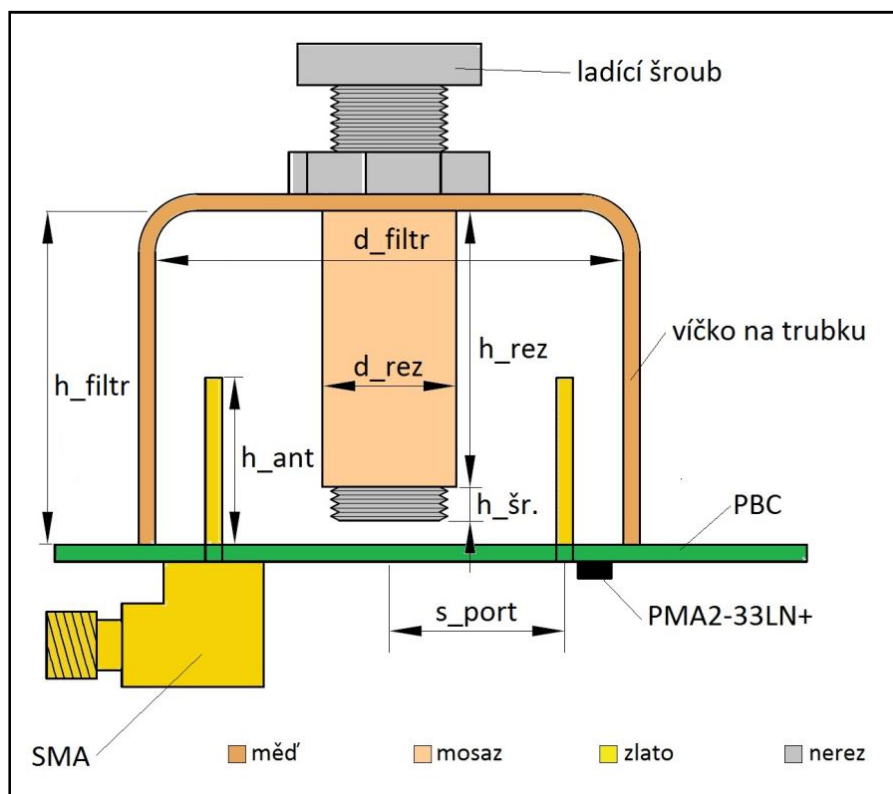
2.4 Návrh dutinového filtru

Návrh dutinového rezonátoru pro vstup nízkošumového zesilovače byl uskutečněn v programu CST Microwave Studio. Rozměry struktur byly zadány pomocí parametrů kvůli snadné editaci a pro možnost parametrického rozmítání a optimalizace.

2.4.1 Víčkový filtr

První uvažovaný dutinový filtr byl, kvůli své jednoduchosti víčkový filtr, jehož struktura je na obrázku obr. 2.4. Základ bude tvořit měděné víčko na topenářskou trubku. Víčko bude přiletováno přímo k desce plošných spojů zesilovače. K víčku bude přiletován rezonátor, ve kterém bude vyřezaný závit pro ladící šroub. Místo rezonátoru by mohl být pouze postříbřený mosazný ladící šroub, v tomto případě by bylo nutné velmi přesné vyřezání závitu do víčka. V případě nepřesného vyřezání závitu by se filtr velice obtížně ladil. Proto byl uvažovaný rezonátor, který by byl vysoustružený z mosazi a přiletovaný k víčku. Doladění filtru by se provádělo vysouváním ladícího šroubu z rezonátoru.

Radiofrekvenční vstup by byl do filtru přiveden přes úhlový SMA konektor. Střední vodič konektoru funguje jako anténa. Délkou a umístěním antény je možné dosáhnout impedančního přizpůsobení. výstupní anténa bude tvořena středovým vodičem z SMA konektoru a bude přiletována přímo na desku plošných spojů zesilovače. Monolitický zesilovač bude umístěn přímo za výstup víčkového filtru.

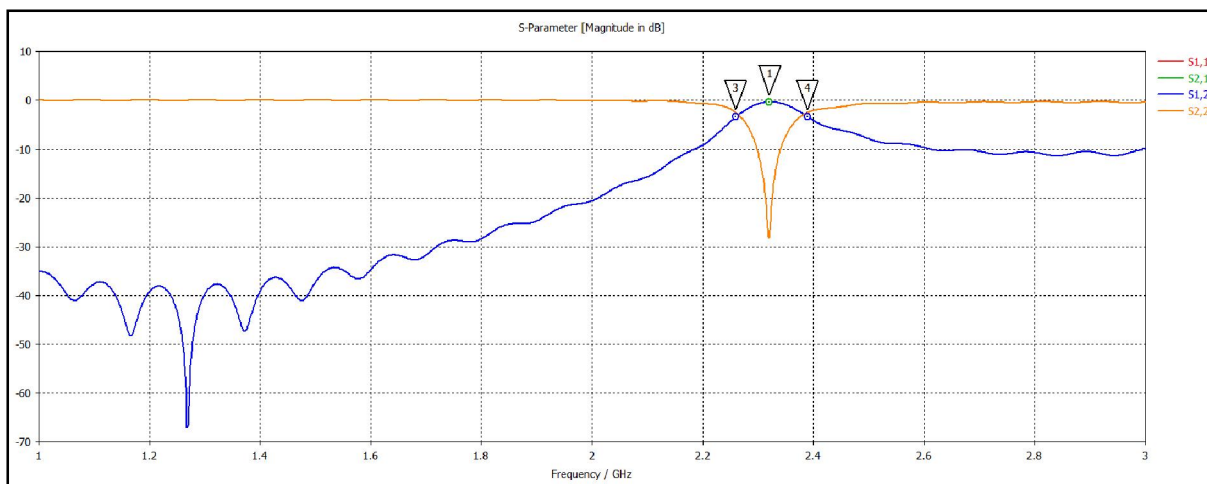


obr. 2.4 Víčkový filtr

Pro simulace bylo použito rozměrů běžně dostupných měděných víček na topenářské trubky. Výška víček je 20 mm liší se pouze ve velikosti průměru a tloušťce stěny. Tloušťka stěny nemá na funkčnost žádný vliv. S menším vnitřním průměrem víčka je potřeba delší rezonátor, tudíž pro malé vnitřní průměry by se rezonátor do filtru "nevešel". Aby šel filtr doladit na frekvenci 2,32 GHz, muselo by se použít víčko s vnitřním průměrem 38 mm. Víčko této velikosti je však poměrně drahé a odpadá tak jedna z výhod této struktury.

V programu CST Microwave Studio byla vytvořena struktura filtru. Zasouváním rezonátoru do filtru se snižuje jeho rezonanční kmitočet. Impedančního přizpůsobení bylo dosaženo změnou pozice antének a změnou jejich délky. S rostoucí délkou anténky klesá výsledný útlum v propustném pásmu filtru. Při oddalování portů od rezonátoru dochází k zúžení přenosového pásma, avšak narůstá útlum v tomto pásmu.

Na obr. 2.5 jsou přenosové charakteristiky simulované v programu CST Microwave Studio. Útlum na střední frekvenci je 0,42 dB a šířka pásma pro pokles o 3 dB je 130 MHz.



obr. 2.5 Simulované přenosové charakteristiky víčkového filtru (CST)

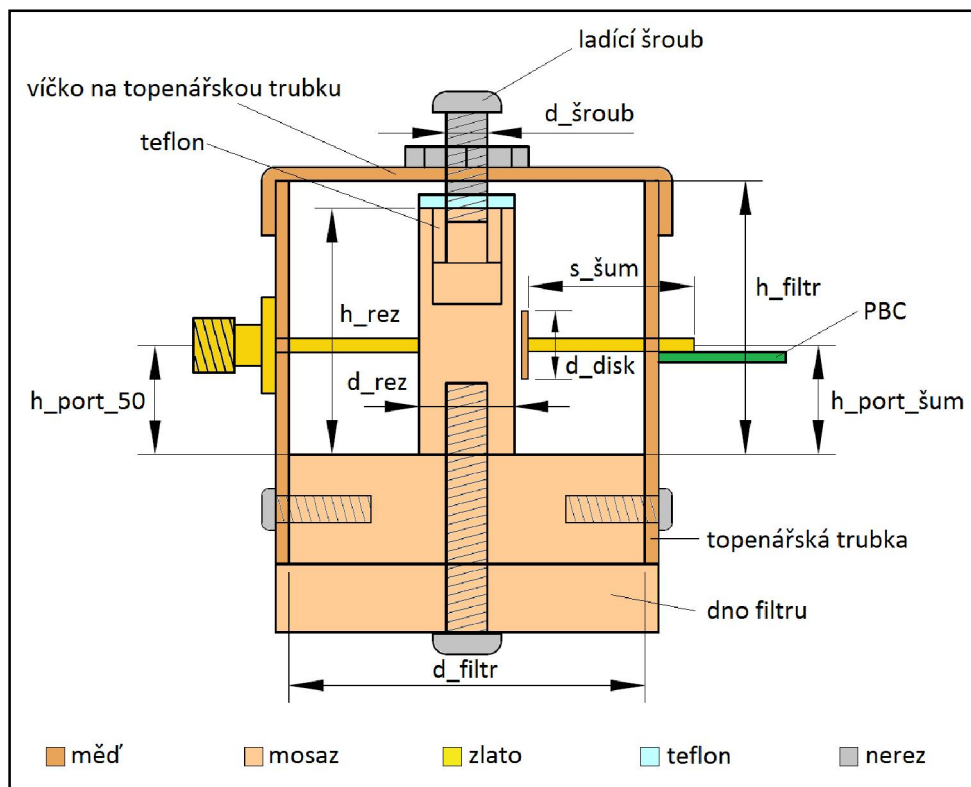
V simulaci bylo také zjištěno, že doladování by bylo ve skutečnosti velmi obtížné, protože při malé změně výšky rezonátoru, řádově desetin milimetrů, byla poměrně velká změna střední frekvence. Doladění v simulaci bylo dosaženo pro výšku rezonátoru 17,48 mm. Navíc anténky na vstupu a výstupu vychází dlouhé 18 mm a blízko od stěn měděného víčka a mohly by se tedy víčka dotknout. Další problém s anténkami by byl v případě letování víčka k desce plošných spojů. Při důkladném zahřátí víčka, aby jej bylo možné letovat, by se mohly dostatečně zahřát i anténky a uvolnit se a zapadnout dovnitř filtru. Se zapadáváním antének by mohl být problém i při impedančním přizpůsobování změnou délky antének. Tato konstrukce by tedy byla hodně náročná na přesnost výroby. Další problém by se mohl vyskytnout při krytování desky plošných spojů, zejména kvůli úhlovému SMA konektoru, který má navíc větší útlum než přímý SMA konektor.

Těchto důvodů byl víčkový filtr pro aplikaci na vstupu nízkošumového zesilovače prohlášen za nevyhovující.

2.4.2 Koaxiální filtr

Ke zhotovení koaxiálního rezonátoru byla vybrána měděná topenářská trubka o vnitřním průměru 26 mm. Struktura je znázorněna na obrázku obr. 2.6. Trubka bude nasazena na dno filtru a uchycena šrouby M2. Dno filtru a rezonátor bude vysoustružen z mosazi. Rezonátor bude připevněn ke dnu filtru pomocí šroubu M3. Do rezonátoru bude vyvrtána díra o průměru 5 mm a do ní bude zasazen vysoustružený prstenec z teflonu, do tohoto prstence se bude zasouvat ladící šroub M3. Teflon zajistí, aby se ladící šroub nedotkl rezonátoru. Ladící šroub bude upevněn zapájenou matkou ve víku filtru. Jako víko filtru bude použito měděné víčko na topenářskou trubku.

Vstup filtru bude řešen pozlaceným SMA konektorem přiletovaným k měděné trubce. Jeho středový vodič bude přiletován k rezonátoru. Výstup filtru bude řešen středovým vodičem z SMA konektoru, který bude na jedné straně zakončen kapacitním diskem z měděného plechu o tloušťce 0,5 mm a na druhé straně bude přiletován k desce plošných spojů navrhnutého zesilovače. Deska bude zasazena do pocínované krabičky.



obr. 2.6 Koaxiální filtr

Měděná trubka byla vybrána kvůli velmi dobré elektrické vodivosti. Čistá měď vykazuje po stříbře druhou nejlepší vodivost ze všech kovů za pokojové teploty. Přítomnost nečistot v mědi vodivost značně snižuje, proto mosazné části filtru budou chemicky postříbřeny. Aby bylo zamezeno oxidaci mědi, budou měděné části ošetřeny lakem.

V programu CST Microwave Studio byla nejdříve vytvořena struktura filtru pro vstupní a výstupní impedanci $Z_0 = 50 \Omega$. Dle simulací tento filtr vykazuje nižší ztráty než víčkový filtr a jeho výroba bude méně náročná na přesnou výrobu a také bude levnější, proto byl vybrán pro výsledný nízkošumový zesilovač.

2.4.2.1 Určení průměru rezonátoru (d_{rez})

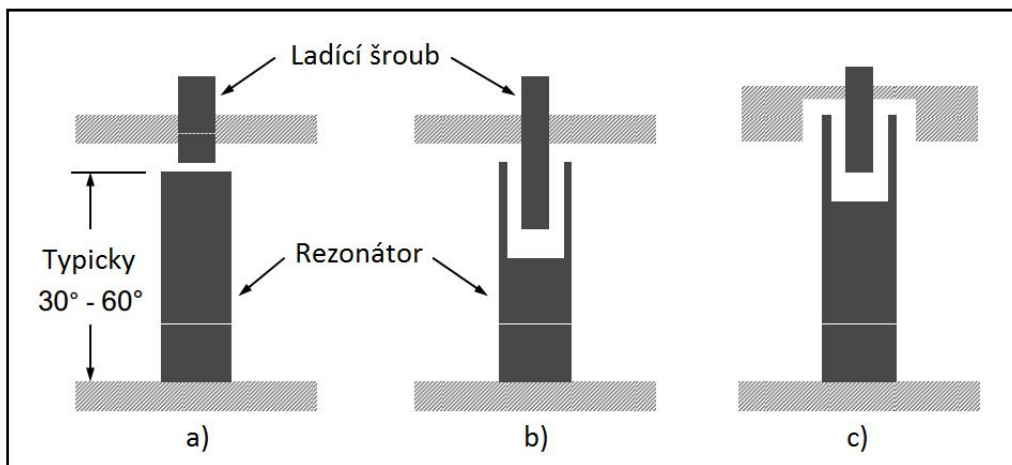
Dutinový filtr s rezonátorem je v podstatě koaxiální vedení, proto se při návrhu vycházelo z teorie popsané v kapitole 1.6.2.3. Koaxiální vedení vykazuje nejmenší útlum pro charakteristickou impedanci $Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r} = 77 \Omega$. Tuto charakteristickou impedanci má vedení při poměru poloměrů vodičů $R_0/r_0 \approx 3,6$.

Pro vnitřní poloměr vnějšího vodiče $R_0 = 13 \text{ mm}$ vychází vnější poloměr vnitřního vodiče $r_0 = 3,6 \text{ mm}$. Pro simulace bylo použito $r_0 = 3,5 \text{ mm}$, to odpovídá charakteristické impedanci $78,7 \Omega$ dle vzorce (1.50), $78,6 \Omega$ dle programu AppCad a $78,7 \Omega$ dle programu CST, což je dostatečně blízko ideální hodnotě impedance.

2.4.2.2 Určení výšky filtru (h_{filtr}) a výšky rezonátoru (h_{rez})

Navrhnutý dutinový filtr je čtvrtvlnný. Výška filtru je $h_{filtr} < \lambda/4$, protože je zkrácená kapacitou, která vznikne mezi koncem středního vodiče filtru a víkem filtru. Změnou této kapacity je možno filtr přeladovat. Protože změna délky středního vodiče by se realizovala obtížně, bude do víka filtru umístěn ladící šroub, který bude zastávat stejnou funkci.

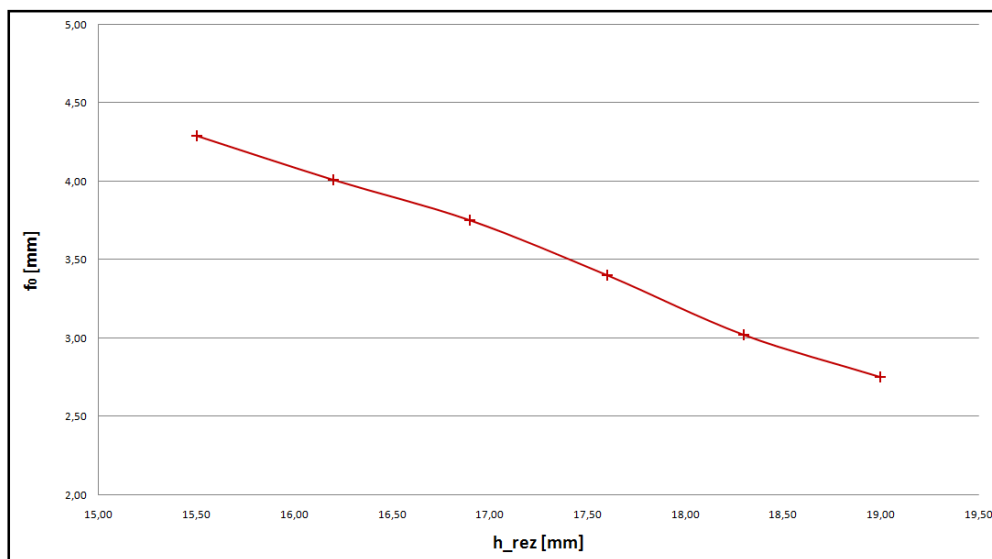
Možnosti zavedení ladícího šroubu do filtru jsou na obr. 2.7. Možnost a) se nejčastěji používá na vyšších frekvencích a možnost c) zase na nižších. Prostřední možnost b) je v podstatě jejich kompromisem. Tato možnost byla vybrána pro realizaci.



obr. 2.7 Možnosti zavedení ladícího šroubu do filtru [11]

Výška filtru byla stanovena na $h_{filtr} = 20 \text{ mm}$ ($\lambda/4 = 32 \text{ mm}$). Výška rezonátoru ve čtvrtvlnném koaxiálním filtru se volí mezi 30 % a 60 % vlnové délky (tj. 11,0 mm - 21,5 mm). V programu CST byla parametrickým rozmítáním měněna výška rezonátoru od 15,5 mm do 19,0 mm. Závislost výsledných středních frekvencí na výšce rezonátoru byla vynesena do grafu.

Z grafu na obr. 2.8 je zřejmé, že s větší výškou rezonátoru se snižuje střední frekvence filtru.



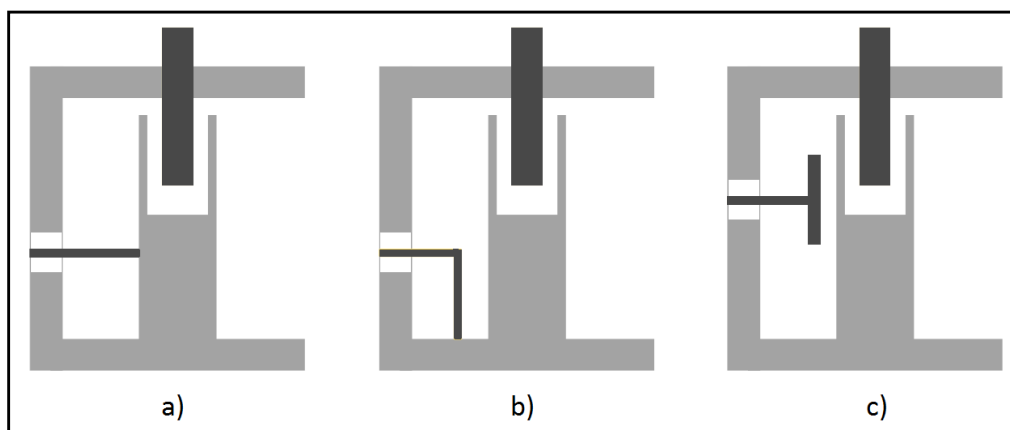
obr. 2.8 Závislost střední frekvence na výšce rezonátoru (CST)

Výška rezonátoru byla určena na 18 mm a doladění na frekvenci 2,32 GHz bude provedeno pomocí ladícího šroubu zasouvaného dovnitř otvoru vyvrtaného v rezonátoru. Výhoda ladění pomocí šroubu je, že ladění je jemnější.

2.4.2.3 Externí vázání

Na obr. 2.9 jsou znázorněny možnosti externího vázání filtru k obvodu. V případě a) a b) se vlastně jedná o proudovou smyčku a v případě c) o vazbu pomocí kapacitního disku.

Mikrovlnné filtry se do elektronického obvodu připojují nejčastěji pomocí přímého navázání středního vodiče koaxiálního kabelu na rezonátor (možnost a), nebo pomocí kapacitního terčíku (možnost c).



obr. 2.9 Možnosti vázání filtru [11]

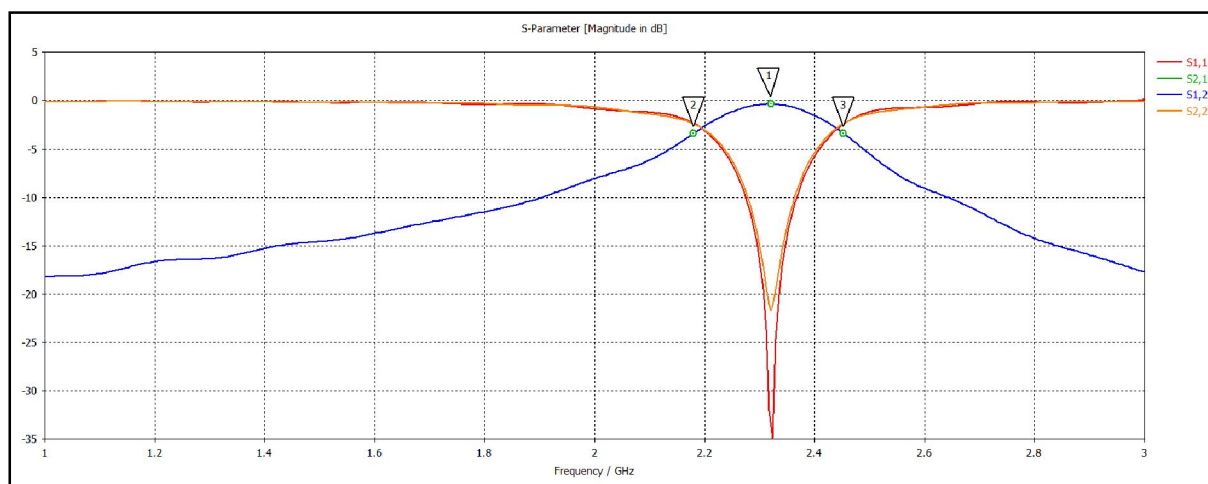
Vstup bude řešen pomocí přímého navázání středního vodiče SMA konektoru na rezonátor. Toto připojení je výhodné, protože nevykazuje jalovou složku, a tudíž se bude lépe přizpůsobovat k $50\ \Omega$. Další výhodou je, že je tímto vstup galvanicky propojen se zemní plochou.

Na výstupu bude použita vazba s kapacitním diskem. Tato kapacita stejnosměrně oddělí vstup od zesilovače, navíc může být použita při šumovém přizpůsobení výstupu filtru k zesilovači.

2.4.2.4 Výsledky simulace ($50\ \Omega - 50\ \Omega$)

Přizpůsobení rezonátorů bylo dosaženo pomocí parametrického rozmítání výšky umístění portů a délkou vodiče na výstupu filtru, tj. vzdáleností kapacitního disku od rezonátoru. Posouváním portů ke dnu filtru se vstupní a výstupní impedance zvyšuje. Na obrázku obr. 2.10 jsou výsledné charakteristiky pro filtr se vstupní a výstupní impedancí $50\ \Omega$.

Výsledné výšky portů byly 6 mm ode dna filtru. Průměr kapacitního disku na výstupu byl 5,5 mm a byl vzdálen od rezonátoru 0,5 mm.



obr. 2.10 Přenosové charakteristiky dutinového filtru ($50\ \Omega - 50\ \Omega$) (CST)

Filtr má na střední frekvenci útlum 0,36 dB a šířku pásma pro pokles o 3 dB 274 MHz. Činitel odrazu na vstupu filtru je 34,8 dB a činitel odrazu na výstupu je 21,9 dB.

2.4.2.5 Šumové přizpůsobení výstupu ($50\ \Omega - Z_{opt}$)

Jak již zde bylo uvedeno, je možno měnit vstupní a výstupní impedanci filtru umístěním portů. Výrobce monolitického zesilovače udává optimální vstupní činitel odrazu Γ_{opt} pro jeho šumové přizpůsobení. Tabulka bývá doplněna ještě o ekvivalentní šumový odpor r_N , který složí jako citlivostní parametr naznačující, jak rychle se bude šumové číslo měnit s odchýlením od Γ_{opt} .

Výpočet výstupní impedance filtru pro šumové přizpůsobení:

Úpravou vzorce 1.13 se získá vztah:

$$\Gamma_{opt} = \frac{Y_g - Y_{opt}}{Y_g + Y_{opt}} = \frac{\frac{1}{Z_g} - \frac{1}{Z_{opt}}}{\frac{1}{Z_g} + \frac{1}{Z_{opt}}} = \frac{\frac{Z_{opt} - Z_g}{Z_{opt}Z_g}}{\frac{Z_{opt} + Z_g}{Z_{opt}Z_g}} = \frac{Z_{opt} - Z_g}{Z_{opt} + Z_g}. \quad (2.5)$$

Vyjádření Z_{opt} :

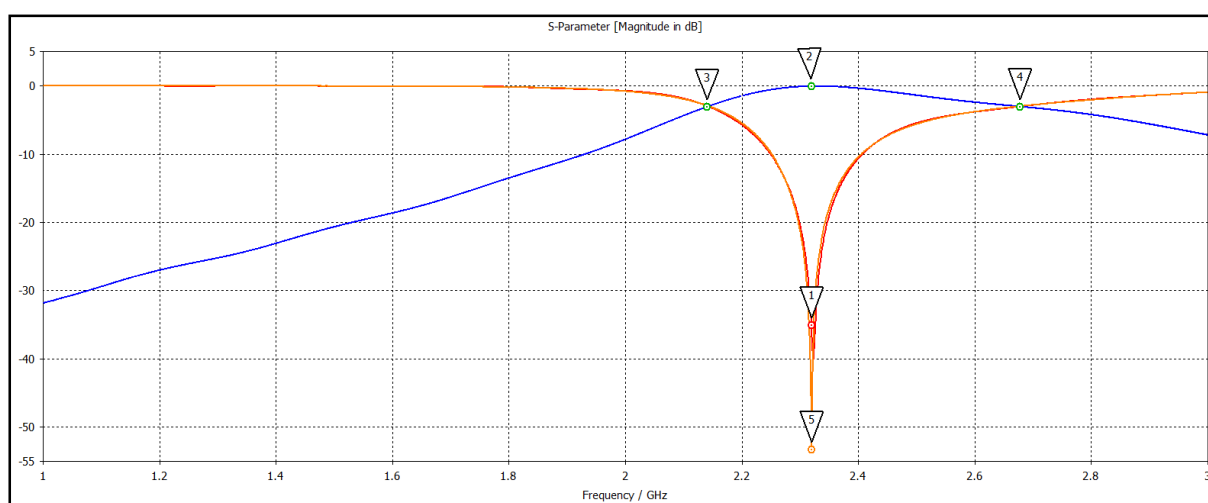
$$Z_{opt} = Z_g \frac{1 + \Gamma_{opt}}{1 - \Gamma_{opt}}. \quad (2.6)$$

dosazení impedance generátoru Z_g a optimálního činitele odrazu udávané výrobcem monolitického zesilovače Γ_{opt} (odečteno ze smithova diagramu v Ansoft Desifner).

$$Z_{opt} = 50 \frac{1 + (0,306 \angle -138,85^\circ)}{1 - (0,306 \angle -138,85^\circ)} = (31,90 \angle -23,95^\circ) \Omega. \quad (2.7)$$

Výstup filtru je tedy nutné přizpůsobit k této impedanci.

V Programu CST Microwave Studio byla změněna impedance výstupního portu a doladění a přizpůsobení bylo dosaženo stejným způsobem jako v případě koaxiálního filtru se vstupní i výstupní impedancí $50\ \Omega$. Simulované přenosové charakteristiky jsou na obrázku obr. 2.11. Přenos na střední frekvenci byl - 0,13 dB, činitel odrazu na vstupu - 35 dB, činitel odraz na výstupu -53 dB a šířka pásma pro pokles o 3 dB byla 500 MHz. Výsledné rozměry struktury jsou vypsány v tabulce tab. 2.2.



obr. 2.11 Přenosové chatakteristiky dutinového filtru pro šumově přizpůsobený výstup

tab. 2.2 Výsledné rozměry koaxiálního filtru

Označení	Velikost [mm]	Popis
d_filtr	26	Vnitřní průměr filtru
h_filtr	20	Výška filtru
d_rez	7	Průměr rezonátoru
h_rez	18	Výška rezonátoru
d_šroub	3	Průměr ladícího šroubu
h_šroub	2,1	Hloubka zasunutí šroubu do filtru
h_port_50	8	Výška vstupního portu ode dna filtru
h_port_šum	6	Výška výstupního portu ode dna filtru
d_disk	5,5	Průměr kapacitního disku
d1	0,25	Vzdálenost disku od rezonátoru

Výpočet vazební kapacity mezi kapacitním diskem a rezonátorem:

Jedná se o deskový kondenzátor, proto se vycházelo ze vztahu pro kapacitu deskového kondenzátoru:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d}; \quad (2.8)$$

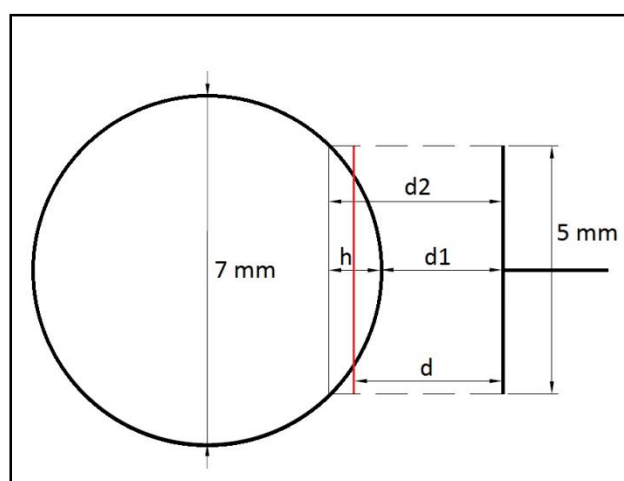
kde ε_0 je permitivita vakua, ε_r je relativní permitivita dielektrika, S je plocha desky kondenzátoru a d je vzdálenost desek kondenzátoru.

Kapacitní disk je kruh, jeho obsah byl tedy vypočten ze vzorce:

$$S = \pi r^2; \quad (2.9)$$

kde r je poloměr kruhového kapacitního disku.

Vztah 3.1 platí pro rovinné rovnoběžné desky. Rezonátor tvořící druhou desku je válec a druhá deska je tudíž zakřivená. Tato skutečnost je znázorněna na obrázku obr. 2.12. Vzdálenost d byla tedy vypočtena jako průměr vzdálenosti $d1$ a $d2$.



obr. 2.12 Vzdálenost kapacitního disku od rezonátoru

Výška kruhové úseče je dána vztahem:

$$h = r - r\sqrt{\left(1 - \frac{s}{2r}\right)^2}; \quad (2.10)$$

kde r je poloměr kruhu a s je délka tětiny.

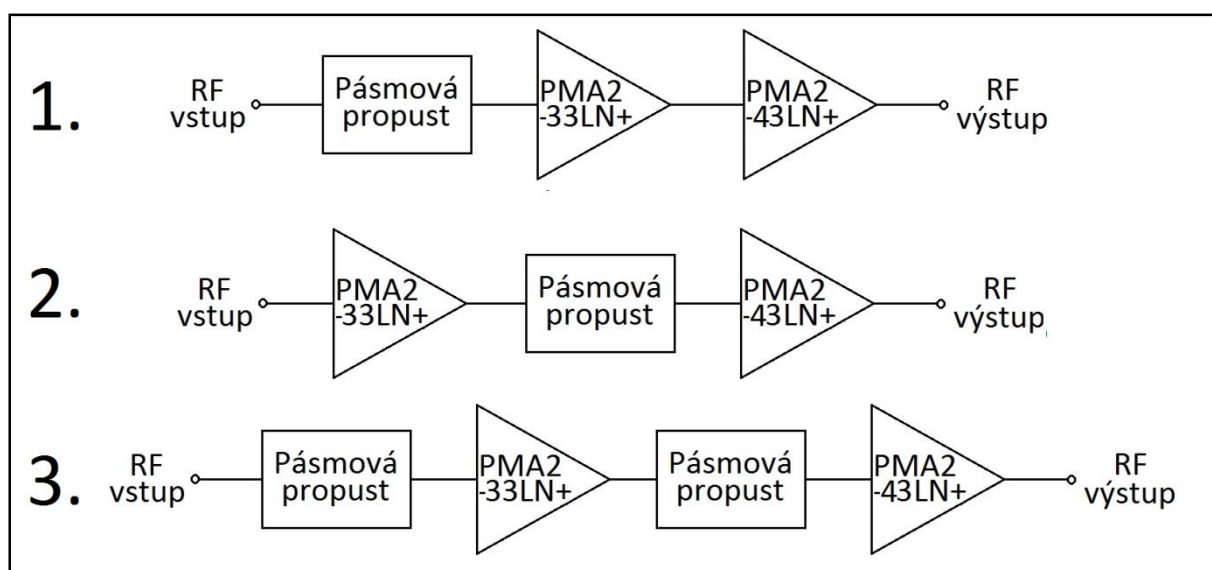
Nyní lze dosazením dopočítat vazební kapacitu $C = 0,28 \text{ pF}$.

2.5 Výběr obvodové struktury dvoustupňového zesilovače

Cílem návrhu nízkošumového zesilovače je dosažení co nejmenšího možného šumového čísla. Důležitou roli hraje také odolnost zesilovače proti přebuzení signály s vysokým výkonem.

Existují tři možné varianty struktury dvoustupňového zesilovače. Schémata struktur jsou na obrázku obr. 2.13.

V programu AppCAD existuje funkce NoiseCalc pro výpočet šumového čísla kaskádně řazených dvojbranů. Do programu byla zadána šumová čísla a hodnoty zesílení pro interdigitální a dutinový filtr navrhnutý v této práci a pro monolitické zesilovače PMA2-33LN+ pro první stupeň a PMA2-43LN+ pro druhý stupeň. Výsledná šumová čísla a zesílení jednotlivých variant struktur jsou uvedeny v tabulce tab. 2.3.



obr. 2.13 Varianty struktur dvoustupňového zesilovače

tab. 2.3 Parametry struktur dvoustupňového zesilovače

	NF [dB]	G [dB]
Varianta 1	0,85	22,74
Varianta 2	0,54	22,73
Varianta 3	0,88	22,40

Z hlediska odolnosti proti přebuzení silnými signály mimo přenášené pásmo by bylo nejvhodnější umístit filtr (pásmovou propust) na začátek struktury, tj. hned za anténu. Z tohoto důvodu byla pro realizaci vybrána třetí varianta. Avšak podle vzorce pro šumové číslo kaskádně řazených dvojbranů (1.29) má největší vliv na celkové šumové číslo kaskády její první prvek. Tudíž pro nejnižší šumové číslo by mělo být vhodnější zapojení pásmové propusti mezi tranzistory, což bylo potvrzeno i výpočtem (viz. tab. 2.3). Pro zajištění dostatečné odolnosti proti přebuzení silnými signály lze použít na vstupu tranzistor s dostatečně vysokými hodnotami bodu jednodedicibellové komprese a vysokou hodnotou intermodulačního průsečíku. Tyto podmínky tranzistor PMA2-33LN+ splňuje, tudíž při návrhu bude použita i druhá varianta zapojení, která vykazuje nejnižší šumové číslo.

2.6 Návrh 1. stupně zesilovače (PMA2-33LN+)

V následujících podkapitolách je popsán návrh prvního zesilovacího stupně, který bude použit v obou verzích zesilovače.

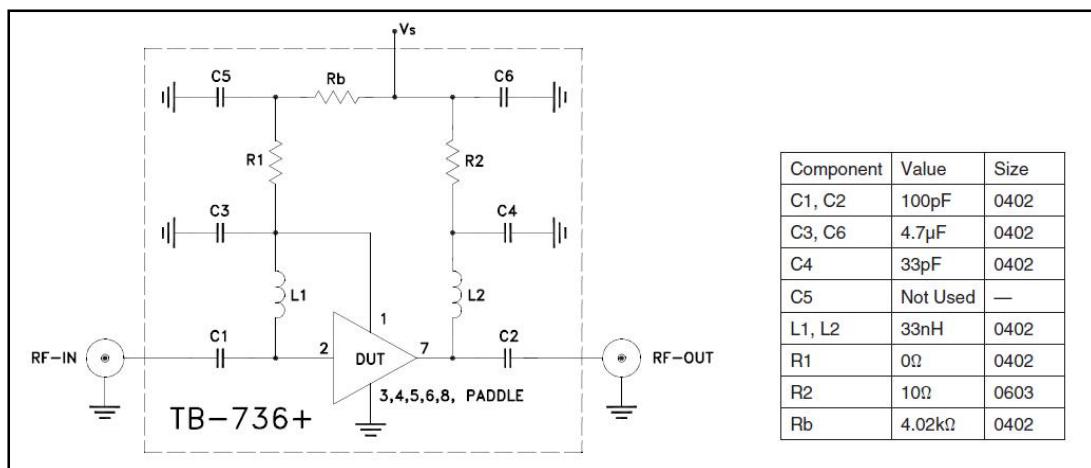
2.6.1 Nastavení pracovního bodu tranzistoru

Nastavení pracovního bodu tranzistoru bylo provedeno dle doporučení výrobce. Na obr. 2.14 je doporučené zapojení z katalogového listu PMA2-33LN+ pro nesymetrické napájecí napětí $U_d = 3\text{ V}$.

U vysokofrekvenčních obvodů je třeba oddělit stejnosměrnou napájecí část od části vysokofrekvenční velkou impedancí. Pro širokopásmové aplikace se užívá tlumivek a pro úzkopásmové aplikace je možné použít mikropáskové vedení. Avšak v případě monolytického zesilovače PMA2-33LN+ mikropáskové vedení použít nelze. Součástka je příliš malá a navíc na první pin je třeba přivést napětí pro nastavení pracovního bodu (BIAS). Proto bylo použito SMD cívek L_1 a L_2 s hodnotu indukčnosti 33 nH.

Stejnou část je dále nutné blokovat kondenzátory, neboť se může rušení ze zdroje přičítat k malým vstupním signálům. Protože reálné kondenzátory mají parazitní vlastnosti, které způsobují vznik vlastních rezonancí a přechod k induktivnímu charakteru součástky, byly ke kondenzátorům C_3 a C_4 přidány paralelně další keramické kondenzátory s kapacitou 100 pF. Jeden kondenzátor má větší parazitní indukčnost než dva kondenzátory zapojené paralelně.

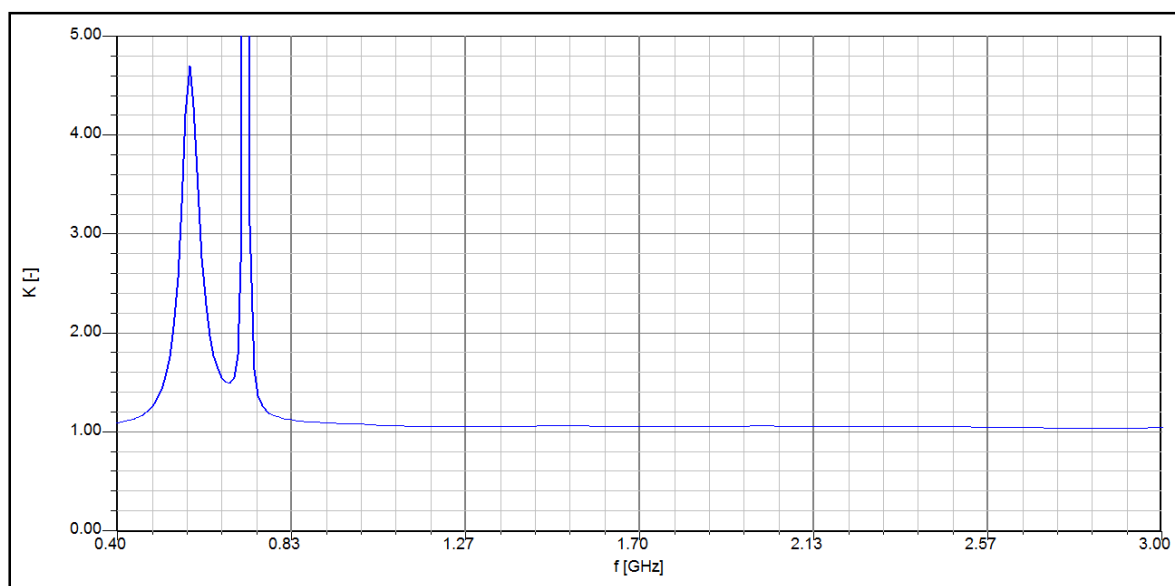
Hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2 byly upraveny na hodnoty určené šumovým a výkonovým přizpůsobením prvního stupně zesilovače.



obr. 2.14 Doporučené nastavení pracovního bodu výrobcem [12]

2.6.2 Stabilita tranzistoru

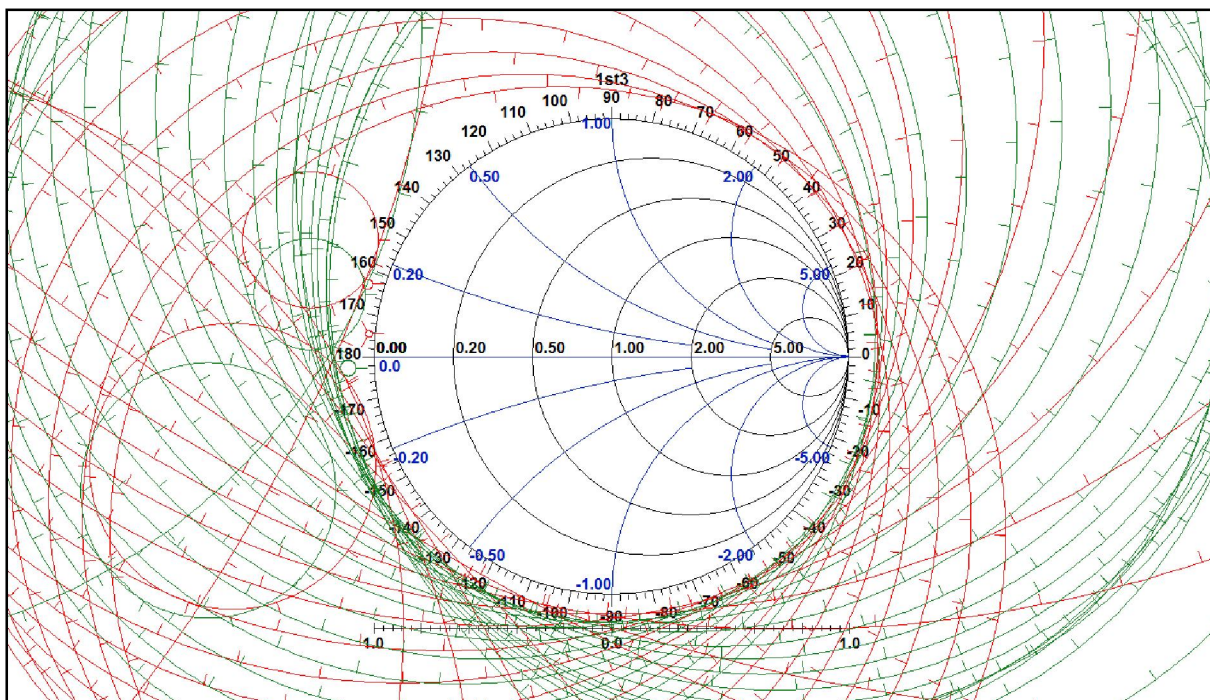
Po nastavení pracovního bodu tranzistoru je potřeba zajistit jeho absolutní stabilitu. To znamená, že při připojení jakékoli impedance na vstup a výstup, bude obvod stabilní. Jak bylo uvedeno v kapitole 1.3.2 je jedním z kritérií hodnocení stability Rollerův činitel stability. Rollerův činitel stability pro absolutní stabilitu musí být v celém frekvenčním rozsahu větší než jedna. Na obrázku obr. 2.15 je vidět, že tato podmínka je splněna.



obr. 2.15 Rollerův činitel stability pro 1. stupeň (ANSOFT Designer)

Další možné kritérium jsou kružnice stability ve Smithově diagramu. Tyto kružnice ohraničují impedance zdroje připojeného na vstup a zátěže připojené na výstup zesilovače. Tyto kružnice jsou definovány vztahy (1.18) a (1.19) pro výstupní rovinu, (1.20) a (1.21) pro vstupní rovinu.

Na obr. 2.16 jsou vykresleny tyto kružnice stability pro frekvence od 0,4 GHz do 3 GHz s krokem 100 MHz, červené jsou pro vstup a zelené pro výstup zesilovače. Kružnice nezasahují do Smithova diagramu, tudíž je zesilovač absolutně stabilní.



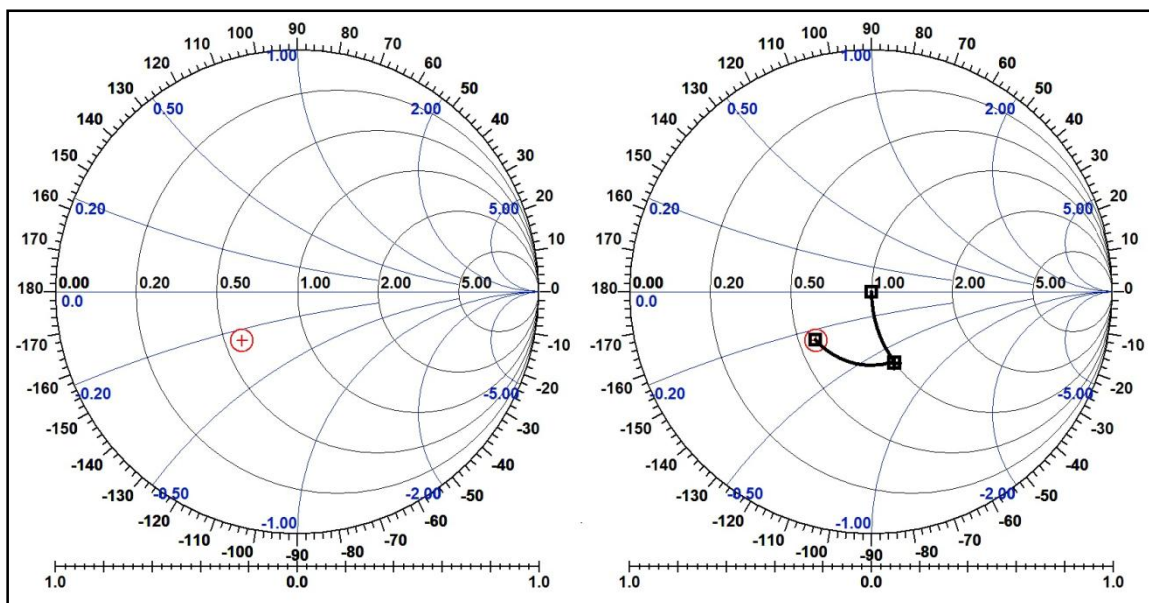
obr. 2.16 Stabilita ve Smithově diagramu (červená - vstup, zelená - výstup)

2.6.3 Šumové přizpůsobení tranzistoru na vstupu

Šumového přizpůsobení lze dosáhnout připojením optimální hodnoty impedance Z_{opt} na vstup zesilovače. Tuto hodnotu udává výrobce aktivní součástky přepočtenou na optimální činitel odrazu na vstupu Γ_{opt} . Výsledné šumové číslo lze dopočítat pomocí Friisova vztahu (1.28), ze kterého vyplývá, že v případě splnění rovnosti $\Gamma_S = \Gamma_{opt}^*$ bude šumové číslo F rovno minimálnímu šumovému číslu F_{min} udávanému výrobcem.

Šumové přizpůsobení bylo navrženo pomocí podprogramu ANSOFT Designeru Smith tool. K samotnému zesilovači byly přidány mikropásky, aby bylo možné toto připojení zrealizovat, proto se vstupní činitel odrazu mírně liší od hodnoty udávané výrobcem. Na obr. 2.17 je ve Smithově diagramu červeně vyneseno minimální šumové číslo pro frekvenci 2,32 GHz. Zelená kružnice představuje konstantní dostupný zisk na vstupu tranzistoru 11,3 dB při minimálním šumovém čísle.

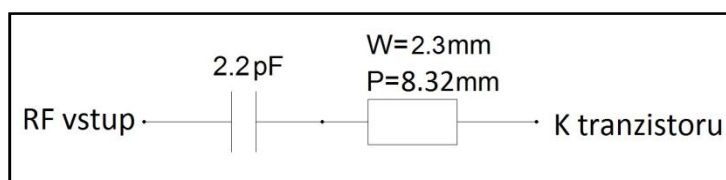
Na obr. 2.17 vpravo je znázorněno přizpůsobení. Vstup se začíná přizpůsobovat od antény. Antény bývají navrženy pro impedance $Z_0 = 50 \Omega$, což je střed Smithova diagramu. Přizpůsobení je v podprogramu možné realizovat mikropásky, pahýly zakončenými naprázdno/nakrátko, kondenzátory nebo cívkami. Cílem je dostat se do středu červené kružnice. Schéma navrhnutého přizpůsobovacího obvodu je na obr. 2.18.



obr. 2.17 Šumové přizpůsobení 1. stupně zesilovače v podprogramu Smith tool

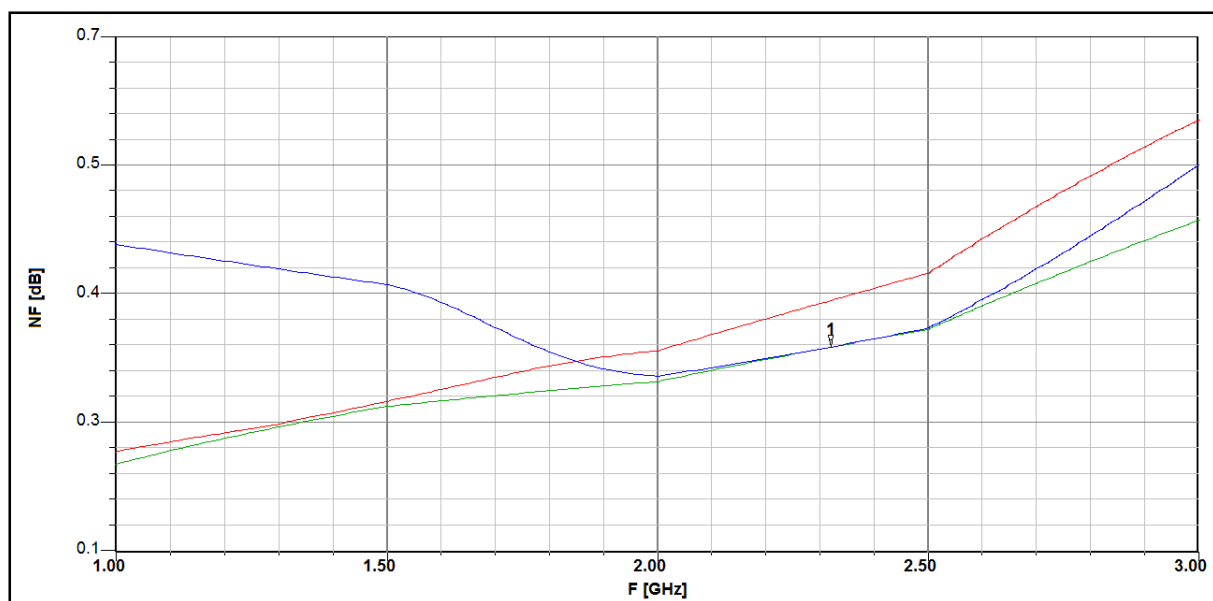
Přizpůsobovací obvod je znázorněn na obrázku obr. 2.18. Skládá se ze sériového spojení kondenzátoru a mikropáskového vedení s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$. Kondenzátor o hodnotě 2,2 pF slouží i ke stejnosměrnému oddělení vstupu zesilovače. Přizpůsobovací mikropásek má elektrickou délku 32,9°, což odpovídá fyzické délce pásku 8,32 mm na frekvenci 2,32 GHz.

Toto šumové přizpůsobení bylo použito jen pro verzi zesilovače bez dutinového filtru na vstupu. Pro verzi s dutinovým filtrem na vstupu byl odstraněn přizpůsobovací kondenzátor a mikropásek na vstupu monolitického zesilovače byl zkrácen na 3 mm a zúžen na 1 mm pro připájení vazebního vodiče na výstupu dutinového filtru.



obr. 2.18 Přizpůsobovací obvod vstupu 1. stupně zesilovače

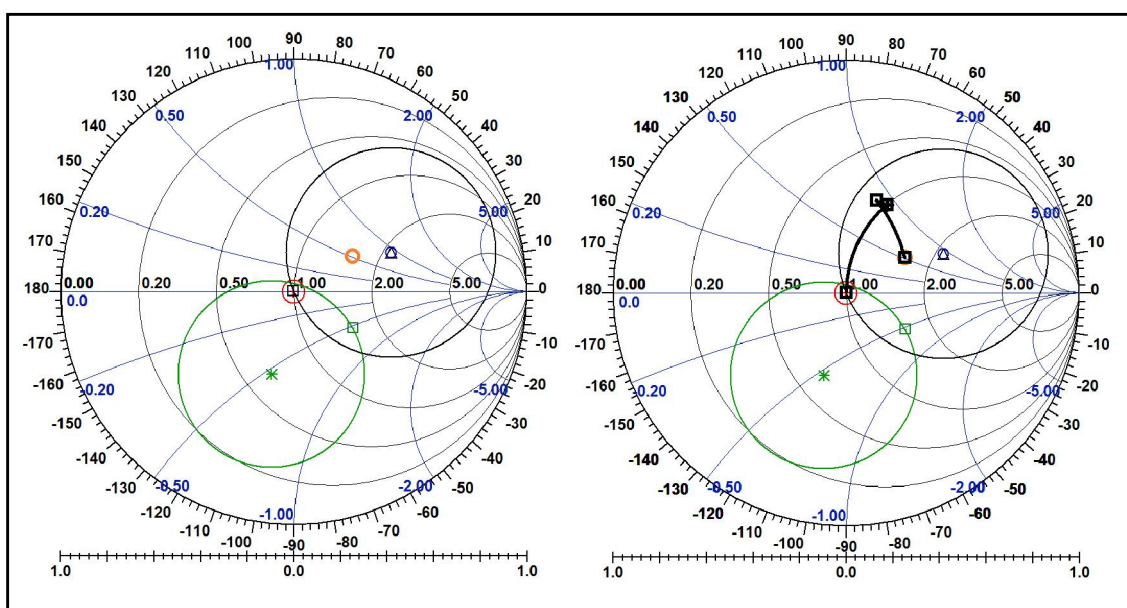
Na obrázku obr. 2.19 jsou vyneseny závislosti šumového čísla na frekvenci. Červená křivka patří šumově nepřizpůsobenému vstupu zesilovače, zelená křivka znázorňuje minimální šumové číslo udávané výrobcem a modrá křivka patří šumově přizpůsobenému zesilovači. Z průběhů je zřejmé, že na frekvenci 2,32 GHz odpovídá šumové číslo přizpůsobeného zesilovače minimálnímu šumovému číslu (označeno datovým markerem 1).



obr. 2.19 Průběh šumového čísla
(červená - NF nepřizpůsobený zes., zelená - F_{min} , modrá - NF přizpůsobený zes.)

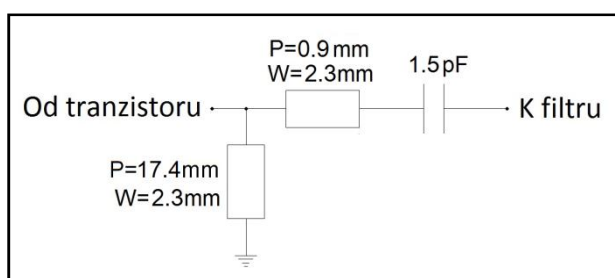
2.6.4 Výkonové přizpůsobení na výstupu

Ze vztahu (1.29) vyplývá, že největší vliv na šumové číslo budou mít první prvky kaskády, tj. hned na vstupu za anténou. Další prvky již nejsou tak kritické, proto byl výstup prvního stupně zesilovače na výstupu přizpůsoben výkonově, za účelem co největšího zisku. Na obrázku obr. 2.20 je znázorněn postup při návrhu přizpůsobovacího obvodu. Postupuje se podobně jako při návrhu vstupního přizpůsobení. Vykreslí se minimální šumové číslo a kružnice maximálního dostupného zisku na vstupu pro toto šumové číslo, v tomto případě 11,3 dB. Tuto impedanci je třeba transformovat z roviny zdroje do roviny zátěže (černá kružnice). Dále se vybere bod vstupní impedance a jemu přiřazený bod v rovině zátěže je výstupní impedance zesilovače. Přizpůsobuje se komplexně sdružená hodnota impedance na výstupu zesilovače (oranžová kružnice) směrem k 50Ω , tj. ke středu Smithova diagramu.



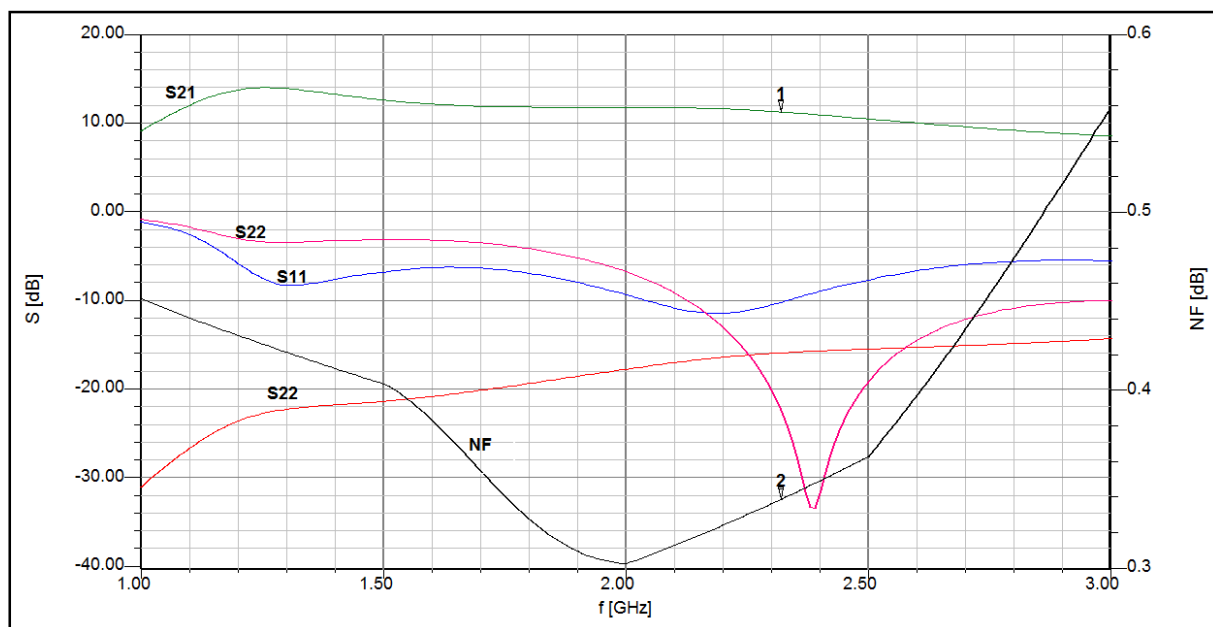
obr. 2.20 Výkonové přizpůsobení výstupu 1. stupně zesilovače

Na obrázku obr. 2.21 je schéma přizpůsobovacího obvodu.



obr. 2.21 Přizpůsobovací obvod výstupu 1. stupně zesilovače

Na obrázku obr. 2.22 jsou vyneseny přenosové charakteristiky prvního stupně zesilovače. Výsledné šumové číslo je 0,34 dB a zesílení 11,3 dB. Výstupní činitel odrazu je -25 dB a vstupní je jen -10 dB. Toto vstupní "nepřizpůsobení" vstupu je důsledkem šumového přizpůsobení monolitického zesilovače PMA2-33LN+ pro co nejnižší šumové číslo.



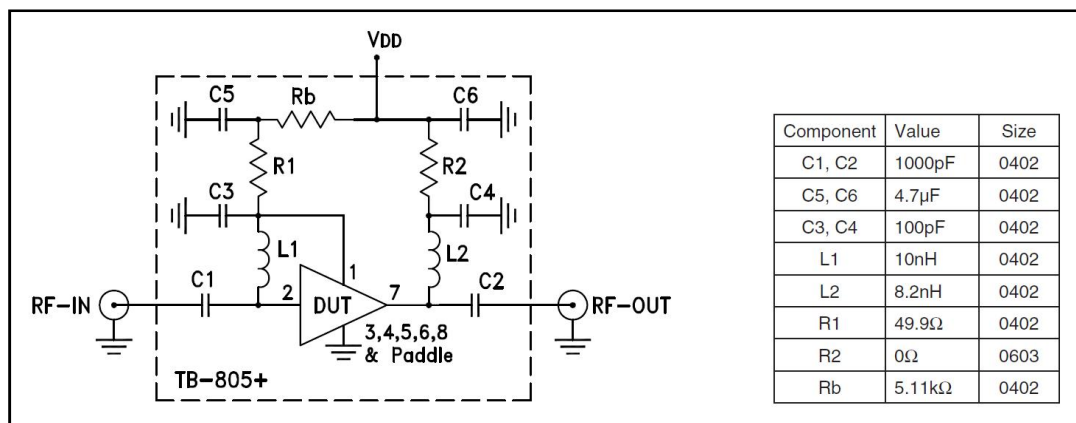
obr. 2.22 Přenosové charakteristiky 1. stupně zesilovače

2.7 Návrh 2. stupně zesilovače (PMA2-43LN+)

2.7.1 Nastavení pracovního bodu tranzistoru

Nastavení pracovního bodu tranzistoru bylo provedeno dle doporučení výrobce. Na obr. 2.23 je doporučené zapojení z katalogového listu PMA2-43LN+ pro nesymetrické napájecí napětí $U_d = 5\text{ V}$.

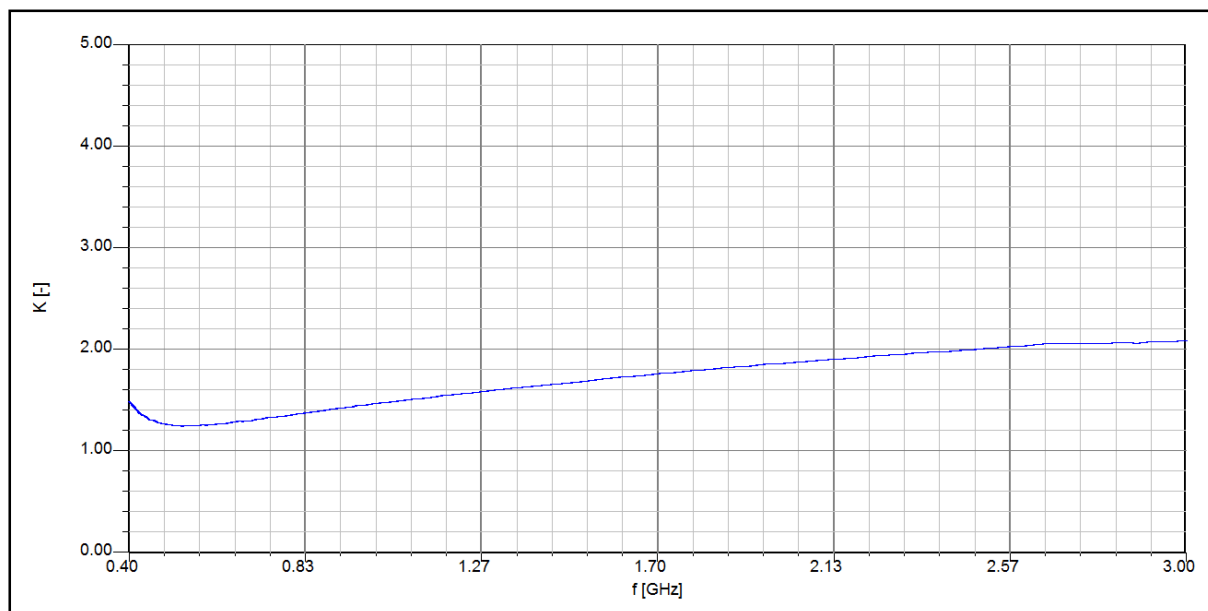
Hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2 byly upraveny na hodnoty určené výkonovým přizpůsobením vstupu a výstupu zesilovače.



obr. 2.23 Doporučené nastavení pracovního bodu PMA2-33LN+ [13]

2.7.2 Stabilita tranzistoru

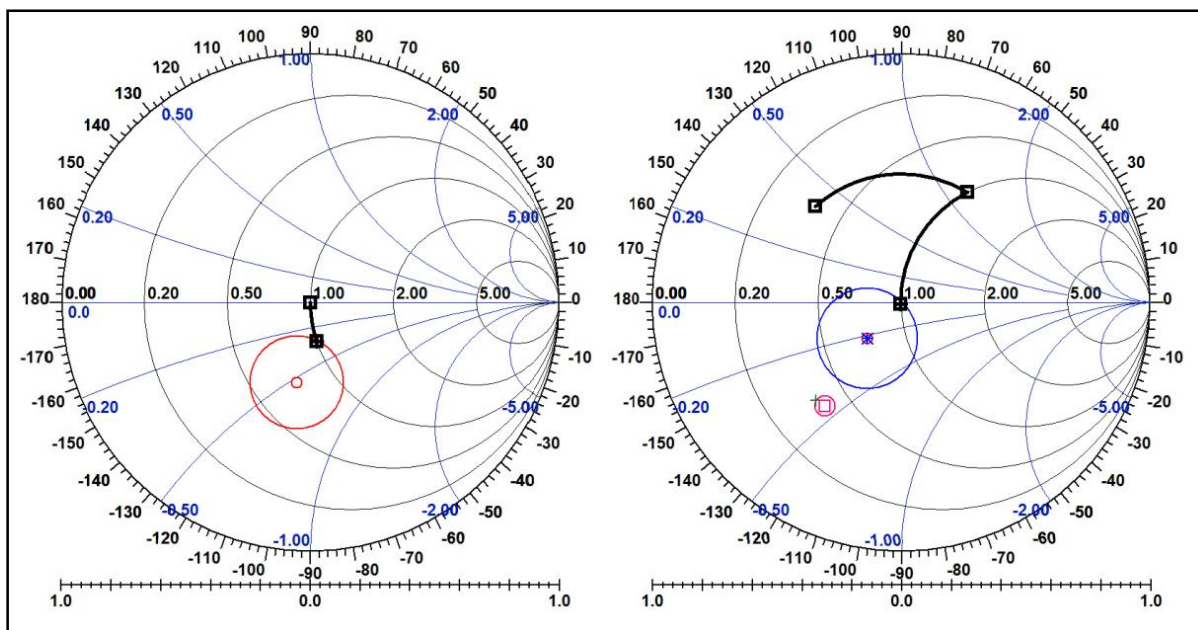
Ověření stability pro druhý stupeň zesilovače probíhalo stejně jako u stupně prvního. Na obrázku obr. 2.24 je vidět, že i v tomto případě je podmínka stability je splněna.



obr. 2.24 Rollerův činitel stability pro 2. stupeň (ANSOFT Designer)

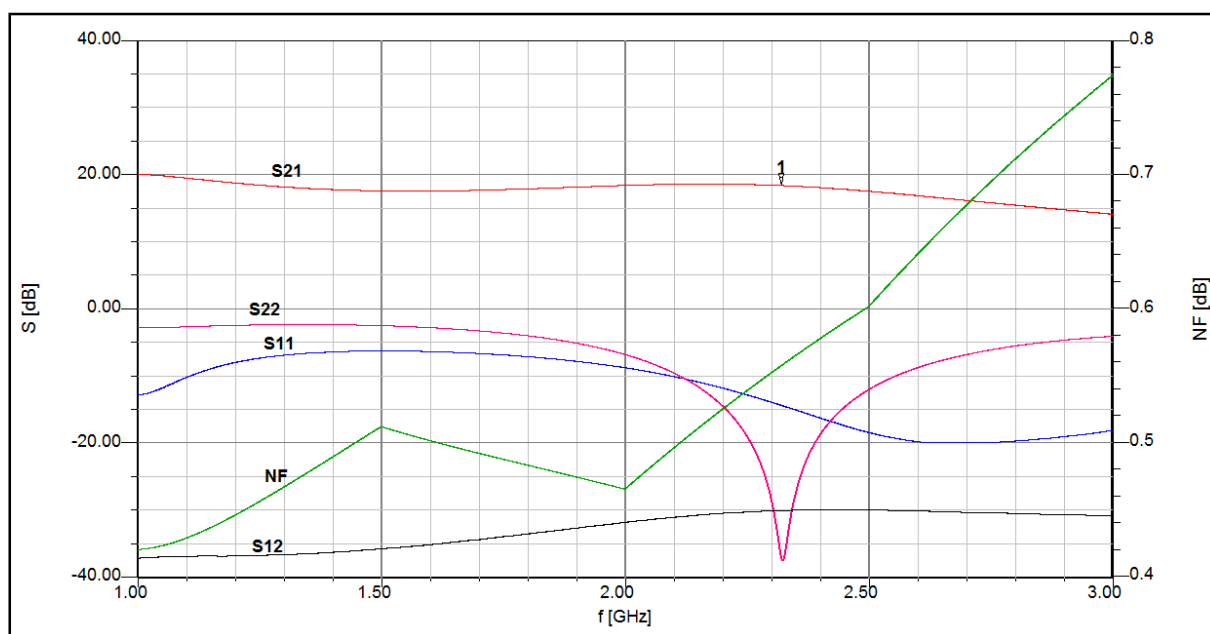
2.7.3 Výkonové přizpůsobení na vstupu a výstupu

Pro druhý stupeň zesilovače byl vybrán monolitický integrovaný obvod PMA2-43LN+. Druhý stupeň zesilovače byl přizpůsoben výkonově na vstupu i výstupu, aby bylo dosaženo co největšího zisku. Na obr. 2.25 vlevo je vykreslena kružnice impedance konstantního zisku 18,4 dB na vstupu. Přizpůsobení bylo dosaženo sériovým připojením kondenzátoru s kapacitou $C = 3.3$ pF. Přizpůsobení výstupu bylo provedeno podobně jako v prvním stupni zesilovače. Přizpůsobení bylo dosaženo sériovým spojením mikropásku, s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ s elektrickou délkou $38,2^\circ$ a kondenzátoru s kapacitou 1,5 pF.



obr. 2.25 Výkonové přizpůsobení vstupu a výstupu 2. stupně zesilovače

Výsledné přenosové charakteristiky druhého stupně zesilovače jsou na obr. 2.26. Výsledné zesílení je 18,39dB. Zesílení 18,4 dB, pro které bylo přizpůsobení navrženo, se nedosáhlo, protože simulace byla provedena se zaokrouhlením kapacit na kapacity výrobních řad kondenzátorů.

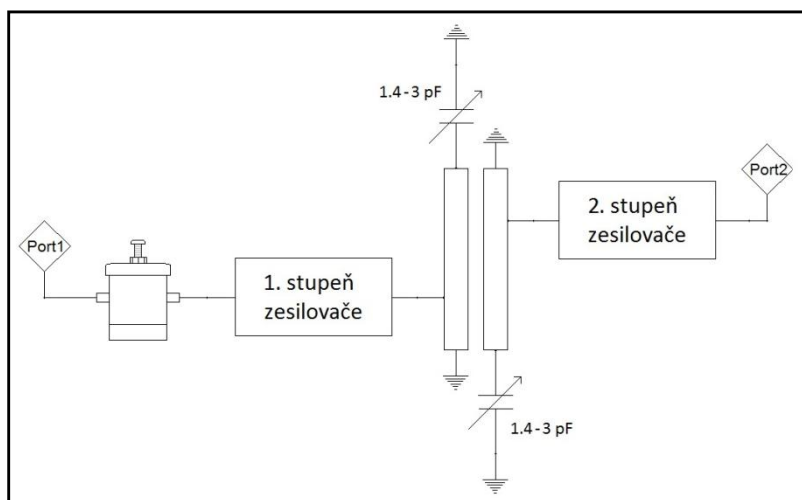


obr. 2.26 Přenosové charakteristiky 2. stupně zesilovače

2.8 Kompletní dvoustupňový zesilovač

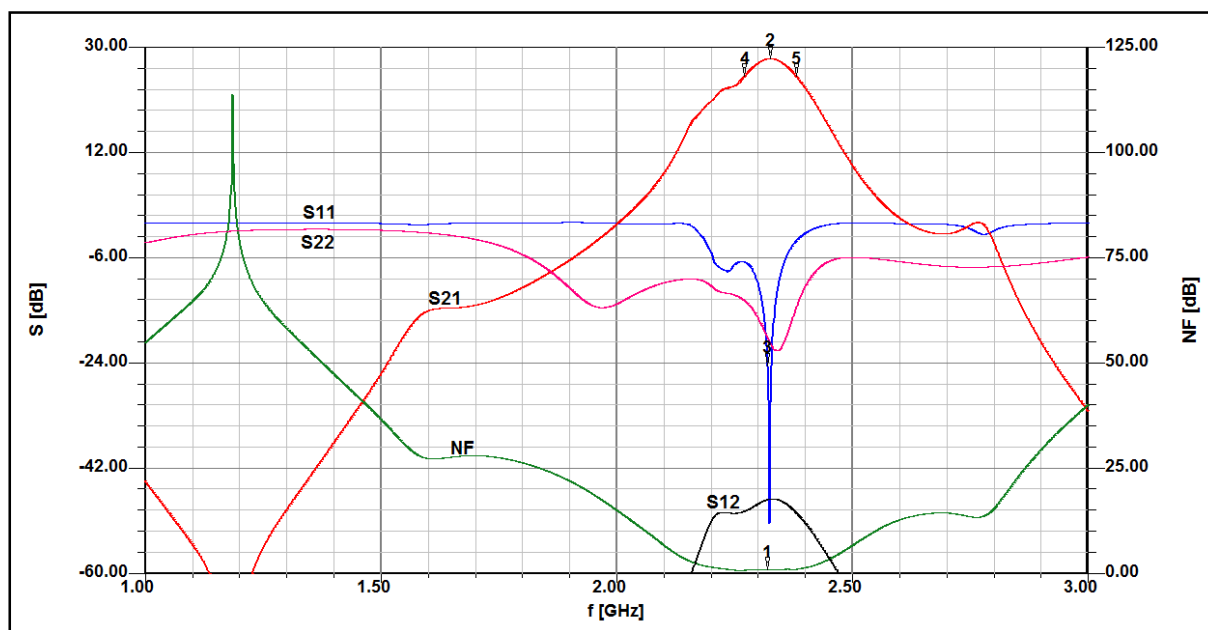
2.8.1 První varianta - zesilovač s dutinovým filtrem na vstupu

V kapitole 2.5 byly srovnány různé varianty struktur dvoustupňového zesilovače. Byly vybrány dvě varianty. Jedna z nich byla s filtrem i na vstupu zesilovače, její struktura je na obr. 2.27.



obr. 2.27 Blokové schéma zapojení dvoustupňového zesilovače s dutinovým filtrem

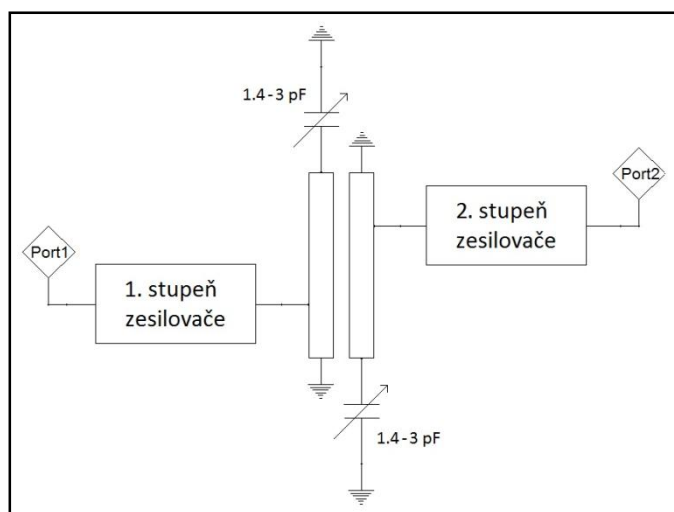
S-parametry dutinového filtru byly exportovány z programu CST ve formátu Touchstone a importovány do programu Ansoft designer. Zde byl poté kompletní zesilovač simulován a doladěn na střední frekvenci 2,32 GHz pomocí ladících kapacitních trimrů interdigitálního filtru. Na obrázku obr. 2.28 jsou výsledné simulované přenosové charakteristiky. Výsledné šumové číslo bylo 0,87 dB, přenos na střední frekvenci 28,09 dB a šířka pásma pro pokles o 3 dB je 120 MHz.



obr. 2.28 Simulované přenosové charakteristiky výsledného zesilovače s dutinovým filtrem

2.8.2 Druhá varianta - zesilovač bez dutinového filtru na vstupu

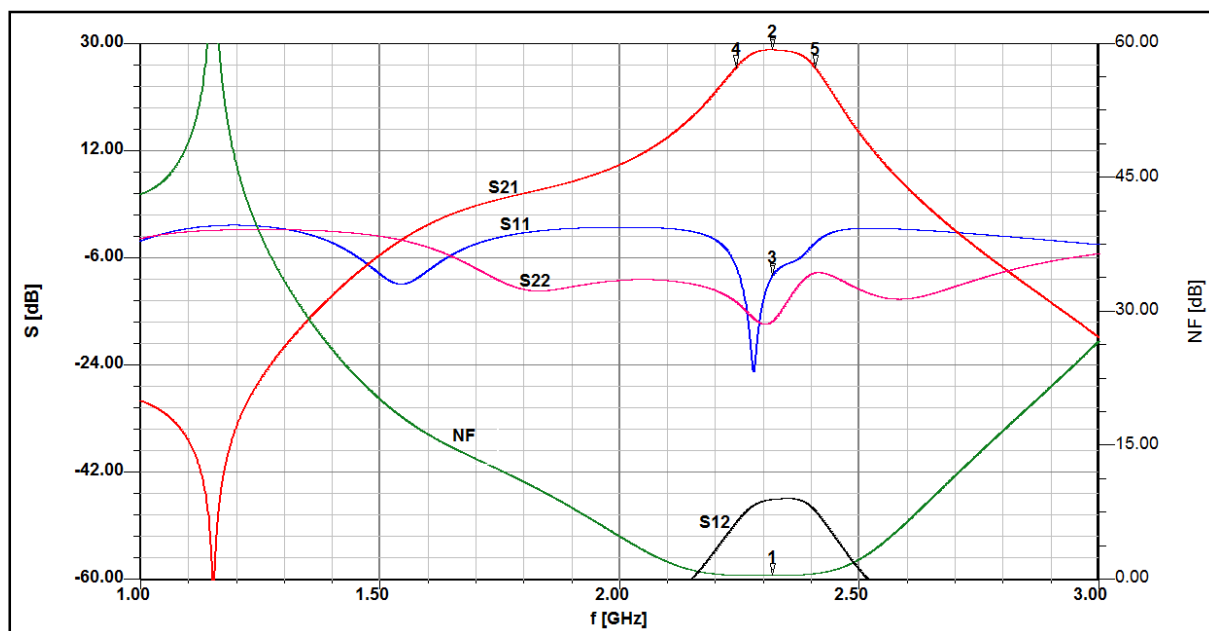
Pro realizaci druhého zesilovače byla vybrána druhá varianta popsána v kapitole 2.5, která vykazovala i nejnižší šumové číslo. Blokové schéma zapojení této varianty je na obr. 2.29.



obr. 2.29 Blokové schéma zapojení dvoustupňového zesilovače bez dutinového filtru

Při spojení jednotlivých částí došlo k lehkému rozladění interdigitálního filtru, způsobené nerovností $S_{12} \neq 0$. Filtr byl doladěn změnou rezonanční délky vedení na $l_r = 9,48 \text{ mm}$.

Na obr. 2.30 jsou vyneseny přenosové charakteristiky výsledného dvoustupňového zesilovače. Pro frekvenci 2,32 GHz je šumové číslo 0,47 dB a zesílení 28,47 dB. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 170 MHz.

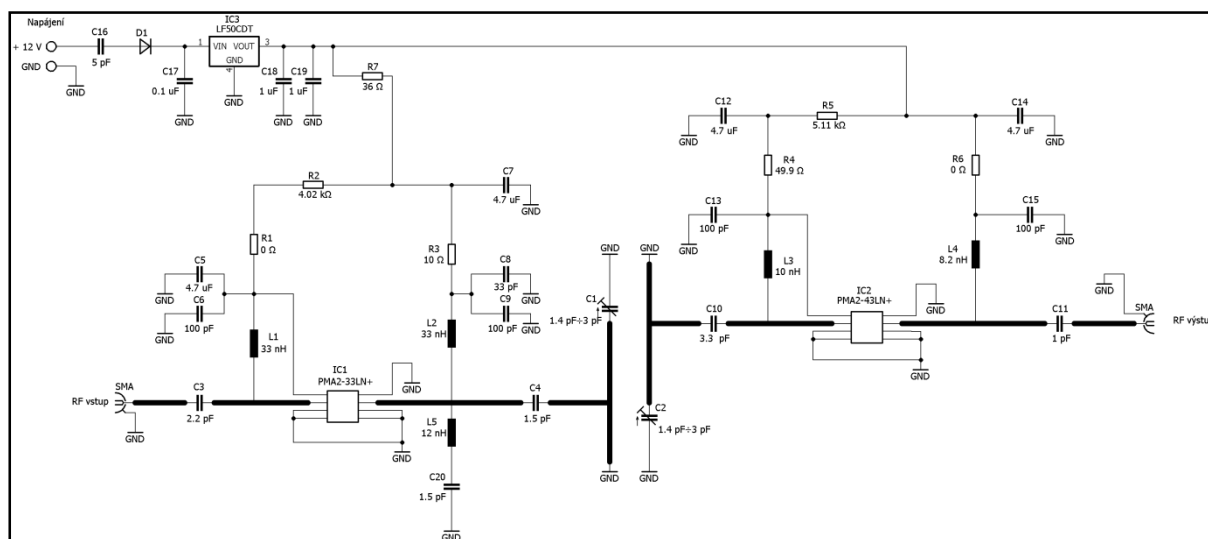


obr. 2.30 Simulované přenosové charakteristiky výsledného zesilovače bez dutinového filtru

2.9 Návrh desky plošných spojů v programu EAGLE 7.0

Desky pro obě verze zesilovače jsou podobné. Pro variantu zesilovače bez dutinového filtru na vstupu je schéma na obr. 2.31. Rozdíl je pouze ve vstupní části desky. V desce pro zesilovač s dutinovým filtrem chybí přizpůsobovací kapacita C3 a mikropásek spojující vstup monolitického zesilovače s okrajem desky je zúžen na 1 mm a zkrácen na 3 mm. Šumové přizpůsobení v tomto případě bude pomocí výstupu z dutinového filtru.

Větší obrázek obvodového schématu zesilovače je v příloze na konci práce, stejně jako obvodové schéma druhé verze zesilovače s dutinovým filtrem.

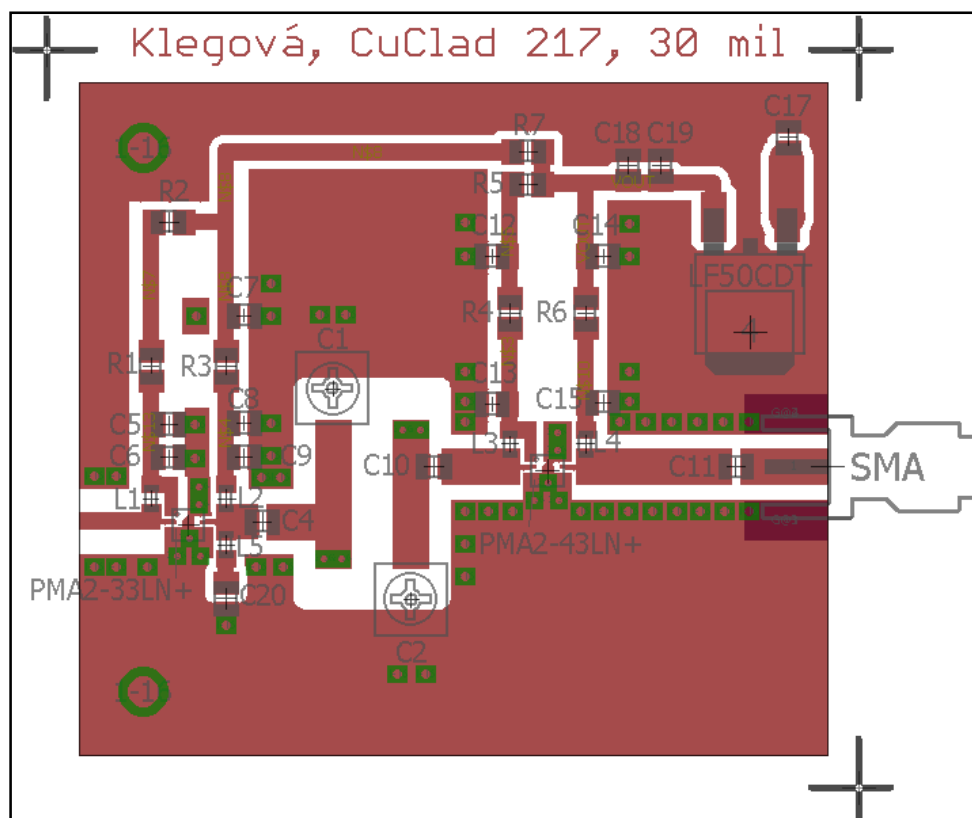


obr. 2.31 Obvodové schéma zesilovače bez dutinového filtru

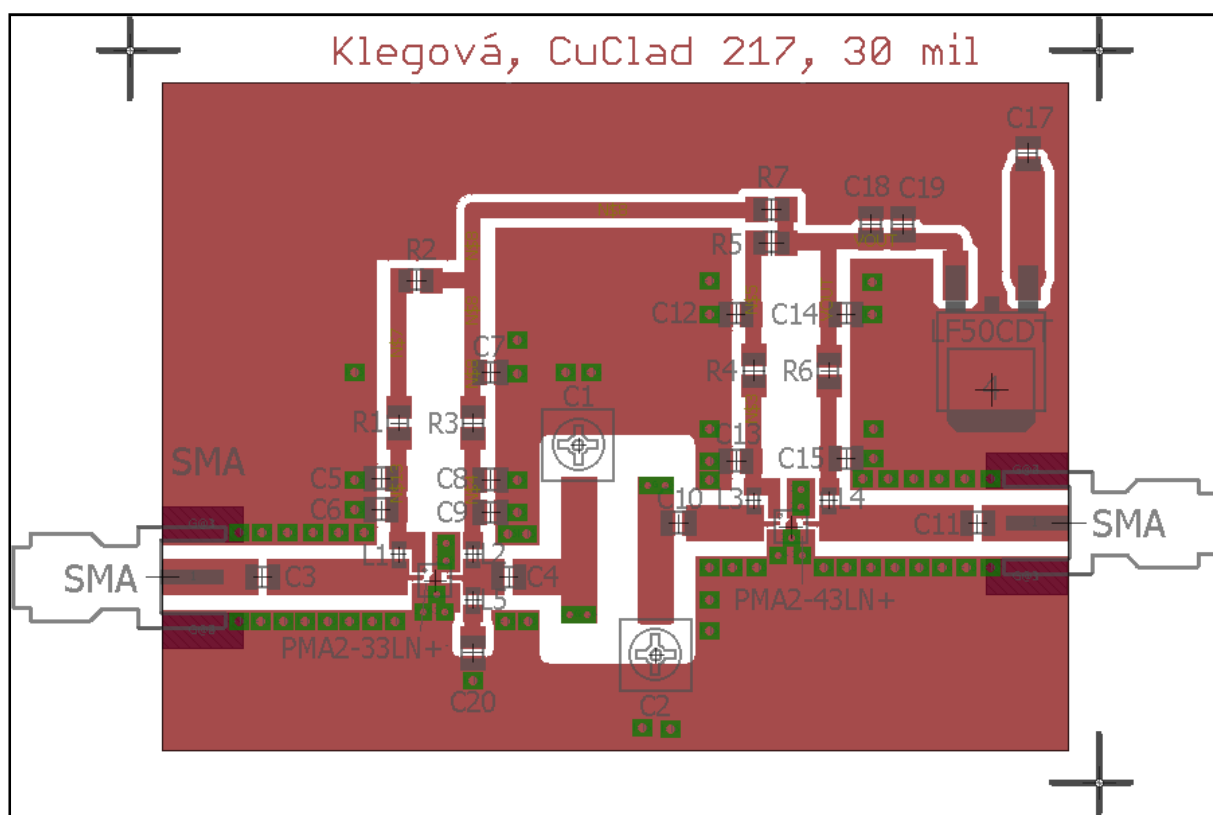
Desky plošných spojů budou umístěny v pocínovaných krabičkách 42 mm x 57 mm x 17 mm. Na desku bude přivedeno stejnosměrné napájecí napětí +12 V přes průchodkový kondenzátor upevněný v pocínované krabičce. Napětí bude vedeno přes diodu, která bude sloužit jako ochrana proti přepólování vstupního napětí, do stabilizátoru napětí LF50CDT, jehož výstupní napětí je 5 V. Monolitický zesilovač PMA2-43LN+ má napájecí napětí 5 V, avšak monolitický zesilovač PMA2-33LN+ má napájecí napětí 3 V, proto je k němu napětí přivedeno přes odpor $R7 = 36 \Omega$ na kterém je úbytek 2 V.

Součástky budou osazeny na straně TOP, strana BOTTOM obou desek plošných spojů bude pokryta celá mědí.

Obrázky návrhu desek plošných spojů jsou na obr. 2.32 a na obr. 2.33.



obr. 2.32 Návrh desky plošných spojů zesilovače s dutinovým filtrem v programu Eagle



obr. 2.33 Návrh desky plošných spojů zesilovače bez dutinového filtru v programu Eagle

3 REALIZACE NÍZKOŠUMOVÝCH ZESILOVAČŮ

3.1 Realizace dutinového filtru

Nejprve byl zrealizován dutinový filtr s přizpůsobeným vstupem i výstupem k impedanci $Z_0 = 50 \Omega$. Dno dutinového filtru a rezonátor byly vysoustruženy z mosazi. Mosaz se dobře obrábí, avšak má horší elektrické vlastnosti. Povrch mosazi byl tedy postříbřen pomocí stříbřícího roztoku. Rezonátor je uchycen ke dnu pomocí šroubu. Uvnitř rezonátoru je teflon s vyvrtanou dírou na ladící šroub. Na dno je "nasazena" měděná topenářská trubka s vnitřním průměrem 26 mm. Vstup a výstup filtru je řešen SMA konektory. Vrchní část rezonátoru je měděné víko na topenářské trubce. Toto víko bylo seříznuto a do jeho středu byla vyvrtána díra opatřena závitem M3 pro ladící šroub. Na šroubu jsou dvě matky, spodní je mosazná a je přiletována k víku filtru, druhá je ocelová a slouží jako kontramatka pro zafixování a zabránění nechtěnému přeladění. Fotografie vyrobeného rezonátoru je na obrázku obr. 3.1.

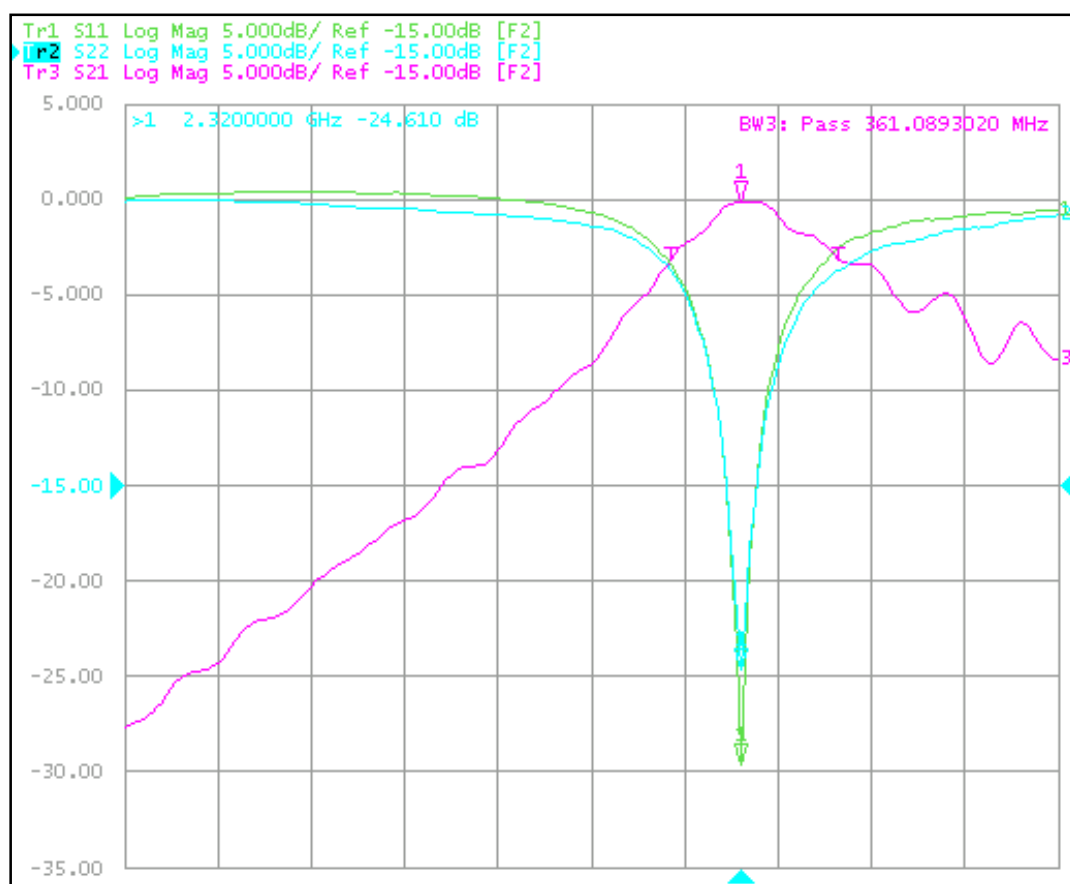
Střední vodič vstupního konektoru je napájen přímo na středový rezonátor. Na konec středního vodiče výstupního konektoru byl přiletován měděný disk o průměru 5 mm. Délka středního vodiče výstupního konektoru byla vypočtena simulacemi.

Výška vstupního/výstupního konektoru byla při prvním pokusu 6 mm od dna filtru. Při proměřování charakteristik pomocí spektrálního analyzátoru však nebylo možné ho doladit. Byla změřena vstupní/výstupní impedance filtru kolem 30Ω . Ze simulací je jasné, že impedance se zvyšuje s rostoucí výškou konektorů. Při druhém pokusu byly konektory umístěny do výšky 8 mm ode dna filtru. Impedance se po této úpravě pohybovala kolem 50Ω . Přizpůsobení bylo dosaženo pomocí ohýbání kapacitního disku.



obr. 3.1 Dutinový filtr (50Ω - 50Ω)

Výsledné charakteristiky proměřené na spektrálním analyzátoru, Agilent E5071B, jsou na obrázku obr. 3.2. Přenos v propustném pásmu 0,18 dB, činitel odrazu na vstupu -36,03 dB, činitel odrazu na výstupu -28,42 dB. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 361 MHz.

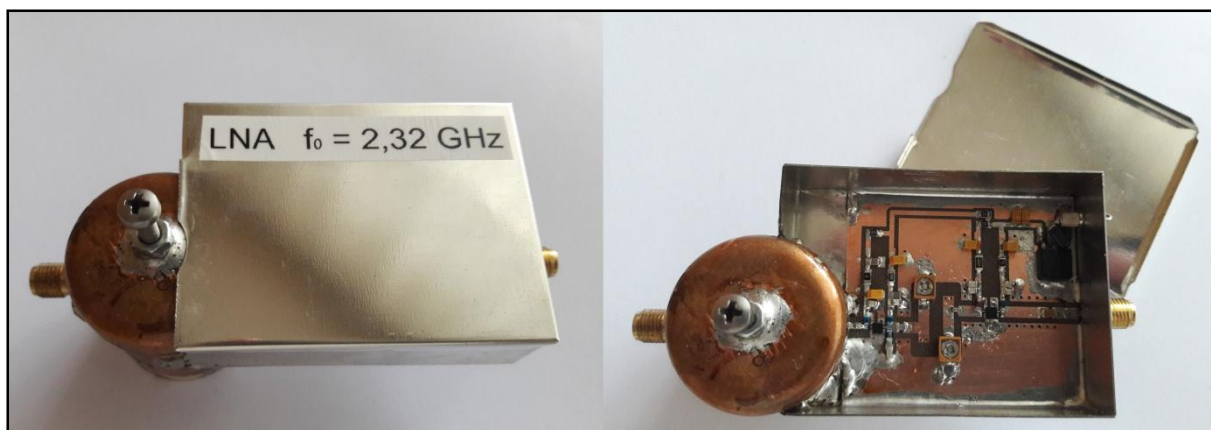


obr. 3.2 Změřené charakteristiky dutinového filtru (50 Ω -50 Ω)

Výsledky simulace v programu CST Microwave Studio: na střední frekvenci útlum 0,36 dB a šířku pásma pro pokles o 3 dB 274 MHz. činitel odrazu na vstupu filtru je - 34,8 dB a činitel odrazu na výstupu je - 21,9 dB. Vyrobený filtr je tedy lépe přizpůsobený na vstupu i výstupu, má dvakrát menší útlum na střední frekvenci a šířka pásma pro pokles o 3 dB je přibližně o 100 MHz větší. Přizpůsobení bylo realizováno přihýbáním kapacitního disku blíže k rezonátoru.

3.2 Realizace zesilovače s dutinovým filtrem na vstupu

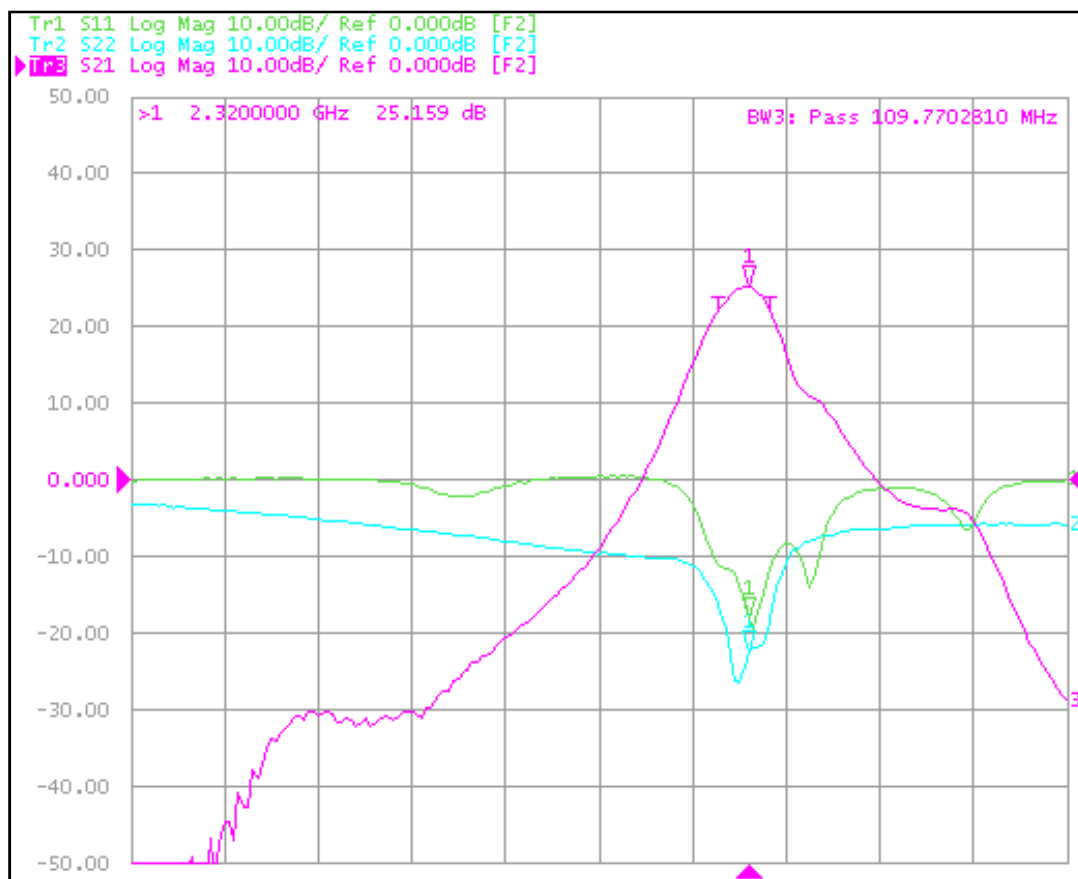
Deska plošných spojů byla zasazena a přiletována k pocínované krabici. Pro umístění dutinového filtru byla část krabičky vystřižena. Filtr byl ke krabici rovněž přiletován. Vstupní port byl umístěn do výšky 8 mm a výstupní do výšky 6 mm. Výstupní port již není řešen konektorem, do rezonátoru je vyvrtán otvor velikosti 3 mm a skrz něj je veden střední vodič vytažený z SMA konektoru zakončený kapacitním diskem. Druhý konec vodiče je přiletován na vstup desky plošných spojů. Vyrobený zesilovač je na obr. 3.3, vlevo s víkem a vpravo bez víka.



obr. 3.3 Zesilovač s dutinovým filtrem na vstupu

Na obrázku obr. 3.4 jsou změřené charakteristiky dvoustupňového zesilovače s dutinovým filtrem na vstupu zesilovače. Charakteristiky byly změřené na spektrálním analyzátoru Agilent E5071B.

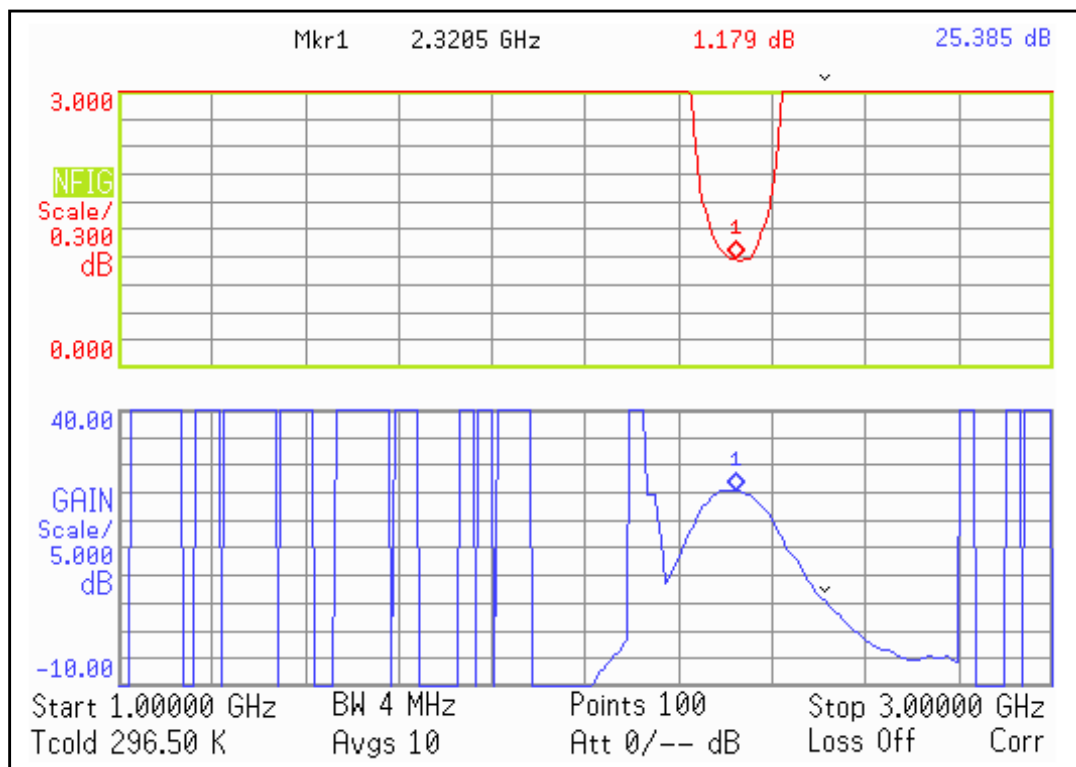
Přenos na střední frekvenci 2,32 GHz je 25,14 dB, činitel odrazu na vstupu -17,71 dB a činitel odrazu na výstupu -22,94 dB. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 110 MHz.



obr. 3.4 Změřené charakteristiky zesilovače s dutinovým filtrem na vstupu

Měření šumového čísla zesilovače bylo provedeno Y metodou, která je popsána v kapitole 1.4.4.2. Napájení zesilovače (+ 12 V) bylo přivedeno ze zdroje napětí Rohde & Schwartz HMP4030. Samotné měření bylo provedeno na šumovém analyzátoru Agilent N8975A za pomoci zdroje šumu Agilent 346A. Tento zdroj šumu má na 2 GHz ENR rovno 5,06 dB a na

3 GHz 5,11 dB. Změřené šumové číslo je na obrázku obr. 3.5. Pro střední frekvenci 2,32 GHz bylo šumové číslo 1,179 dB.

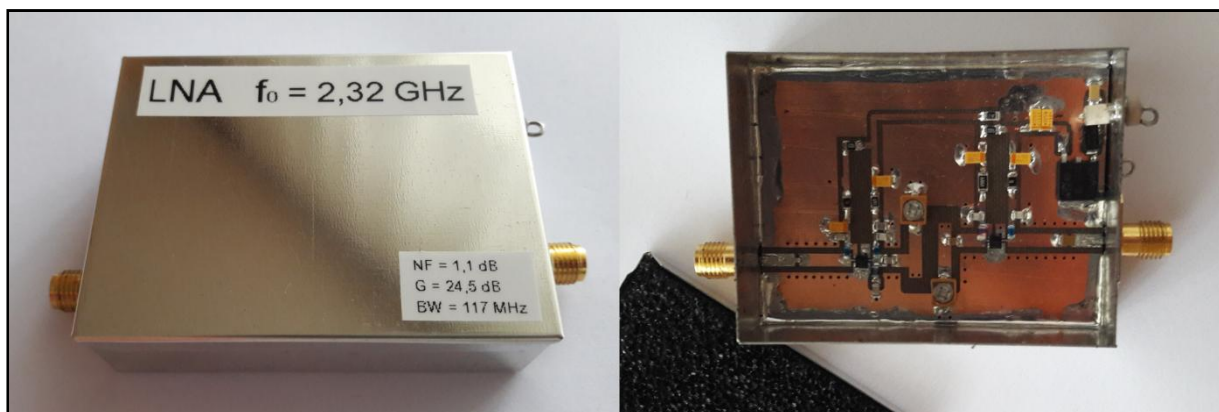


obr. 3.5 Změřené šumové číslo zesilovače s dutinovým rezonátorem

Přenos na střední frekvenci 2,32 GHz vyrobeného zesilovače byl o 3 dB menší než v simulaci v programu Ansoft Designer. Činitelé odrazu na vstupu i výstupu byly také horší. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je o 10 MHz užší než simulovaná. Změřené šumové číslo je o 0,3 dB větší.

3.3 Realizace zesilovače bez dutinového filtru na vstupu

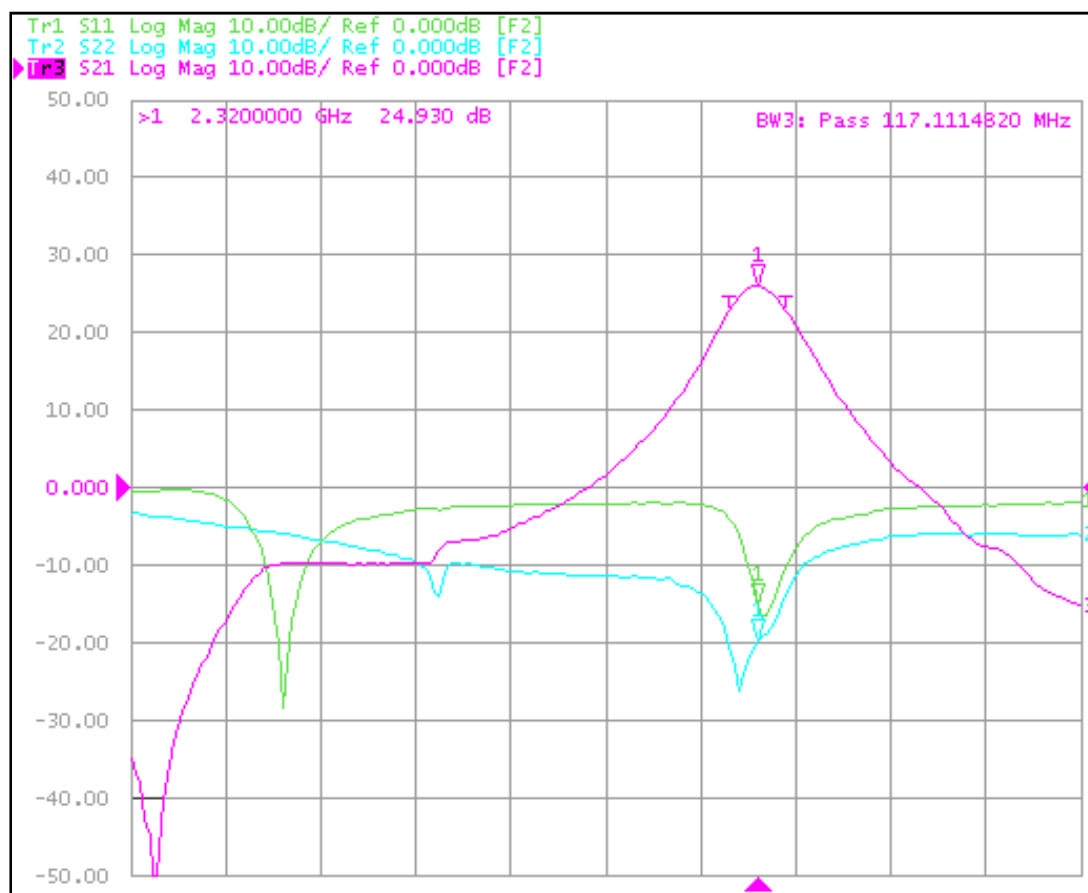
Deska plošných spojů byla zasazena do pocínované krabičky 42 mm × 57 mm × 17 mm. Vstup je přiveden přes pozlacený SMA konektor, stejně je řešen i výstup. Napájení je na desku přivedeno skrz krabičku přes průchodkový kondenzátor. Vyrobený zesilovač je na obr. 3.6, vlevo s víkem a vpravo bez krycího víčka.



obr. 3.6 Vyrobený zesilovač bez dutinového filtru

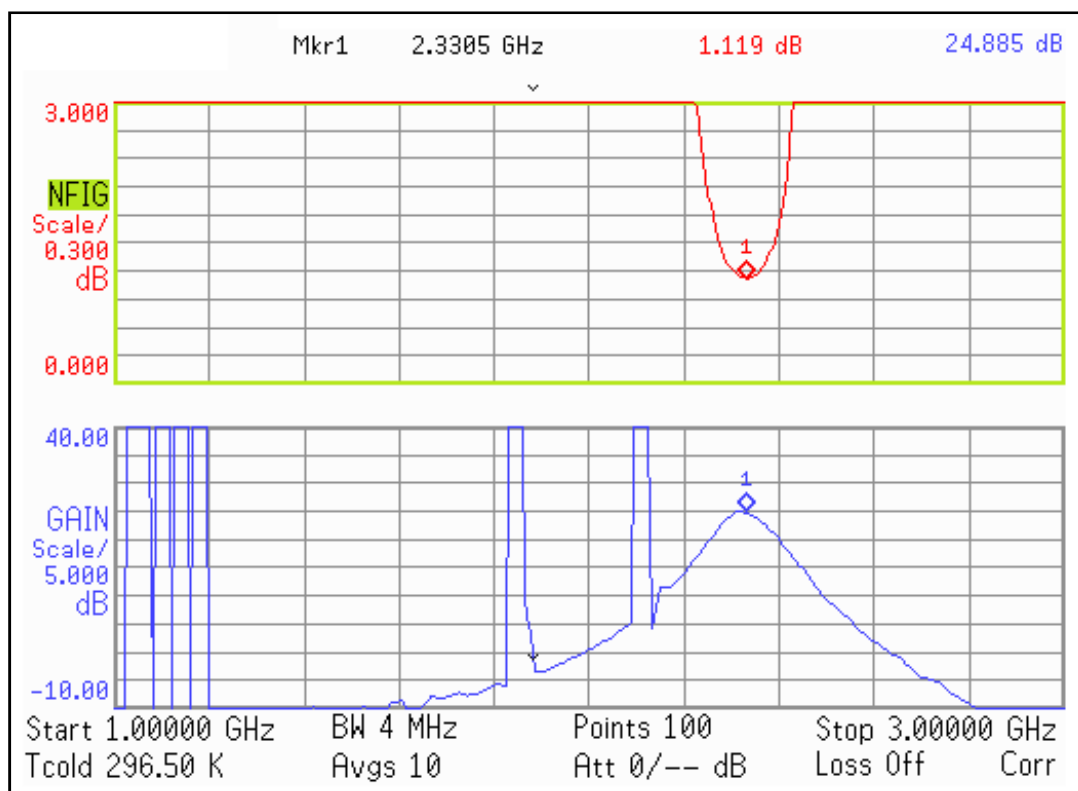
Přenosové charakteristiky zesilovače jsou na obrázku obr. 3.7 byly opět proměřeny na spektrálním analyzátoru Agilent E5071B.

Přenos na střední frekvenci 2,32 GHz je 24,93 dB, činitel odrazu na vstupu -15,57 dB a činitel odrazu na výstupu -20,06 dB. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 117 MHz.

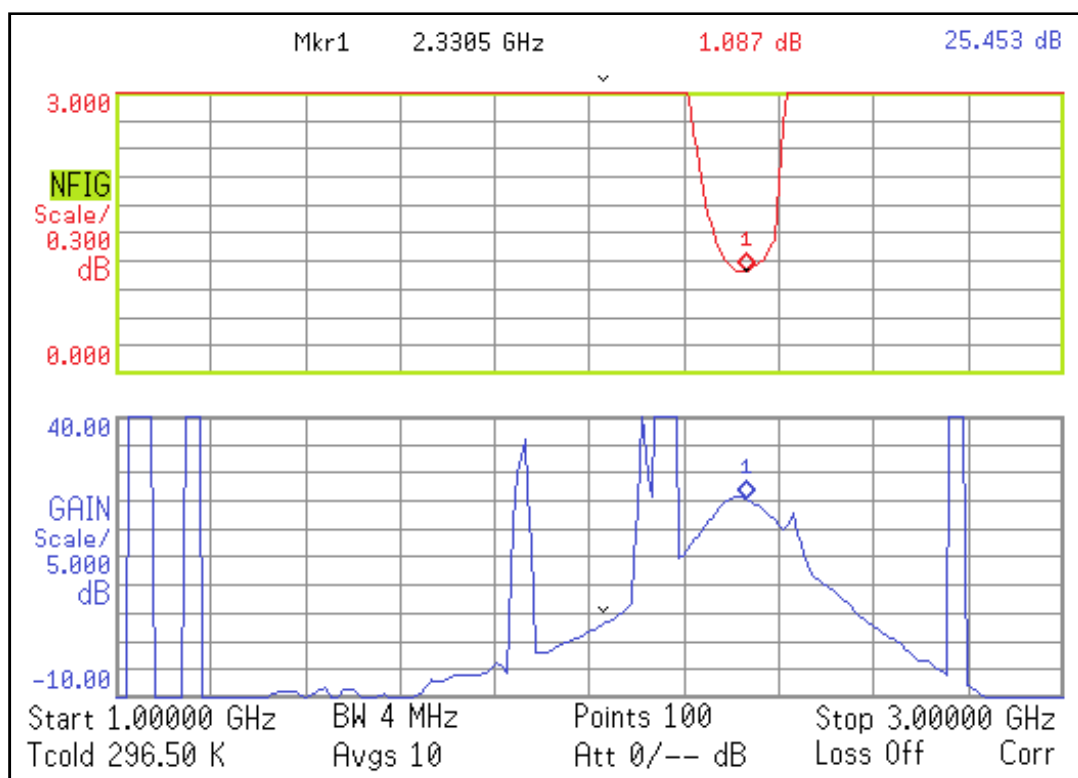


obr. 3.7 Změřené přenosové charakteristiky zesilovače bez dutinového filtru

Měření šumového čísla zesilovače bylo provedeno Y metodou stejně jako u předchozího zesilovače. Napájení zesilovače (+ 12 V) bylo přivedeno ze zdroje napětí Rohde & Schwartz HMP4030. Samotné měření bylo provedeno na šumovém analyzátoru Agilent N8975A za pomoci zdroje šumu Agilent 346A. Tento zdroj šumu má na 2 GHz ENR rovno 5,06 dB a na 3 GHz 5,11 dB. Změřené šumové číslo zesilovače s víčkem je na obrázku obr. 3.8 a zesilovač bez krycího víčka je na obrázku obr. 3.9. Hodnoty jsou rozdílné, protože simulace v programu Ansoft designer byly prováděny pro vzdálenost horního krycího víčka 17 mm, avšak při výrobě zesilovače bylo nutné posunout desku plošných spojů o 2 mm nahoru. Tato změna byla potřeba pro umístění SMA konektorů, které by jinak přesahovaly okraj krabičky. Na krycí víčko byl proto připevněn absorpční materiál. Přidáním absorpčního materiálu bylo dosaženo o jeden decibel vyššího zesílení, než s krycím víčkem bez absorpčního materiálu. Jak je vidět na obrázcích obr. 3.8 a obr. 3.9 má stále víčko, i když s absorpčním materiálem, vliv na šumové číslo i zisk. Pro střední frekvenci 2,32 GHz zesilovače s víčkem bylo šumové číslo 1,119 dB a pro zesilovač bez krycího víčka bylo šumové číslo 1,087 dB.



obr. 3.8 Změřené šumové číslo zesilovače bez dutinového filtru s víčkem



obr. 3.9 Změřené šumové číslo zesilovače bez dutinového filtru bez víčka

Změřené šumové číslo je přibližně o 0,5 dB větší a zisk je naopak asi o 3 dB menší než v simulacích. To je pravděpodobně způsobeno jinou výškou krycího víčka, nedokonalým přizpůsobením a jistě větším útlumem interdigitálního filtru mezi zesilovacími stupni. Tento

větší útlum má za následek větší šumové číslo, protože první stupeň zesilovače má poměrně malé zesílení (11,3 dB). Snížení šumového čísla by tedy bylo možno provést výměnou prvního monolitického zesilovače PMA2-33LN+ za monolitický zesilovač PMA2-43LN+, který má větší zesílení (18,4 dB). Díky většímu zesílení by bylo dosaženo menšího šumového čísla, i když samotný zesilovač má šumové číslo přibližně o dvě desetiny větší šumové číslo.

Od simulace se dost liší i šířka pásma pro pokles o 3 dB. Simulovaný zesilovač měl šířku pásma 170 MHz a změřená šířka pásma vyrobeného zesilovače byla 117 MHz.

4 ZÁVĚR

První část práce obsahuje teoretický úvod, který by měl čtenáři pomoci s pochopením problematiky nízkošumových zesilovačů.

V druhé části práce byly navrženy selektivní obvody a dvě verze dvoustupňového nízkošumového zesilovače. Obě verze byly následně zrealizovány.

Mikropáskový interdigitální filtr byl navržen v programu Ansoft Designer. Pro možné doladění vyrobeného filtru byly mikropásky zkráceny kapacitními trimry. Útlum navrženého filtru na střední frekvenci 2,32 GHz činí 0,35 dB. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 160 MHz.

Pro dutinový filtr byly zváženy dvě možné varianty konstrukce, víčkový filtr a koaxiální filtr. Pro svou menší náročnost na přesnost a zručnost a samosřejmě také lepší vlastnosti byl pro výrobu vybrán koaxiální filtr. Tento filtr byl nejprve navrhnutý pro vstupní i výstupní charakteristickou impedanci $50\ \Omega$ a poté byl vyrobený. Na vstup i výstup byly umístěny pozlacené SMA konektory. Vyrobený filtr má útlum na střední frekvenci 0,18 dB, činitel odrazu na vstupu -36,03 dB, činitel odrazu na výstupu -28,42 dB. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 361 MHz. Vyrobený filtr vykazuje lepší přizpůsobení na vstupu i výstupu, má dvakrát menší útlum na střední frekvenci a šířka pásma pro pokles o 3 dB je přibližně o 100 MHz větší oproti simulacím v programu CST Microwave Studio.

První verze dvoustupňového nízkošumového zesilovače má na vstupu vybraný dutinový filtr a interdigitální filtr mezi zesilovacími stupni. Dutinový filtr byl upraven tak, aby na výstupu filtru byla optimální impedance pro šumové přizpůsobení udávané výrobcem nízkošumového monolitického zesilovače PMA2-33LN+ fy minicircuits (tj. $31,90\angle -23,95^\circ\ \Omega$). V simulaci vycházela šířka pásma pro pokles o 3 dB tohoto filtru 500 MHz, což rozhodně nelze považovat za úzkopásmový filtr. Avšak pro užší pásmo vykazoval filtr výrazně větší útlum na střední frekvenci, to by znamenalo větší šumové číslo filtru a to je pro aplikaci na vstup nízkošumového zesilovače nežádoucí. Monolitický zesilovač PMA2-33LN+ byl pro první stupeň vybrán pro velmi nízké šumové číslo a vysokou hodnotu intermodulačního průsečíku. Bohužel má tento zesilovač poměrně malé zesílení, proto bylo třeba navrhnout dvoustupňový zesilovač. Pro druhý stupeň byl vybrán monolitický zesilovač PMA2-43LN+ fy Minicircuits. Tento zesilovač má větší zesílení než PMA2-33LN+. Přenos první verze zesilovače na střední frekvenci 2,32 GHz je 25,14 dB, činitel odrazu na vstupu -17,71 dB a činitel odrazu na výstupu -22,94 dB. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 110 MHz. Změřené šumové číslo bylo 1,179 dB. Zesílení na střední frekvenci 2,32 GHz vyrobeného zesilovače je o 3 dB menší než v simulaci v programu Ansoft Designer. Činitelé odrazu na vstupu i výstupu jsou také horší. Šířka pásma pro pokles o 3 dB je o 10 MHz užší než simulovaná. Změřené šumové číslo je o 0,3 dB větší, což lze považovat za dobrý výsledek.

Druhá verze dvoustupňového nízkošumového zesilovače má na vstupu vybraný monolitický zesilovač PMA2-33LN+. Protože má tento zesilovač vysokou hodnotu intermodulačního průsečíku, může být umístěn na začátek přijímacího řetězce a selektivní článek až za něj. I v tomto případě byl mezi zesilovacími stupni umístěn mikropáskový interdigitální filtr, zkrácený kapacitními trimry pro možné budoucí doladění. Pro druhý stupeň byl rovněž vybrán monolitický zesilovač PMA2-43LN+ fy Minicircuits. Návrh a simulace byly provedeny v prostředí ANSOFT Designer. Zesílení vyrobeného zesilovače na střední frekvenci 2,32 GHz je 24,93 dB, činitel odrazu na vstupu je -15,57 dB a činitel odrazu na výstupu byl -20,06 dB.

Šířka pásma pro pokles o 3 dB je 117 MHz. Pro střední frekvenci zesilovače zakrytované víčkem je šumové číslo 1,119 dB a pro zesilovač bez krycího víčka je šumové číslo 1,087 dB.

Parametry vyrobeného zesilovače jsou rozdílné od simulovaného zejména proto, že simulace v programu Ansoft designer byly prováděny pro vzdálenost horního krycího víčka 17 mm, avšak při výrobě zesilovače bylo nutné posunout desku plošných spojů o 2 mm nahoru. Tato změna byla potřeba pro umístění SMA konektorů, které by jinak přesahovaly okraj krabičky. Na krycí víčko byl proto připevněn absorpční materiál. Přidáním absorpčního materiálu bylo dosaženo o jeden decibel vyššího zesílení, než s krycím víčkem bez absorpčního materiálu. Avšak i takto upravené krycí víko mělo vliv na parametry zesilovače.

Změřené šumové číslo bylo přibližně o 0,5 dB větší a zisk byl naopak asi o 3 dB menší než v simulacích. To bylo pravděpodobně způsobeno jinou výškou krycího víčka, nedokonalým přizpůsobením a jistě větším útlumem interdigitálního filtru mezi zesilovacími stupni. Tento větší útlum má za následek větší šumové číslo, protože první stupeň zesilovače má poměrně malé zesílení (11,3 dB). Snížení šumového čísla by tedy bylo možno provést výměnou prvního monolitického zesilovače PMA2-33LN+ za monolitický zesilovač PMA2-43LN+, který má větší zesílení (18,4 dB). Díky většímu zesílení by bylo dosaženo menšího šumového čísla, i když samotný zesilovač má šumové číslo přibližně o dvě desetiny větší.

Zesilovač s dutinovým filtrem na vstupu je lepší, než zesilovač bez dutinového filtru. Nízkošumový zesilovač s dutinovým filtrem na vstupu má vyšší zesílení, vykazuje lepší přizpůsobení a šumové číslo je jen o několik setin decibelu větší.

LITERATURA

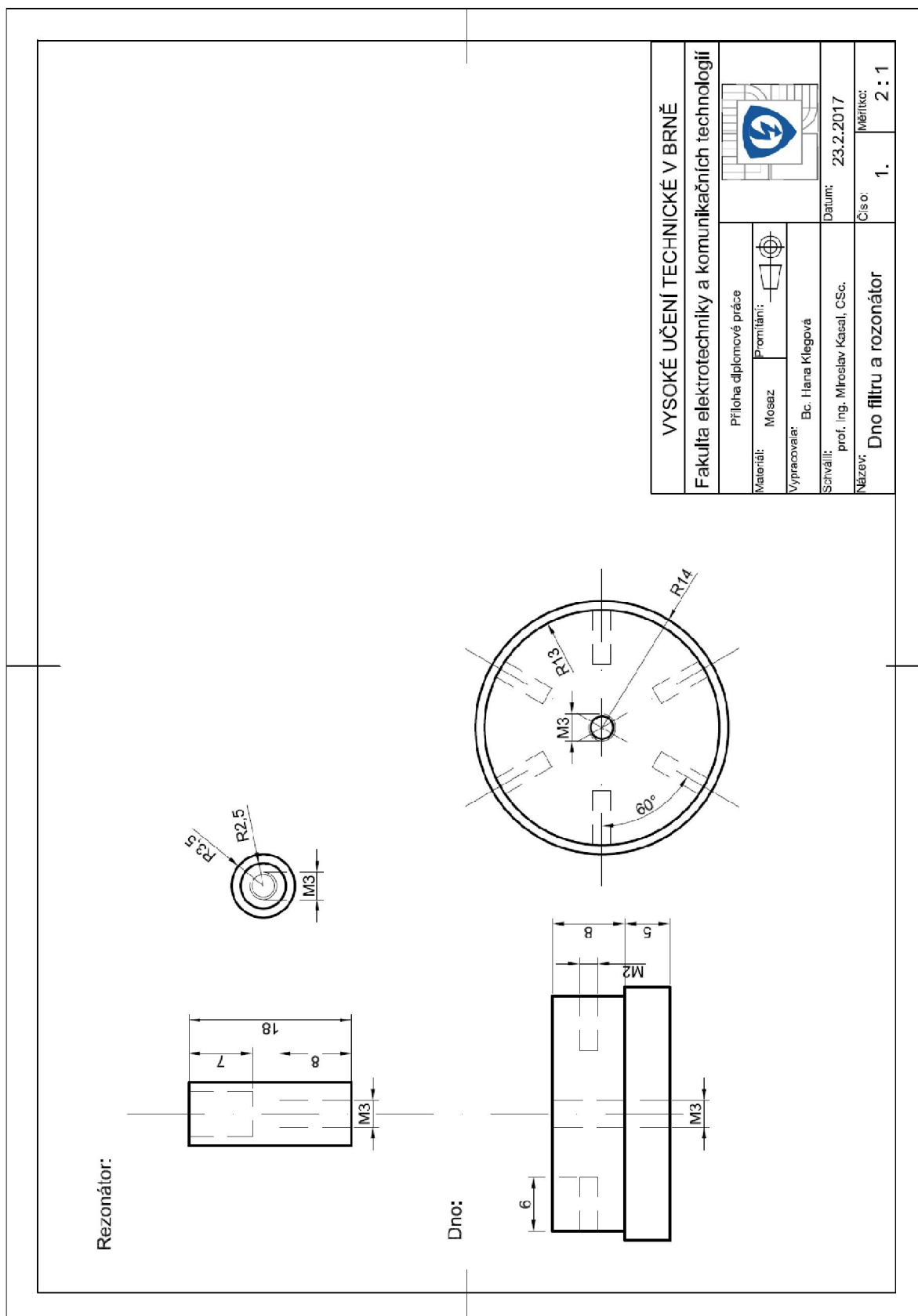
- [1] Vágner, Petr: Vysokofrekvenční technika, Brno, VUT Brno, FEKT. 2013
- [2] Egan, William F.: Practical RF System Design. 1st. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2002. ISBN 0-471-20023-9.
- [3] Žalud, Václav: Moderní radioelektronika. BEN - technická literatura, 2010. ISBN 978-80-7300-292-3.
- [4] Doc. Ing. Jiří Petržela, Ph.D.: Teorie elektronických obvodů, Brno, VUT Brno, FEKT, 2012. ISBN 978-80-214-4494-2
- [5] CRFS: Noise Figure: What is it and why it matter? [online], 30.3.2017 [cit. 2017-05-13]. Dostupné: <http://www.vhf.cz/soubory/dokumenty/cr-001309-wp-3-noise-figure-and-why-it-matters.pdf>
- [6] Nováček, Zdeněk: Elektromagnetické vlny, antény a vedení, Brno, VUT Brno, FEKT.
- [7] I. Bahl and P. Bhartia: Microwave solid state circuits design. Second Edition. A John Wiley & Sons, Inc. Ottawa, 2003
- [8] Doc. Ing. Stanislav Hanus, CSc. a Prof. Ing. Jiří Svačina, CSc.: Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika, Brno, VUT Brno, FEKT 2002.
- [9] Hong, Jia-Sheng a M. J. Lancaster: Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & sons, 2001. ISBN 0-471-22161-9.
- [10] M. M. Radmanesh: Advanced RF&Microwave Circuit Design. Autor House, Bloomington, 2009
- [11] Daniel G. Swanson, Jr.: Narrowband Compline Filter Design with ANSYS HFSS [online] [cit. 2017-2-13]. Dostupné na [www](http://www.swfilterdesign.com/Narrowband_Compline_Filter_Design.pdf): http://www.swfilterdesign.com/Narrowband_Compline_Filter_Design.pdf
- [12] MINI-CIRCUITS. PMA2-33LN+: Datasheet [online]. [cit. 2016-12-13]. Dostupné na [www](http://www.minicircuits.com/pdfs/PMA2-33LN+.pdf): <http://www.minicircuits.com/pdfs/PMA2-33LN+.pdf>
- [13] MINI-CIRCUITS. PMA2-43LN+: Datasheet [online]. [cit. 2016-12-13]. Dostupné na [www](https://www.minicircuits.com/pdfs/PMA2-43LN+.pdf): <https://www.minicircuits.com/pdfs/PMA2-43LN+.pdf>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

T	(K)	termodynamická teplota (kelvin)
B	(Hz)	šířka pásma (hertz)
G	(-/dB)	zesílení, zisk (bezrozměrná veličina / decibel)
F	(- / dB)	šumové číslo (bezrozměrná veličina / decibel)
P	(W / dBm)	výkon (watt / decibel nad miliwattem)
DR	(dB)	dynamický rozsah (decibel)
f	(Hz)	frekvence (hertz)
$IP3$	(dB)	intermodulační průsečík (decibel)
Z	(Ω)	impedance (ohm)
Y	(S)	admittance (siemens)
Γ	(-)	činitel odrazu (bezrozměrná veličina)
s_{11}, s_{22}		s-parametry – činitelé odrazu na začátku a konci vedení
s_{12}, s_{21}		s-parametry – přenos v jednom a druhém směru
K	(-)	Rollerův činitel stability (bezrozměrná veličina)
k	(J K ⁻¹)	Boltzmanova konstanta (joule na kelvin)
N	(-)	šumové číslo (bezrozměrná veličina)
NF	(dB)	šumové číslo (decibel)
M	(-)	míra šumu (bezrozměrná veličina)
L	(dB)	útlum (decibel)
h	(mm)	výška substrátu (milimetr)
ϵ_r	(-)	relativní permitivita (bezrozměrná veličina)
$\tan \delta$	(-)	ztrátový úhel (bezrozměrná veličina)
t	(mm)	tloušťka pokovení (milimetr)
W	(mm)	šířka mikropásku (milimetr)
L	(H)	indukčnost (henry)
C	(F)	kapacita (farad)
l	(mm)	délka mikropásku (milimetr)
λ	(mm)	vlnová délka (milimetr)
U	(V)	napětí (volt)
I	(A)	proud (ampér)
m, n, p	(-)	vidová čísla (bezrozměrná veličina)
α	(dB/m)	vložený útlum (decibel na metr)
δ	(m)	hloubka vniku (metr)
Q	(-)	činitel jakosti (bezrozměrná veličina)
R, r	(m)	poloměr kružnice (metr)
SMD		pouzdro součástek (surface mount device)
LNA		nízkošumový zesilovač (low noise amplifier)

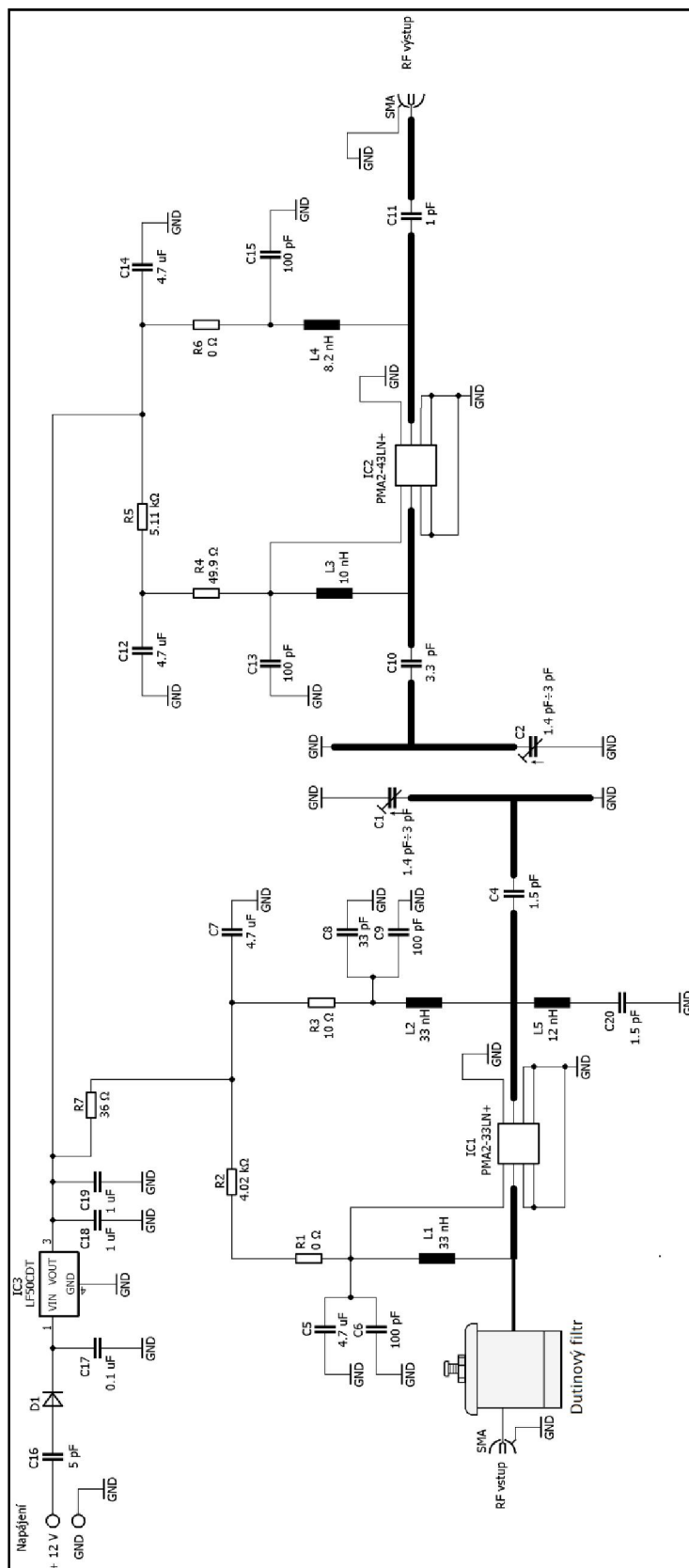
A. NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Technický výkres pro výrobu dutinového filtru

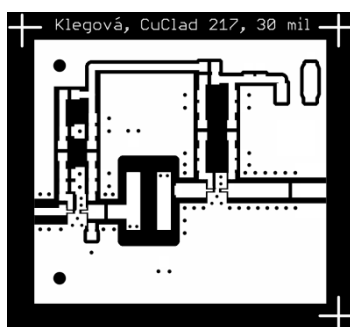


A.2 Podklady pro výrobu zesilovače s dutinovým filtrem

Obvodové zapojení:

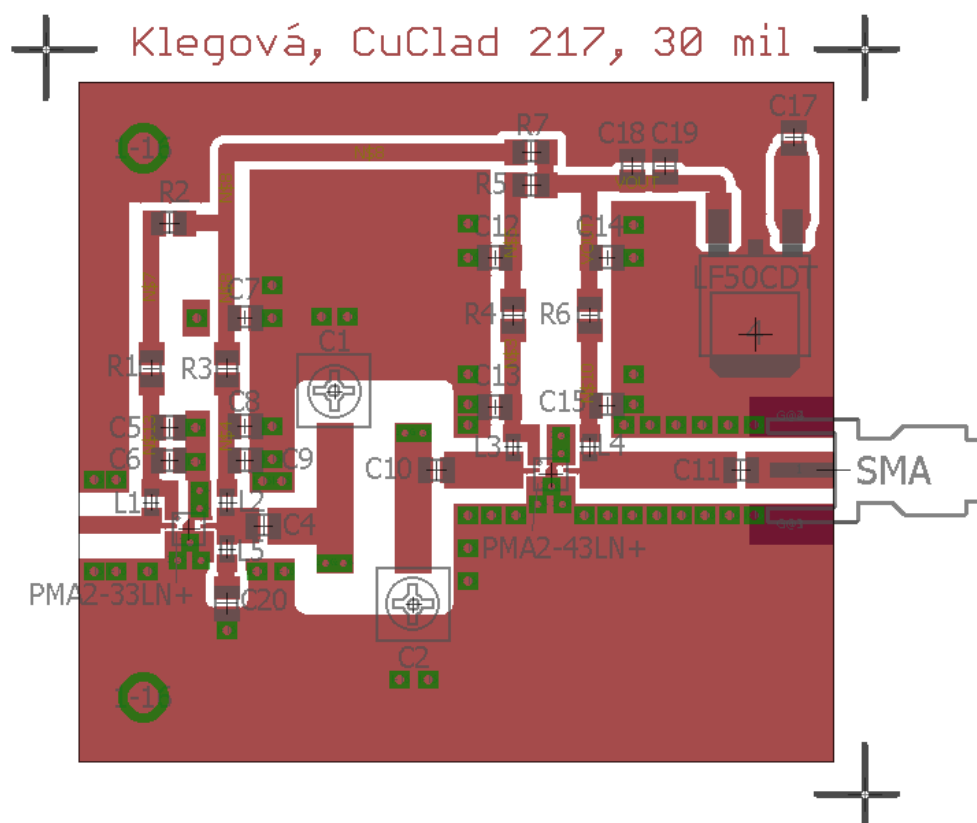


Deska plošného spoje - strana TOP:



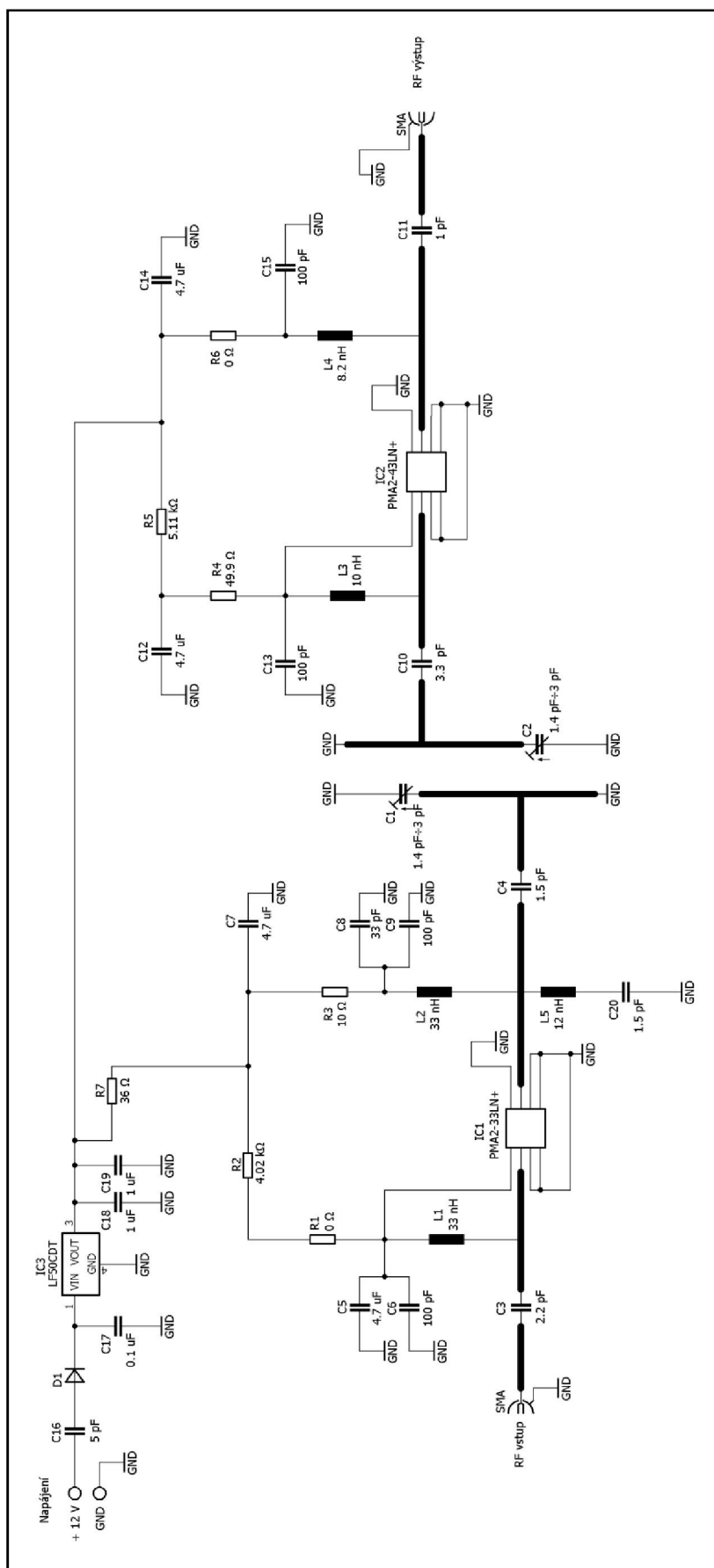
Rozměr desky 42 x 46,6 [mm], měřítko M1:1

Osazovací plán desky plošného spoje - strana TOP:



Strana BOTTOM desky plošného spoje je celá pokrytá mědí.

Obvodové zapojení zesilovače bez dutinového filtru:

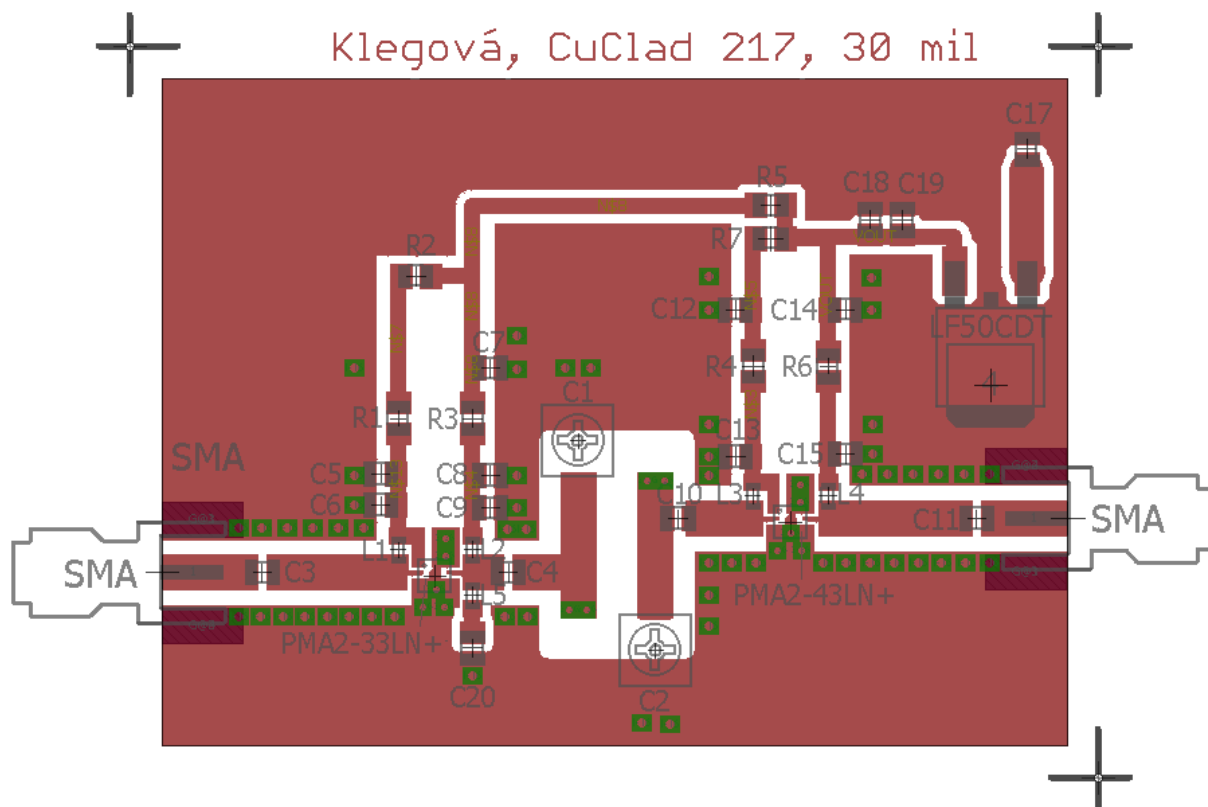


Deska plošného spoje - strana TOP:



Rozměr desky 42 x 57 [mm], měřítko M1:1.

Osazovací plán desky plošných spojů - strana TOP:



Strana BOTTOM desky plošného spoje je také celá pokrytá mědí.

B. SEZNAM SOUČÁSTEK

tab. B.4.1 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R1, R6	0 Ω	0805	Rezistor
R2	4,02 k Ω	0805	Rezistor
R3	10 Ω	0805	Rezistor
R4	49,9 Ω	0805	Rezistor
R5	5,11 k Ω	0805	Rezistor
R7	36 Ω	0805	Rezistor
C1, C2	1,4 pF - 3 pF	TZB4 SMD	Kapacitní trimr
C3	2,2 pF	0603	Keramický kondenzátor
C4, C20	1,5 pF	0805	Keramický kondenzátor
C5, C7, C12, C14	4,7 uF	1206	Tantalový kondenzátor
C6, C9, C13,	100 pF	0805	Keramický kondenzátor
C8	33 pF	0805	Keramický kondenzátor
C10	3,3 pF	0805	Keramický kondenzátor
C11	1 pF	1206	Keramický kondenzátor
C16	5 pF	průchodkový	Keramický kondenzátor
C17	0,1 uF	1206	Keramický kondenzátor
C18, C19	1 uF	1206	Tantalový kondenzátor
L1, L2	33 nH	0603	Cívka
L3	10 nH	0805	Cívka
L4	8,2 nH	0603	Cívka
L5	12 nH	0805	Cívka
D1	1000 V / 1 A	MRA4007T3G	Usměrňovací dioda
IC1	PMA2-33LN+	2 × 2 mm 8-lead MCLP	Monolitický zesilovač
IC2	PMA2-43LN+	2 × 2 mm 8-lead MCLP	Monolitický zesilovač
IC3	LF50CDT (5 V; 0,5 mA)	TO-252-3	Stabilizátor napětí
SMA			Konektor SMA

(Keramický kondenzátor C3 je pouze v desce pro zesilovač bez dutinového rezonátoru, slouží k šumovému přizpůsobení.)