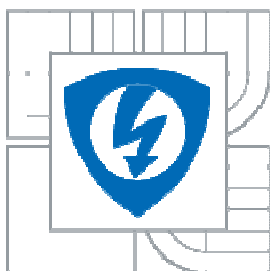


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÍZKOŠUMOVÝ ZESILOVAČ PRO PÁSMO 70 CM

LOW NOISE 70 CM BAND AMPLIFIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JAN KLÜGL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. TOMÁŠ URBANEC, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jan Klügl
Ročník: 2

ID: 119481
Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Nízkošumový zesilovač pro pásmo 70 cm

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Pojednejte o vztazích mezi ziskem, šumovým číslem a OIP3 bloků RF přijímacího řetězce. Pro kontrolu výpočtů použijte program Agilent AppCAD. V programu Ansoft Designer navrhnete odolný nepodmíněně stabilní nízkosumový zesilovač pro pásmo 70 cm s ESD ochranou vstupu. Zesilovač doplňte o nízkonákladový filtr s propustným pásmem 420-450 MHz a výstupní PIN diodový říditelný attenuátor. V programu Eagle zpracujete návrh RF layoutu.

Zkonstruuje zesilovač s filtrem a říditelným attenuátorem. V konstrukci použijte SMA konektory a celkové stínění plechovou krabičkou. U prototypu změřte následující parametry: šumové číslo, IIP3, dostupný zisk, (OIP3), bod jednodécibellové komprese a vstupní a výstupní PSV.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] VÁGNER, P. Vysokofrekvenční technika. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2013.
- [2] ČIHÁK, M. Vysoce odolný nízkosumový předzesilovač s ATF-53189 [online]. 2010 - [cit. 11.5.2013]. Dostupné na: http://ok1uga.nagano.cz/zes_atf53189.htm

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 23.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.
Konzultanti diplomové práce:

doc. 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

Diplomová práce se zabývá návrhem obvodového řešení nízkošumového zesilovače pro pásmo 70 cm opatřeného filtrem a diodovým atenuátorem. Práce nejprve popisuje základní parametry zesilovače, jako je zisk, šumové číslo a dynamický rozsah. Dále podrobně popisuje jednotlivé části, ze kterých se celé zařízení skládá. U každé z nich je uvedeno schéma zapojení a hodnoty obvodových prvků, zjištěných na základě výpočtu, simulace nebo doporučení výrobce. Po zkonstruování zesilovače byly proměřeny jeho charakteristické parametry.

KLÍČOVÁ SLOVA

Nízkošumový zesilovač, hairpin filtr, PIN diodový atenuátor.

ABSTRACT

This master's thesis is engaged in suggestion of low noise 70 cm band amplifier with filter and diode attenuator. At first the thesis describes the basic parameters of amplifier, for example gain, noise figure and dynamic extent. Later in detail describes individual parts, which are the device consist of. At every part of system is mentioned the diagram of connection and values of components, which are ascertained from calculation, simulation and recommendation of producer. The characteristic parameters of amplifier were measured after construction.

KEYWORDS

Low noise amplifier, hairpin filter, PIN diode attenuator.

KLÜGL, J. *Nízkošumový zesilovač pro pásmo 70 cm*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2014. 63 s., 8 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Nízkošumový zesilovač pro pásmo 70 cm jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáši Urbancovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Obsah

Seznam obrázků	vii
Seznam tabulek	ix
1 Úvod	10
2 Teoretický rozbor	11
2.1 Zisk	11
2.2 Šumové vlastnosti	13
2.3 Dynamický rozsah	15
3 Návrh zesilovače	18
3.1 ESD ochrana vstupu.....	18
3.2 Zesilovač	19
3.3 Filtr.....	20
3.3.1 Filtr tvořený LC součástkami	21
3.3.2 Mikropáskový filtr	22
3.4 PIN diodový atenuátor	37
3.4.1 Výpočet součástek atenuátoru.	40
3.5 Napájení zesilovače	46
4 Simulace zesilovače	47
5 Realizace zesilovače	49
5.1 Měření parametrů zesilovače	51
5.1.1 IIP3 a OIP3	51
5.1.2 Šumové číslo.....	54
5.1.3 Bod jednodedicibelové komprese	56
5.1.4 Vstupní a výstupní PSV	57
6 Závěr	59
Literatura	60
Seznam symbolů, veličin a zkratk	61
Seznam příloh	63

Seznam obrázků

Obr. 2.1:	Zesilovač (převzato z [1]).	11
Obr. 2.2:	Jednostupňový tranzistorový zesilovač (převzato z [1]).	12
Obr. 2.3:	Graf dynamických rozsahů kvazilin. dvojbranů (převzato z [2]).	16
Obr. 2.4:	Spektrální diagram intermodulačních složek (převzato z [2]).	17
Obr. 3.1:	Zapojení zesilovače (převzato z [9]).	19
Obr. 3.2:	Frekvenční rozmítání kružnic stability	20
Obr. 3.3:	Zapojení LC pásmové propusti.	21
Obr. 3.4:	Frekvenční charakteristika LC filtru	22
Obr. 3.5:	Obecné schéma hairpin filtru (převzato z [12])	23
Obr. 3.6:	Charakteristika filtru podle Ansoft designeru.	23
Obr. 3.7:	Simulace pro rozměry získané z Ansoft designeru.	24
Obr. 3.8:	Rozmítání parametru s_1	24
Obr. 3.9:	Rozmítání parametru s_2	25
Obr. 3.10:	Výsledná charakteristika hairpin filtru, 1. verze	25
Obr. 3.11:	Hairpin filtr, 1. verze	26
Obr. 3.12:	Analýza realizovaného filtru, 1. verze	26
Obr. 3.13:	Char. po úpravě relativní permitivity a ztrátového činitele	27
Obr. 3.14:	Vliv parametru s_2 na přenos filtru	27
Obr. 3.15:	Vliv parametru w_1 na přenos filtru	28
Obr. 3.16:	Hairpin filtr (1. verze) po doladění	28
Obr. 3.17:	Obecné schéma interdigital filtru (převzato z [12])	29
Obr. 3.18:	Vliv výšky připojeného vedení	29
Obr. 3.19:	Výsledná charakteristika interdigital filtru	30
Obr. 3.20:	Rozmítání parametru s_1 pro přenos filtru	30
Obr. 3.21:	Rozmítání parametru s_1 pro odraz filtru	31
Obr. 3.22:	Rozmítání parametru p_2 , 2. verze	31
Obr. 3.23:	Výsledná charakteristika hairpin filtru, 2. verze	32
Obr. 3.24:	Hairpin filtr, 2. verze	32
Obr. 3.25:	Analýza realizovaného filtru, 2. verze	33
Obr. 3.26:	Rozmítání parametru p_2 , 3. verze	33

Obr. 3.27: Rozmítání parametru s_2 , 3. verze	34
Obr. 3.28: Výsledná charakteristika hairpin filtru, 3. verze	34
Obr. 3.29: Hairpin filtr, 3. verze.....	35
Obr. 3.30: Analýza realizovaného filtru, 3. verze	35
Obr. 3.31: Analýza realizovaného filtru, 3. verze, po doladění	36
Obr. 3.32: Pí článek (převzato z [1]).....	38
Obr. 3.33: PIN diodový atenuátor (převzato z [11])	40
Obr. 3.34: Řídící proudy pro útlum 1 dB	43
Obr. 3.35: Řídící proudy pro útlum 3 dB	43
Obr. 3.36: Řídící proudy pro útlum 6 dB	44
Obr. 3.37: Řídící proudy pro útlum 10 dB	44
Obr. 3.38: Řídící proudy pro útlum 15 dB	45
Obr. 3.39: Napájecí obvod (převzato z [8])	46
Obr. 4.1: Zisk a šumové číslo zesilovače	47
Obr. 4.2: Zisk a šumové číslo zesilovače připojeného k přijímači	48
Obr. 5.1: Osazená deska zesilovače	49
Obr. 5.2: Napájecí výhybka.....	49
Obr. 5.3: Průběh s-parametrů zesilovače	50
Obr. 5.4: Bod IP3 při minimálním útlumu atenuátoru	52
Obr. 5.5: Bod IP3 při maximálním útlumu atenuátoru	53
Obr. 5.6: Bod IP3 při odpojení atenuátoru	53
Obr. 5.7: NF a G při minimálním útlumu	55
Obr. 5.8: NF a G při maximálním útlumu.....	55
Obr. 5.9: Bod jednodedibelové komprese	56
Obr. 5.10: Poměr stojatých vln na vstupu a výstupu.....	58

Seznam tabulek

Tab. 3.1:	Rozměry hairpin filtru.....	23
Tab. 3.2:	Rozměry hairpin filtru, 1. verze	25
Tab. 3.3:	Rozměry hairpin filtru (1. verze) po doladění	28
Tab. 3.4:	Výsledné rozměry interdigital filtru.....	29
Tab. 3.5:	Rozměry hairpin filtru, 2. verze	31
Tab. 3.6:	Rozměry hairpin filtru, 3. verze	34
Tab. 3.7:	Konečné rozměry hairpin filtru.....	36
Tab. 3.8:	Odpory a proudy na diodách v závislosti na útlumu atenuátoru.....	39
Tab. 3.9:	Odpor trimru v závislosti na útlumu atenuátoru	42
Tab. 4.1:	Zisky a útlumy jednotlivých bloků zesilovače.....	47
Tab. 4.2:	Výpočet parametrů zesilovače	47
Tab. 4.3:	Zisky a útlumy zesilovače po připojení k přijímači.....	48
Tab. 4.4:	Výpočet parametrů zesilovače po připojení k přijímači	48
Tab. 5.1:	Dostupný zisk v pásmu propustnosti filtru	50
Tab. 5.2:	Srovnání řídicích proudů atenuátoru.....	51
Tab. 5.3:	Měření IIP3 a OIP3	52
Tab. 5.4:	Měření šumového čísla	54
Tab. 5.5:	Výpočet poměru stojatých vln	57

1 Úvod

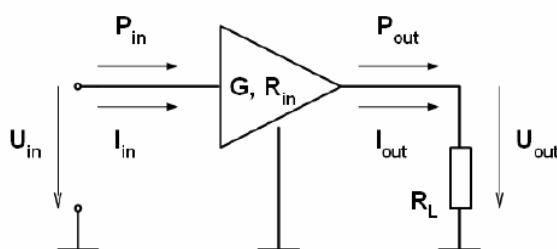
Zesilovače jsou elektronické obvodové systémy, které se používají k zesílení slabých elektronických signálů. Při zesilování se zvětšuje pouze amplituda, tvar a frekvence signálu zůstávají nezměněny. Diplomová práce se zabývá návrhem nízkošumového zesilovače pro pásmo 70 cm, tedy zesilovače pracujícího na frekvenci přibližně 435 MHz. Tento zesilovač bude sloužit k zesílení přijatého signálu z antény, před jeho přivedením do radiofrekvenčního přijímače. Obecné požadavky na každý zesilovač jsou co největší zesílení a zároveň co nejmenší šumové číslo, kterým by zesilovač vnášel rušení do zpracovávaného signálu. Práce nejprve popisuje základní parametry zesilovače, jako je zisk, šumové číslo a dynamický rozsah. Dále se zabývá návrhem samotného zesilovače opatřeného ESD ochranou vstupu, doplněného o filtr s pásmem propustnosti 420-450 MHz a výstupním PIN diodovým říditelným attenuátorem. Jádrem práce spočívá v podrobném řešení návrhu pásmové propusti a říditelného diodového attenuátoru. Realizace pásmové propusti na požadované frekvenci, navíc v případě nemožnosti použití aktivního filtru, přináší řadu komplikací. Práce rovněž obsahuje celkové obvodové schéma zapojení, soupisku součástek a podklady pro výrobu desky plošného spoje. Po zkonstruování zesilovače bylo změřeno jeho šumové číslo, dostupný zisk, bod jednodécibellové komprese, výstupní IP3 a vstupní a výstupní poměr stojatých vln.

2 Teoretický rozbor

Úkolem radiofrekvenčního přijímacího řetězce je zachytit, vybrat a zpracovat žádaný signál bez ohledu na existenci rušení a jiných okolností, které příjem ztěžují. Aby bylo možné srovnávat parametry jednotlivých přijímačů, jsou jejich jednotlivé vlastnosti přesně definovány řadou parametrů.

2.1 Zisk

Ve vysokofrekvenční a mikrovlnné technice se setkáváme s velkými rozdíly hodnot napětí, proudů a výkonů. Jedná se často o rozdíly velikosti několika řádů, se kterými se v lineárním měřítku velmi obtížně pracuje. Proto se pro usnadnění používá logaritmické měřítko, tedy převod daných hodnot na decibely. Zisk je vždy počítán v poměru vstupní a výstupní veličiny.

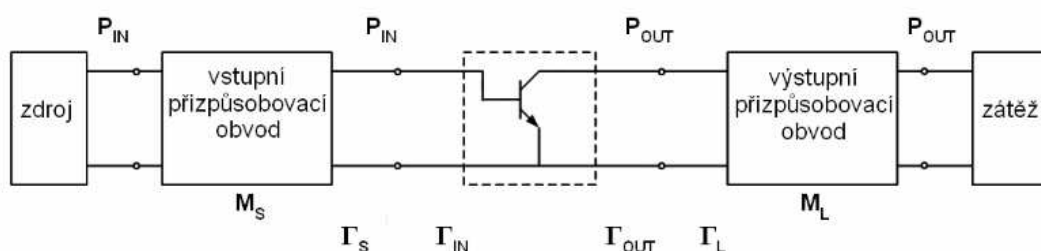


Obr. 2.1: Zesilovač (převzato z [1]).

Pokud budeme uvažovat zesilovač viz Obr. 2.1, se vstupním odporem R_{in} , u něhož je modul vstupního napětí U_{in} , modul vstupního proudu I_{in} a činný výkon na vstupu P_{in} . Na výstupu zesilovače je připojena zátěž R_L s modulem napětí U_{out} , proudu I_{out} a výkonu P_{out} , zároveň vstupní impedance zesilovače a impedance zátěže mají reálnou hodnotu (obvykle 50Ω) a jsou stejné, potom pro zisk zesilovače platí vztah (2.1).

$$G = 10 \cdot \log \frac{P_{out}}{P_{in}} = 20 \cdot \log \frac{U_{out}}{U_{in}} = 20 \cdot \log \frac{I_{out}}{I_{in}} \quad (dB) \quad (2.1)$$

Na Obr. 2.2 je jednostupňový tranzistorový zesilovač se vstupními a výstupními přizpůsobovacími obvody, které pro jednoduchost uvažujeme jako bezztrátové. P_{in} představuje vstupní výkon do tranzistoru nebo do vstupního přizpůsobovacího obvodu. P_{avs} je výkon dostupný ve zdroji za podmínky výkonového přizpůsobení vstupu (tedy $P_{avs} = P_{in}$ za podmínky $\Gamma_{in} = \Gamma_s$), P_L značí výstupní výkon do zátěže nebo do výstupního přizpůsobovacího obvodu, P_{avn} je výkon dostupný v zesilovači za podmínky výkonového přizpůsobení výstupu (tedy $P_{avn} = P_L$ za podmínky $\Gamma_L = \Gamma_{out}$). Na základě těchto vstupních a výstupních výkonů rozlišujeme provozní, výkonový a dostupný zisk, [1].



Obr. 2.2: Jednostupňový tranzistorový zesilovač (převzato z [1]).

Provozní zisk

Provozní zisk lze vyjádřit prostřednictvím činitelů odrazu na vstupu a výstupu a je definován za podmínky výkonového přizpůsobení vstupu podle vztahu (2.2).

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (2.2)$$

Výkonový zisk

Výkonový zisk je definován bez podmínek výkonového přizpůsobení podle vztahu (2.3).

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (2.3)$$

Dostupný zisk

Dostupný zisk je definován za podmínky výkonového přizpůsobení vstupu i výstupu současně podle vztahu (2.4).

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} \quad (2.4)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_S|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (2.5)$$

S_{11}činitel odrazu na vstupu

S_{21}zesílení v přímém směru

Γ činitel odrazu.

Ze vztahu (2.5) pro výpočet dostupného zisku je patrné, že G_A nezávisí na činiteli odrazu, který má tranzistor na svém výstupu (tedy na Γ_L). Požadovaného zisku G_A tedy můžeme dosáhnout vhodnou volbou Γ_S , přičemž Γ_L může být libovolné. Je-li výstup výkonově přizpůsoben ($\Gamma_L = \Gamma_{out}$), je výkon dodávaný do zátěže P_L roven výkonu dostupnému v zesilovači P_{AVN} . V tomto speciálním případě platí vztah (2.6)

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{P_L}{P_{AVS}} = G_T \quad (2.6)$$

Vzorce uvedené v části zisk byly převzaty z [1].

2.2 Šumové vlastnosti

Šum v obecném smyslu představuje všechny náhodné signály, které narušují zpracování a přenos užitečných signálů. V komunikačních systémech se uplatňují jednak externí šumové signály (atmosférický šum) a také interní šumové signály vyskytující se v obvodech těchto systémů.

V aktivních i pasivních dvojbranách působí vnitřní zdroje šumu, jako například tepelné šumy odporů, výstřelkové šumy diod a tranzistorů. Tyto výsledné šumové vlastnosti je výhodné charakterizovat jedinou veličinou, která vyjadřuje souhrnné působení všech zdrojů, aniž by při tom přihlížela k jejich počtu, velikosti, obvodovému uspořádání atd. Takovou veličinou je šumový činitel (šumový činitel vyjádřený v decibelech se nazývá šumové číslo), ekvivalentní šumová teplota a míra šumu, [2].

Šumový činitel

Většina dvojbranů je složena z aktivních a pasivních prvků, z nichž každý je zdrojem termálního nebo jiného šumu. To má za následek, že na výstupních svorkách dvojbranu bude šumový signál, i když se na jeho vstupní svorky žádný šum nepřivádí. Připojíme-li na vstupní svorky zmíněného dvojbranu reálný generátor signálu (který kromě signálu dodává na vstup dvojbranu také šum), naměříme na výstupních svorkách dvojbranu jednak zesílený signál a jednak šum složený ze dvou částí. První část je zesílený šumový signál zdroje signálu a druhá část je pak vlastní šum dvojbranu. Zavedeme-li výkonový poměr signálu a šumu na vstupu a na výstupu a generátor bude mít teplotu 290 K, pak šumový činitel bude definován vztahem (2.7), který nám udává, kolikrát se zhorší poměr signál/šum po průchodu signálu lineárním dvojbranem proti původní hodnotě signálu-ku šumu na vstupu, za podmínky oboustranného výkonového přizpůsobení, [3].

$$F = \frac{\frac{P_{Sin}}{P_{Nin}}}{\frac{P_{Sout}}{P_{Nout}}} \quad (-) \quad (2.7)$$

P_{Sin}výkon signálu na vstupu
 P_{Nin} výkon šumu na vstupu
 P_{Sout} výkon signálu na výstupu
 P_{Nout}výkon šumu na výstupu.

Vyjádříme-li šumový činitel v decibelech podle vztahu (2.8), získáme tím tzv. šumové číslo.

$$NF = 10 \cdot \log(F) \quad (dB) \quad (2.8)$$

Pokud by dvojbran sám neobsahoval žádné šumové zdroje, byl by činitel i jmenovatel stejný. Protože tomu tak není, zavedeme výkon vlastních šumů dvojbranu přepočtený na výstup P_{Nvo} . Poměr výkonu signálu na výstupu, k výkonu signálu na vstupu označíme jako výkonový přenos A_P . V tom případě můžeme vztah (2.7) upravit na tvar (2.9)

$$F = 1 + \frac{P_{Nvo}}{A_P \cdot P_{Ni}} \quad (dB) \quad (2.9)$$

Ve většině praktických aplikací je lineární část přijímače tvořena kaskádou několika dvojbranů s šumovými čísly $F_1, F_2, \dots, F_N$ a výkonovým zesílením $A_{P1}, A_{P2}, A_{P3}, \dots, A_{PN}$. V takovém případě výsledný šumový činitel takové kaskády určuje Friisův vzorec viz (2.10).

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{P1} \cdot A_{P2}} + \dots \quad (-) \quad (2.10)$$

Z Friisova vzorce je patrné, že výsledný šumový činitel kaskády určuje především šumový činitel prvního dvojbranu. Druhý a následující stupně ho zvětšují tím méně, čím je větší dosažitelné výkonové zesílení dvojbranů předchozích.

Ekvivalentní šumová teplota

U moderních obvodů s malým šumem je šumový činitel jen nepatrně větší než jedna, takže neposkytuje dosti názornou informaci o jejich šumových vlastnostech. V tomto případě je vhodnější šumovou charakteristikou ekvivalentní šumová teplota. Vzájemná relace mezi šumovým činitelem F a ekvivalentní šumovou teplotou T_e je dána vztahy (2.11) a (2.12).

$$T_e = T_0 (F - 1) \quad (2.11)$$

$$F = \frac{T_0 + T_e}{T_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (2.12)$$

Mění-li se šumový činitel například v rozmezí mezi jedničkou a dvojkou, jsou odpovídající změny ekvivalentní šumové teploty T_e rovny od nuly do 290 K (pro $T_0 = 290$ K). Rozlišení malých změn šumových vlastností pomocí šumové teploty je tedy mnohem jemnější.

Míra šumu

Šumový činitel F charakterizuje šumové vlastnosti dvojbranů, neposkytuje však žádné údaje o jejich zesilovacích vlastnostech. Informace o šumu i o zesílení podává míra šumu M , definovaná pro lineární dvojbran, v závislosti na šumovém činiteli F a na dosažitelném výkonovém zesílení A_{pa} podle vztahu (2.13).

$$M = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{A_{pa}}} \quad (2.13)$$

Míra šumu je důležitá například při systémovém návrhu kaskády několika stupňů, které mají různá šumová čísla a různá zesílení. Má-li být u této kaskády dosažen co nejmenší celkový šumový činitel, je nutné na první místo zařadit ten dílčí stupeň, jež má ze všech nejmenší míru šumu. Další stupně potom musí být opět řazeny podle hodnot míry šumu, tedy v pořadí $M_1 < M_2 < M_3 < \dots < M_N$, [2].

Vzorce uvedené v části šumové vlastnosti byly převzaty z [2], [3].

2.3 Dynamický rozsah

Dynamický rozsah částečně souvisí s nelineárním amplitudovým zkreslením. Při nelineárním amplitudovém zkreslení se poměr efektivní hodnoty napětí, proudu nebo výkonu na výstupu mění s amplitudou k efektivní hodnotě na vstupu. To znamená, že modul přenosu není konstantní, ale mění se s úrovní vstupního signálu. Definice dynamického rozsahu vychází z Obr. 2.3, kde je znázorněna amplitudová charakteristika dvojbranu, což je závislost mezi jeho vstupním a výstupním výkonem. Tato závislost je měřena při buzení jediným sinusovým signálem o konstantním kmitočtu. Při malých vstupních výkonech je charakteristika lineární, ale při zvětšování úrovně vstupního signálu se začíná zakřivovat, až se ustálí na hodnotě konstantního satureovaného výstupního výkonu P_{sat} . K tomuto ustálení dochází zpravidla v důsledku limitace signálu aktivními prvky, takže výstupní signál je zde zatížen velkým nelineárním zkreslením, [2].

Jako horní mez užitečného dynamického rozsahu uvažujeme výstupní výkon P_{-1} při němž se skutečná charakteristika odchýlí od idealizovaného přímkového průběhu o -1dB. Až do tohoto výstupního výkonu je nelineární zkreslení velmi malé.

Dolní mez dynamického rozsahu je určena jeho výstupním šumovým výkonem $P_{\text{šo}}$. Tento výkon lze vypočítat ze vztahu pro šumový činitel dvojbranu F , dosažitelného výkonového zesílení A_{Pa} a šumové šířky pásma B , [2].

$$P_{\text{šo}} = F \cdot k \cdot T_0 \cdot B \cdot A_{Pa} \quad (2.14)$$

k Boltzmanova konstanta
 T_0 absolutní teplota (290 K).

Vztah (2.14) lze přepsat do tvaru

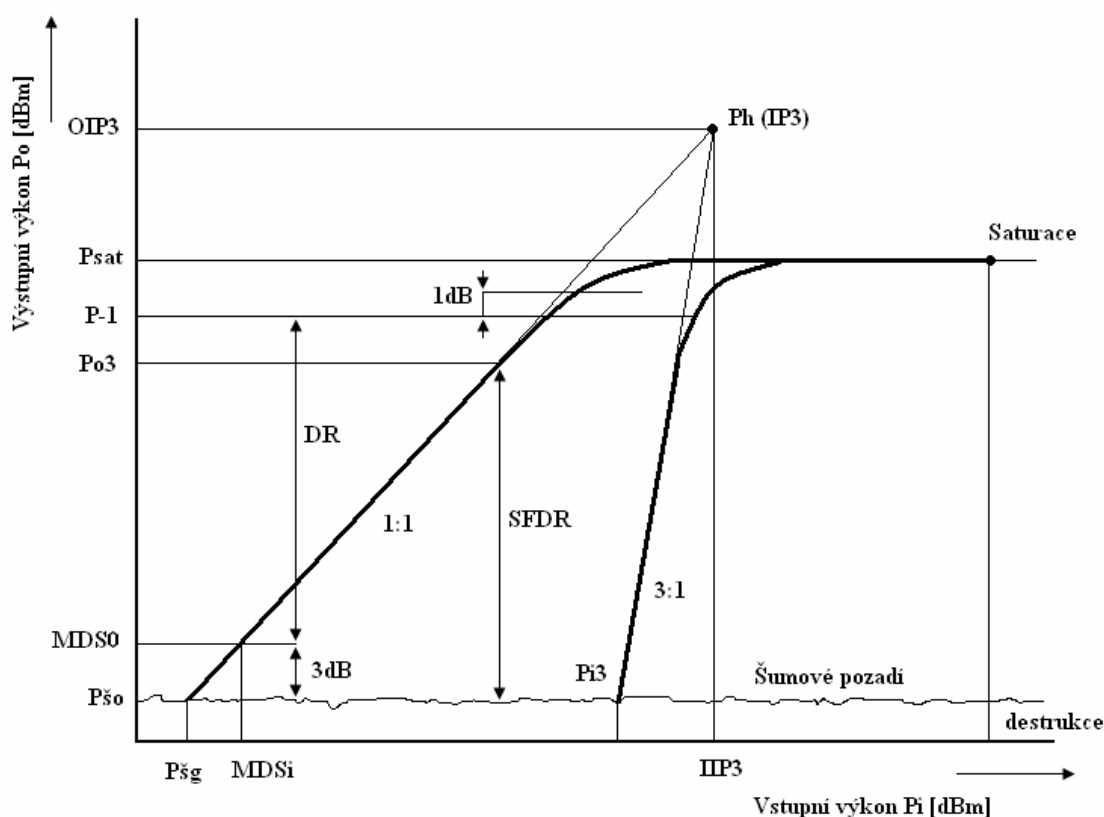
$$P_{\text{šo}} (\text{dBm}) = -114\text{dB} + B(\text{dBm}) + F(\text{dB}) \quad (2.15)$$

Jsou-li známy výkony P_{-1} a $P_{\text{šo}}$, je dynamický rozsah dán vztahem (2.16).

$$DR(\text{dBm}) = P_{-1}(\text{dBm}) - P_{\text{šo}}(\text{dBm}) \quad (2.16)$$

Za dolní hranici dynamického rozsahu se někdy považuje minimální detekovatelný výstupní výkon MDS_o , který se nachází o 3 dB nad výkonem $P_{\text{šo}}$, v tom případě je dynamický rozsah dán vztahem (2.17).

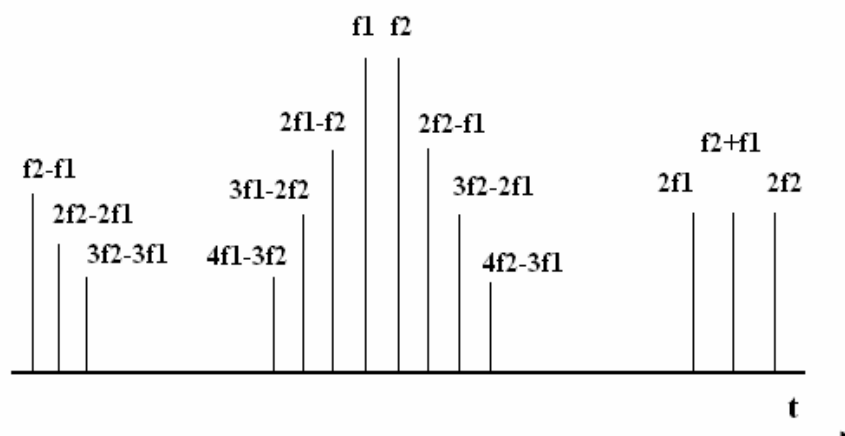
$$DR(\text{dBm}) = P_{-1}(\text{dBm}) - MDS_o(\text{dBm}) \quad (2.17)$$



Obr. 2.3: Graf dynamických rozsahů kvazilin. dvojbranů (převzato z [2]).

P_{sat}	saturovaný výstupní výkon
P_{-1}	výstupní výkon pro pokles zisku o 1 dB
$P_h (IP3)$	průsečík intermodulačních složek
1:1	základní signál se strmostí 1:1
3:1	im. složky 3. řádu se strmostí 3:1
DR	dynamický rozsah
SFDR	dyn. rozsah bez intermodulačního zkreslení.

Pokud je kvazilineární dvojbran buzen dvěma signály o kmitočtech f_1 a f_2 , vznikají v něm vlivem zakřivení převodní charakteristiky nejen užitečné výstupní složky, ale také jejich vyšší harmonické (intermodulační složky). Intermodulační složky druhého a třetího řádu jsou znázorněny ve spektrálním diagramu na Obr. 2.4, a to pro případ, kdy jsou si kmitočty obou vstupních signálů f_1 a f_2 blízké. Intermodulační složky druhého řádu ($f_1 \pm f_2$) jsou relativně značně vzdálené od kmitočtů f_1, f_2 a tedy je lze snadno potlačit vhodnou pásmovou propustí. Naopak složky třetího řádu se pásmovou filtrací potlačují obtížně, protože leží v těsné blízkosti užitečných složek. Nepřestoupí-li však vybuzení dvojbranu užitečnými signály f_1, f_2 určitou hranici, je možné udržet intermodulační složky třetího řádu pod úrovní jeho vlastního šumu, [2].



Obr. 2.4: Spektrální diagram intermodulačních složek (převzato z [2]).

Mají-li základní složky f_1, f_2 stejné amplitudy, má intermodulační složka třetího řádu amplitudu úměrnou třetí mocnině této amplitudy. Do diagramu s logaritmickými stupnicemi obou os se proto zobrazí jako přímka, která má trojnásobnou strmost v porovnání se složkami základními. Tato přímka určuje svým průsečíkem se šumovým pozadím vstupní výkon P_{i3} případně výstupní výkon P_{o3} , při kterém intermodulační složky třetího řádu začínají vystupovat nad šumové pozadí. Výkony P_{o3} a P_{so} potom vymezují dynamický rozsah bez intermodulačního zkreslení SFDR. Přímkové aproximace obou charakteristik se protínají v bodě P_h , označovaném jako bod zahrazení, [2].

Změření přesné polohy bodu P_h (IP3) bývá obtížné, proto se pro hrubou orientaci používá úvaha, že poloha tohoto bodu je zhruba 14,5 dB nad úrovní jednodéciblové komprese (nad úrovní P_{-1}). Z toho vyplývá, že 14,5 dB pod úrovní IP3 začíná klesat výkonový přenos dvojbranu a nastává takzvaná komprese. Bod IP3 můžeme tedy dostat pouze extrapolací lineárních částí nakreslených závislostí.

Pokud tedy na vstupních obvodech přijímače vzniknou rušivé produkty, tak nejnebezpečnější budou produkty lichých řádů, z nichž největší úroveň mají kombinační složky třetího řádu ($2f_1-f_2$ a $2f_2-f_1$), které se označují jako IMD3. Jakmile k intermodulačnímu zkreslení v přijímači dojde, nedá se odstranit ani potlačit, proto se musí jeho vzniku zabránit. Přijímač musí mít na vstupu obvody s co největší selektivitou a pokud je přijímaný užitečný signál na dostatečné úrovni, může se předřazeným útlumovým článkem jeho úroveň snížit až na potřebnou hodnotu odstupu signálu od šumu. Tím se samozřejmě výkonově zeslabí i rušivý signál, který by bez zeslabení mohl intermodulační zkreslení vyvolat, [3].

Vzorce uvedené v části dynamický rozsah byly převzaty z [2].

3 Návrh zesilovače

Navrhovaný zesilovač má pracovat v pásmu 70 cm. Ze základního vztahu pro výpočet vlnové délky viz (3.1) vyplývá, že zesilovač bude pracovat na kmitočtu přibližně 428,57 MHz. Z požadavku na pásmo propustnosti filtru je však zřejmé, že střed přenášeného pásma signálu má hodnotu 435 MHz, proto bude tato frekvence použita u všech následujících výpočtů a simulací. Vztah pro výpočet vlnové délky byl převzat z [5].

$$\lambda = \frac{c}{f} \Rightarrow f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{0,7} = \underline{428,57 \text{ MHz}} \quad (3.1)$$

λ vlnová délka
 c rychlost světla.

3.1 ESD ochrana vstupu

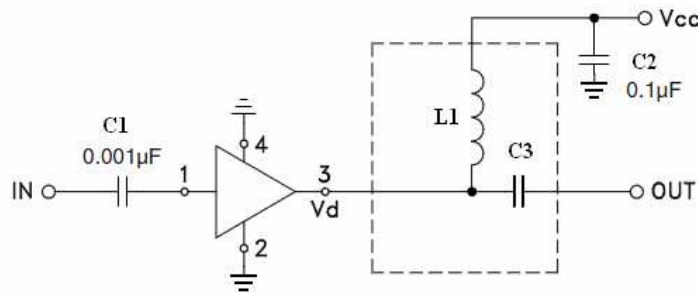
ESD ochrana znamená ochranu obvodu proti elektrostatickému náboji, který může vzniknout, například pokud se obvod ocitne v elektrostatickém poli nebo pokud se ho dotkneme rukou nebo nářadím, které je elektrostaticky nabit.

Při použití přepět'ových ochranných prvků ve vysokofrekvenčních systémech je problematická velká hodnota vlastní kapacity těchto prvků, protože může způsobovat útlum užitečných vysokofrekvenčních signálů. Aby bylo působení vlastní kapacity co nejmenší, bude ESD ochrana tvořena integrovaným obvodem BAV99W, který v pouzdře obsahuje dvě nízkokapacitní Schottkyho diody. Tyto diody mají dobu zotavení $T_{rr} = 4 \text{ ns}$ a vlastní kapacita diod se při přivedeném napětí pohybuje v rozmezí od 0,4 do 0,6 pF. Tyto parametry byly převzaty z katalogového listu, [8]. Schottkyho diody využívají přechodu kov-polovodič a používají se jako rychlé spínače a detektory v pásmu centimetrových vln.

Zapojení jakéhokoli přepět'ového ochranného prvku do vedení musí být především takové, aby jeho vlastní drátové přívody byly co možná nejkratší, protože při příchodu vstupního rušivého impulsu vzniká vlivem indukčnosti dlouhých přívodů a vlastní kapacity ochranného prvku ostrý napět'ový impuls, [4].

3.2 Zesilovač

Jako vlastní zesilovač bude použit integrovaný obvod PGA-103+ od firmy Mini-Circuits. Zesilovač je impedančně přizpůsoben na $50\ \Omega$ a může pracovat v rozsahu od 50 MHz do 4 GHz. Zesilovač bude napájen napětím o velikosti 5 V. Na frekvenci 400 MHz má zesilovač zisk 22,1 dB, šumové číslo 0,5 dB a výstupní IP3 39 dBm. Parametry zesilovače byly převzaty z katalogového listu, viz [9]. Obvody pro nastavení pracovního bodu, jak je doporučuje výrobce, jsou uvedeny na Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Zapojení zesilovače (převzato z [9]).

$$X_{C3} = \frac{Z_0}{4} = \frac{50}{4} = \underline{12,5\ \Omega} \quad (3.2)$$

$$X_{L1} = 4 \cdot Z_0 = 4 \cdot 50 = \underline{200\ \Omega} \quad (3.3)$$

$$X_{C3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{X_{C3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{1}{12,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 435 \cdot 10^6} = \\ = 2,93 \cdot 10^{-11} \Rightarrow \underline{33\ pF} \quad (3.4)$$

$$X_{L1} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_1 \Rightarrow L_1 = \frac{X_{L1}}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{200}{2 \cdot 3,14 \cdot 435 \cdot 10^6} = 73,2 \cdot 10^{-9} \Rightarrow \underline{68\ nH} \quad (3.5)$$

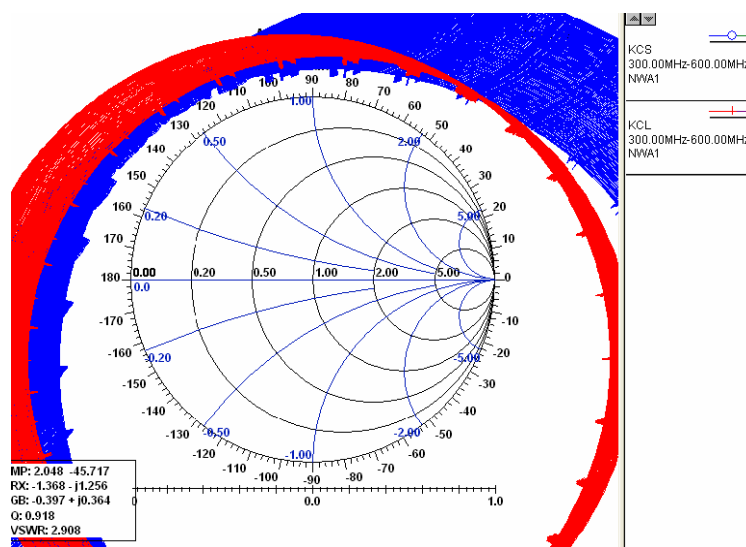
X_{C3} reaktance kondenzátoru C_3
 X_{L1} reaktance cívky L_1
 Z_0 vst. a výst. impedance vedení.

Hodnoty součástek C_3 a L_1 u výpočtů (3.4) a (3.5) jsou zaokrouhleny podle výrobních řad s ohledem na fakt, že velikost kapacity kondenzátoru a indukčnost cívky se snižuje s rostoucí frekvencí. Vztahy pro výpočet součástek C_3 a L_1 byly převzaty z [1] a [5].

Simulace stability zesilovače

V programu Ansoft designer byl vložený zesilovač doplněn o krátké připojovací úseky vedení, navržené na impedanci $50\ \Omega$, jejichž šířka w_2 byla vypočtena pomocí online kalkulátoru [10]. Délka připojovacího vedení nemá na funkci zesilovače žádný vliv, proto může být volena libovolně.

Z frekvenčního rozmítání kružnic stability vstupu a výstupu zesilovače viz Obr. 3.2 v rozsahu od 300 do 600 MHz vyplývá, že zesilovač je na požadované frekvenci 435 MHz stabilní, neboť žádná z kružnic neprochází Smithovým diagramem.



Obr. 3.2: Frekvenční rozmítání kružnic stability.

3.3 Filtr

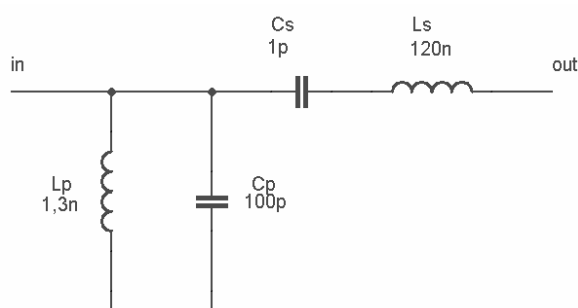
Za zesilovačem bude zařazen pasivní filtr typu pásmová propust' s pásmem propustnosti 420 až 450 MHz. Na dané frekvenci může být filtr realizován buď z diskretních LC součástek nebo některou mikropáskovou strukturou. Filtr konstruovaný na tuto frekvenci má však nevýhodu v tom, že v případě LC filtru budou hodnoty součástek příliš malé a při jejich zaokrouhlování podle výrobních řad dojde k rozladění filtru. Dalším problémem takto malých hodnot jsou výrobní tolerance součástek. Nevýhodou mikropáskového filtru na požadované frekvenci jsou jeho poměrně velké rozměry.

3.3.1 Filtr tvořený LC součástkami

Filtry LC mají oproti filtrům tvořeným pouze rezistory a kondenzátory strmější průběh frekvenční charakteristiky filtru na rozhraní propustného a nepropustného pásma. Vhodné aproximace pro realizaci filtru jsou Butterworthova a Chebysheva aproximace.

Butterworthova aproximace patří mezi nepoužívanější typ aproximace, protože je obvykle přijatelným kompromisem mezi požadovanou linearitou fázové charakteristiky a dosažitelným útlumem modulové kmitočtové charakteristiky i při nízkém řádu filtru, [7]. Při simulacích navrhovaných filtrů ale vykazovala mnohem lepší vlastnosti pásmová propust' s Chebyshevovou aproximací. Chebysheva aproximace je izoextremální (dochází ke zvlnění modulové charakteristiky v propustném pásmu) a umožňuje dosáhnout prakticky nejstrmější charakteristiky v přechodném pásmu s velkým potlačením přenosu v nepropustném pásmu i při poměrně nízkém řádu filtru. Nevýhodou této aproximace je však větší nelinearita fázové charakteristiky a tomu odpovídající větší odchylka skupinového zpoždění, [7]. Na tento fakt byl ale při návrhu brán ohled, a to volbou malého zvlnění modulové charakteristiky (téměř konstantního přenosu v propustném pásmu). Tím se sice částečně snížila strmost charakteristiky, ale došlo ke zlepšení fázových vlastností a odezvy na jednotkový skok.

Zapojení filtru, viz Obr. 3.3, bylo zjištěno na základě analýzy v programu Filter solutions s ohledem na impedanční přizpůsobení vstupu a výstupu na 50 Ω . Jedná se o filtr čtvrtého řádu s přenosovou funkcí (3.6) odvozenou pomocí programu Filter solutions. Hodnoty součástek v zapojení jsou již zaokrouhleny podle výrobní řady.

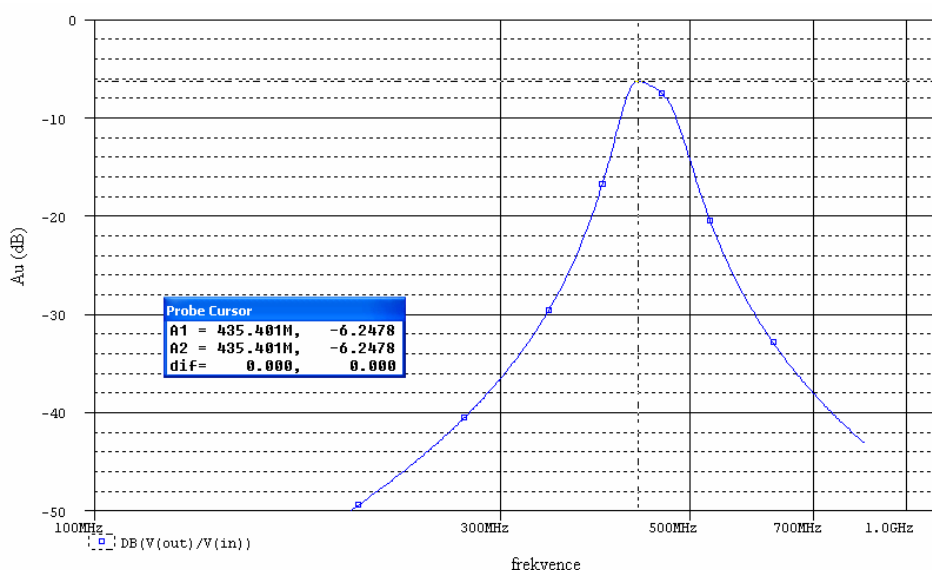


Obr. 3.3: Zapojení LC pásmové propusti.

$$K(s) = \frac{6,983e16 \cdot s^2}{s^4 + 3,737e8 \cdot s^3 + 1,453e19 \cdot s^2 + 2,703e27 \cdot s + 5,23e37} \quad (3.6)$$

Z frekvenční charakteristiky filtru na Obr. 3.4 simulované v programu PSpice je patrné, že signál procházející filtrem bude tlumen o 6 dB, přičemž po případném zkonstruování filtru by byl útlum ještě daleko větší. Frekvence odpovídající poklesu o 3 dB od středu přenášeného pásma jsou 417 MHz a 479 MHz. Z tohoto důvodu bude vhodnější použít některý typ mikropáskového filtru. Tím se zároveň předejde vzniku možných parazitních indukčností na vedení, které by mohly nepříznivě ovlivnit velice

malé hodnoty použitých cívek, čímž by došlo k rozladění filtru.

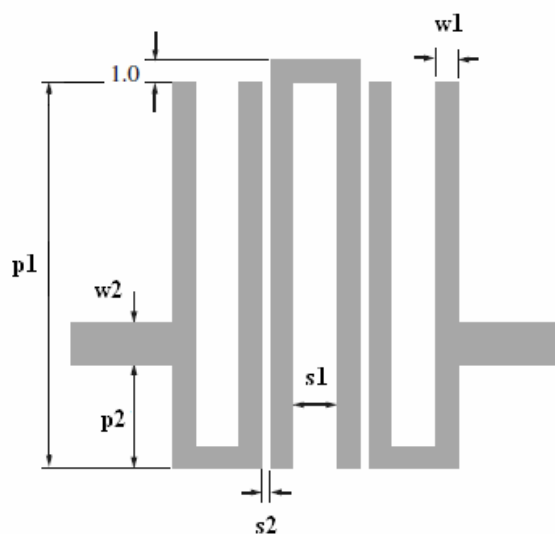


Obr. 3.4: Frekvenční charakteristika LC filtru.

3.3.2 Mikropáskový filtr

Jako mikrovlnný planární filtr bude použit filtr typu hairpin. Tyto filtry bývají tvořeny lichým počtem vázaných rezonátorů ve tvaru písmene U s kapacitní vazbou realizovanou pomocí jejich vzájemného odstupu. Vstupní a výstupní vazba bude provedena prostou odbočkou od konce krajního rezonátoru. Tato vazba je rovněž proveditelná dalším vázaným vedením. Tvar rezonátoru nemůže být libovolný. Na výslednou charakteristiku filtru mají vliv všechny rozměry uvedené na Obr. 3.5, které se navíc vzájemně ovlivňují. Pokud by byl rezonátor ve tvaru U příliš široký (spodní strana je srovnatelně dlouhá nebo delší než boční strany), snižuje se vazba mezi sousedními rezonátory. Pokud bude rezonátor příliš úzký, dojde k nárůstu nežádoucí vazby mezi bočními stranami rezonátoru, [14].

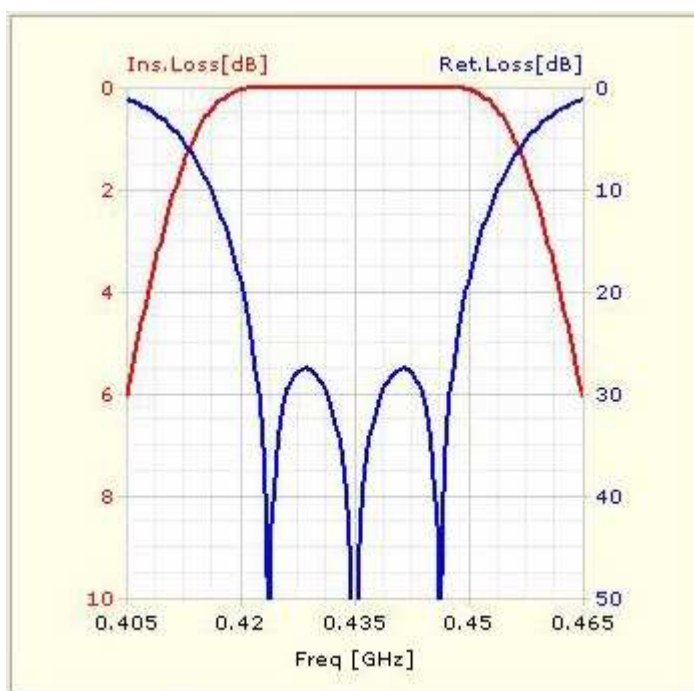
Prvotní návrh filtru byl proveden v programu Ansoft designer pomocí nástroje Filter Design. Na Obr. 3.5 je vidět schéma navrhovaného filtru třetího řádu s Chebyshevovou aproximací, jehož rozměry jsou uvedeny v Tab. 3.1. Na Obr. 3.6 je pak pásmo propustnosti tohoto filtru. Jako substrát pro výrobu filtru bude použit materiál FR4 o tloušťce 0,79 mm s relativní permitivitou 4,4 a vrstvou mědi 35 μm . Šířka připojovacího vedení w_2 byla zjištěna pomocí online kalkulatoru, [10].



Obr. 3.5: Obecné schéma hairpin filtru (převzato z [12]).

p1 (mm)	p2 (mm)	s1 (mm)	s2 (mm)	w1 (mm)	w2 (mm)
93,51	27,58	0,87	0,51	2,1	1,47

Tab. 3.1: Rozměry hairpin filtru.



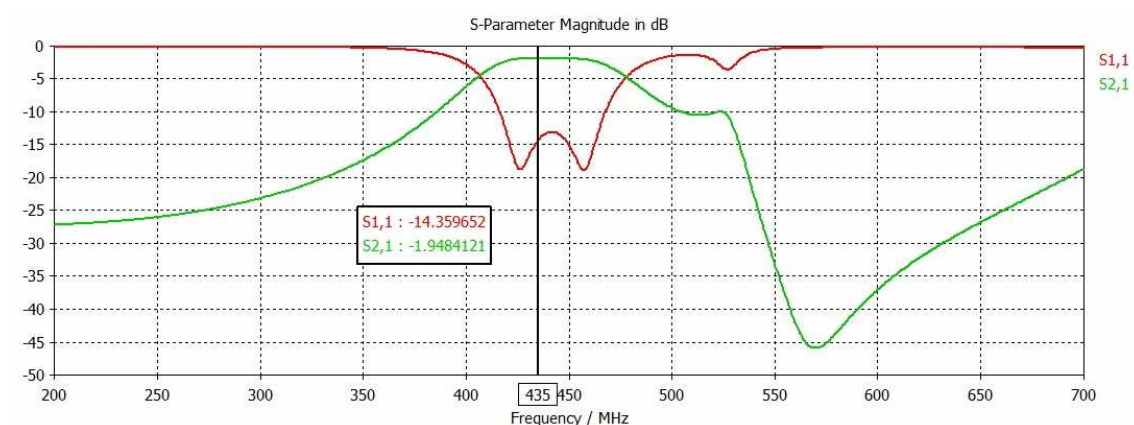
Obr. 3.6: Charakteristika filtru podle Ansoft designeru.

Výška připojeného vedení p_2 lze přibližně vypočítat podle vztahu (3.7), [12].

$$p2 = \frac{2 \cdot p1}{\pi} \cdot \sin^{-1} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{Z_0 / Z_r}{Q_e}} \quad (m) \quad (3.7)$$

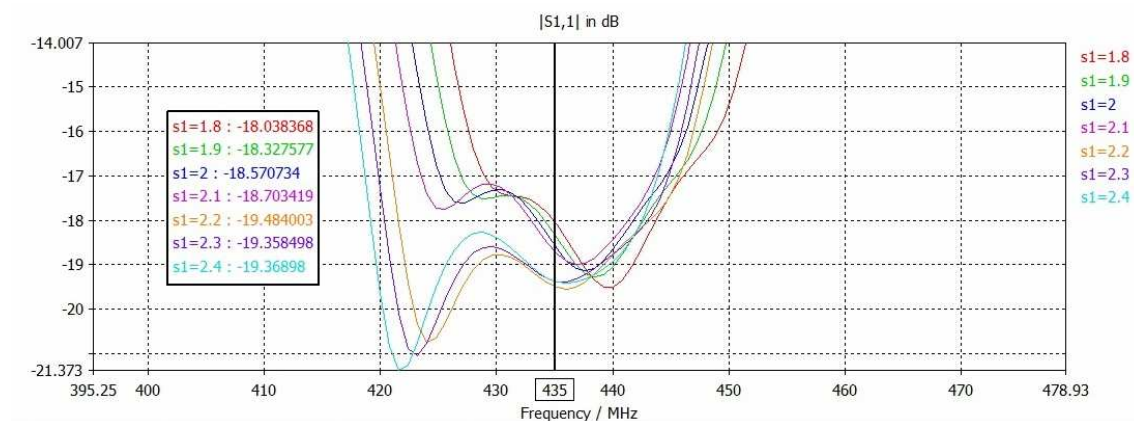
p1výška rezonátoru
 p2výška připojeného vedení
 Z₀.....char. impedance vedení
 Z_r.....char. impedance rezonátoru
 Q_ečinitel kvality.

Navržený filtr byl poté nakreslen a simulován v programu CST Microwave studio. Průběh simulace, viz Obr. 3.7, však neodpovídá údajům z programu Ansoft designer, proto muselo dojít k úpravě jeho rozměrů.



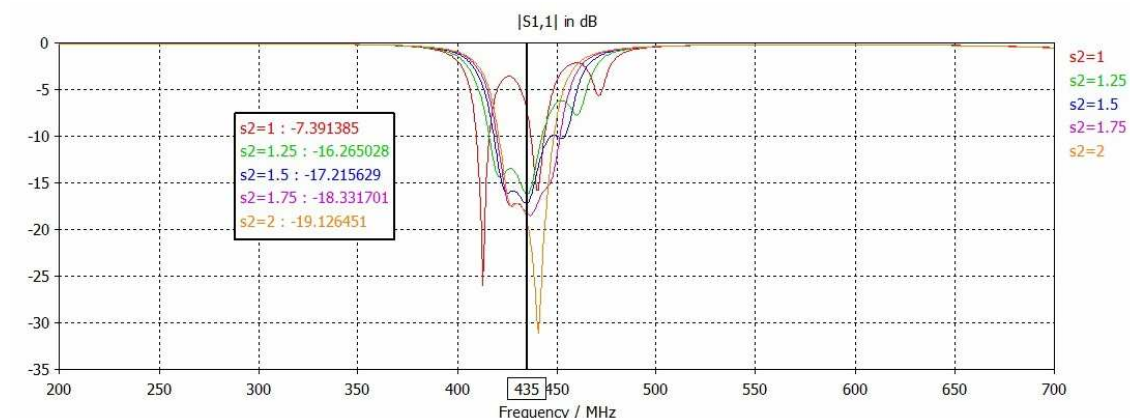
Obr. 3.7: Simulace pro rozměry získané z Ansoft designeru.

Požadované šířce pásma propustnosti bylo dosaženo zmenšením výšky připojeného vedení p2. Na základě parametrické analýzy rozměru s1 (šířka vnitřního prostoru U rezonátoru), pro výšku připojeného vedení 21,5 mm a vzdálenost mezi rezonátory větší než 1 mm viz Obr. 3.8, byla jako optimální stanovena velikost tohoto parametru rovna 2,2 mm.



Obr. 3.8: Rozmítání parametru s1.

Po úpravě rozměru s_1 byla provedena parametrická analýza veličiny s_2 (vzdálenost mezi jednotlivými U rezonátory) viz Obr. 3.9. Filtr pracoval nejlépe s mezerou mezi rezonátory rovnu 1,75 mm. Tato hodnota byla na základě pozdějších simulací ještě upravena na 1,8 mm.

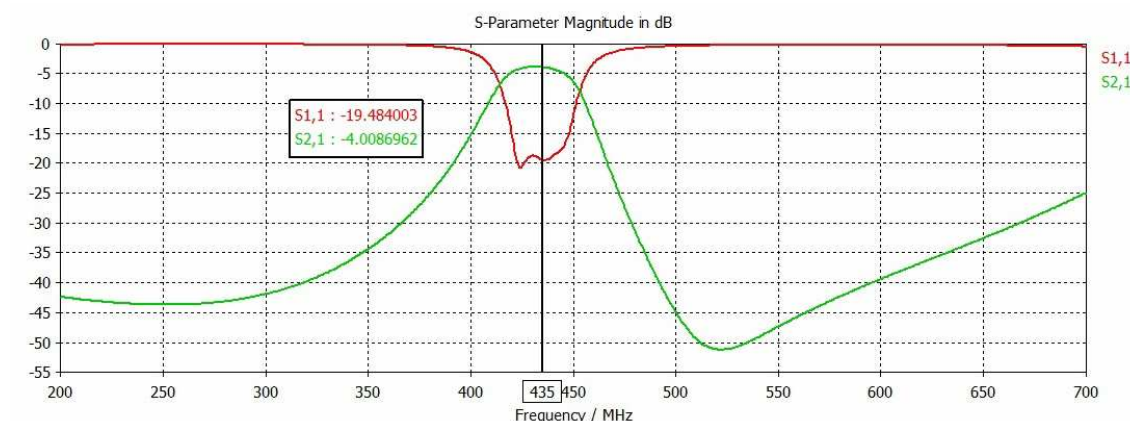


Obr. 3.9: Rozmítání parametru s_2 .

Po úpravě rozměrů a vzdáleností jednotlivých rezonátorů a výšek připojovaného vedení, viz Tab. 3.2, došlo ke zlepšení charakteristiky filtru odpovídající zadaným požadavkům, viz Obr. 3.10.

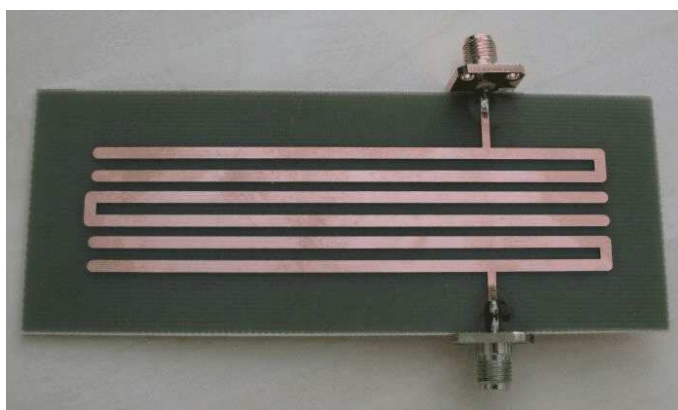
p1 (mm)	p2 (mm)	s1 (mm)	s2 (mm)	w1 (mm)	w2 (mm)
93,51	21,5	2,2	1,8	2,1	1,47

Tab. 3.2: Rozměry hairpin filtru, 1. verze.

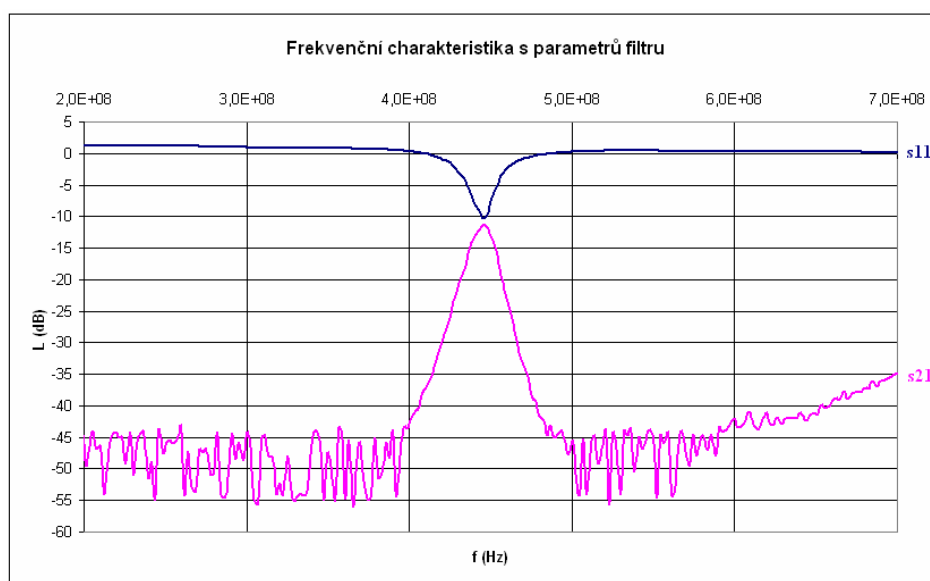


Obr. 3.10: Výsledná charakteristika hairpin filtru, 1. verze.

Zkonstruovaný filtr byl opatřen SMA konektory viz Obr. 3.11. Na Obr. 3.12 je pak vidět změřený průběh parametrů s_{11} (činitel odrazu) a s_{21} (přenos v přímém směru). Střed přenášeného pásma kmitočtu je mírně posunut z 435 MHz na 447 MHz. Větším problémem je však značný útlum filtrovaného signálu, a to o 12 dB. Rovněž parametr s_{11} se zhoršil, z teoretického předpokladu -19,5 dB činí ve skutečnosti pouze -10 dB. Měření bylo provedeno pomocí skalárního (měří pouze amplitudu s-parametrů) analyzátoru Anritsu 54147A s frekvenčním rozsahem 10 až 20 GHz.



Obr. 3.11: Hairpin filtr, 1. verze.

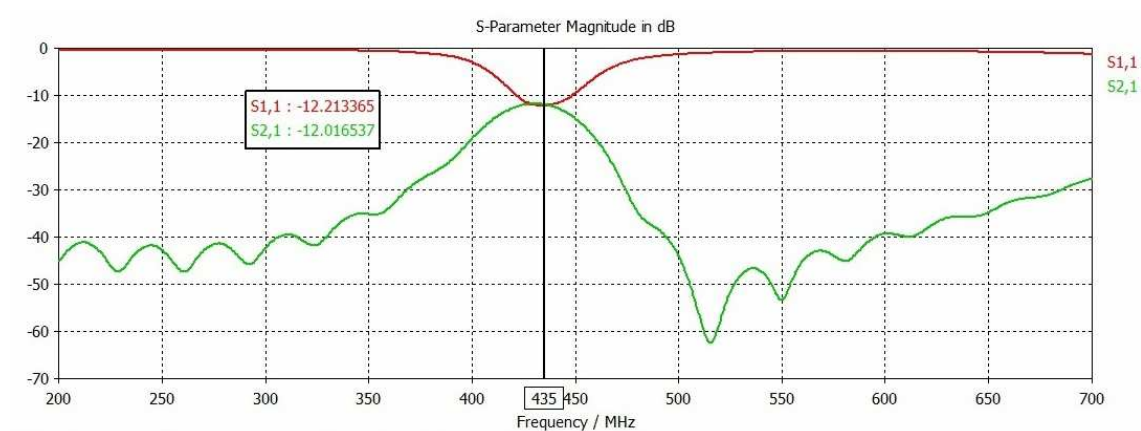


Obr. 3.12: Analýza realizovaného filtru, 1. verze.

Problém s posunutím středního kmitočtu lze lehce odstranit. Při teoretickém návrhu bylo totiž uvažováno, že relativní permitivita použitého materiálu FR4 je 4.4, ve skutečnosti však tato hodnota kolísá (v rozmezí přibližně od 4 do 4,8), přičemž vždy závisí na konkrétní použité desce. V programu CST studio bylo zjištěno, že pro dané rozměry filtru, odpovídá změřenému průběhu s posunutou frekvencí na 447 MHz

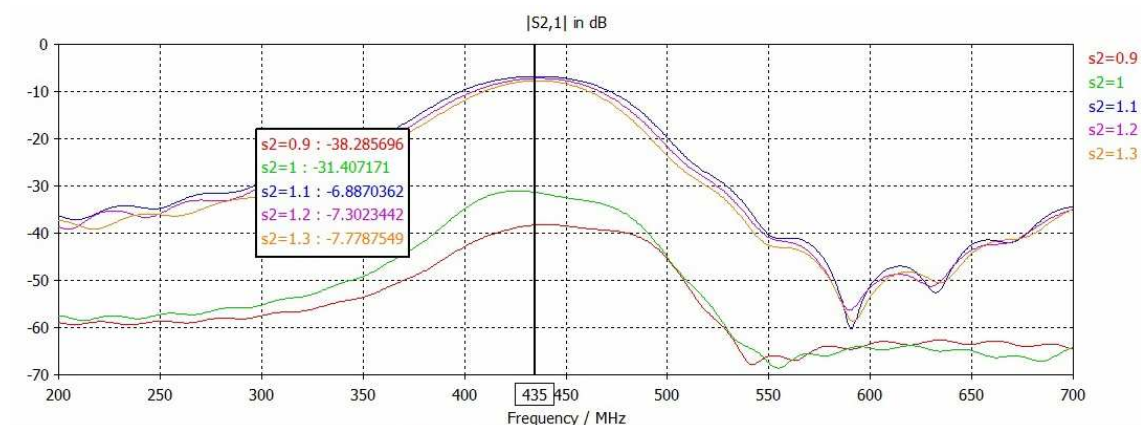
relativní permitivita 4,1. Na základě tohoto výsledku je potřeba filtr znovu vyladit na požadovaný kmitočet změnou jeho rozměrů. Na frekvenční posun přenášeného pásma má největší vliv výška jednotlivých rezonátorů p_1 (při jejím zvyšování dochází k posunu středního kmitočtu na nižší frekvenci). K posunu středu přenášeného pásma z 447 MHz na hodnotu 435 MHz došlo po prodloužení výšek rezonátorů o 3,29 mm.

Ke změně útlumu signálu filtru došlo z důvodu rozdílné hodnoty ztrátového činitele materiálu uvažované při simulaci a ve skutečnosti. Při teoretickém návrhu byly uvažovány ztráty $\text{tg}\delta$ rovny 0,01. Výsledný útlum zkonstruovaného filtru však odpovídá ztrátám 0,04. Po změně hodnot relativní permitivity a ztrátového činitele použitého materiálu je průběh simulace totožný jako změřená charakteristika zkonstruovaného filtru, viz Obr. 3.13.

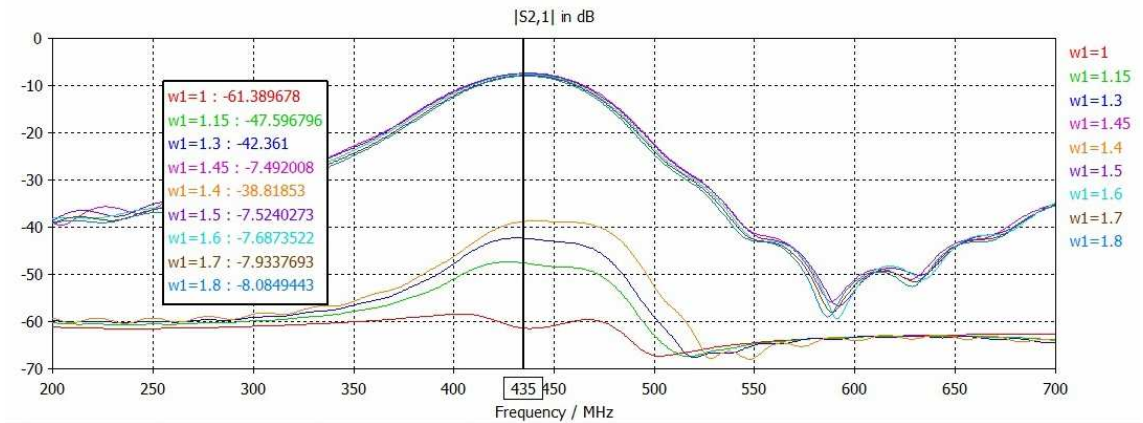


Obr. 3.13: Char. po úpravě relativní permitivity a ztrátového činitele.

Na hodnotu přenosu filtru v přímém směru s_{21} má největší vliv mezera s_2 mezi jednotlivými U rezonátory, viz Obr. 3.14 a šířka w_1 U rezonátorů, viz Obr. 3.15.



Obr. 3.14: Vliv parametru s_2 na přenos filtru.

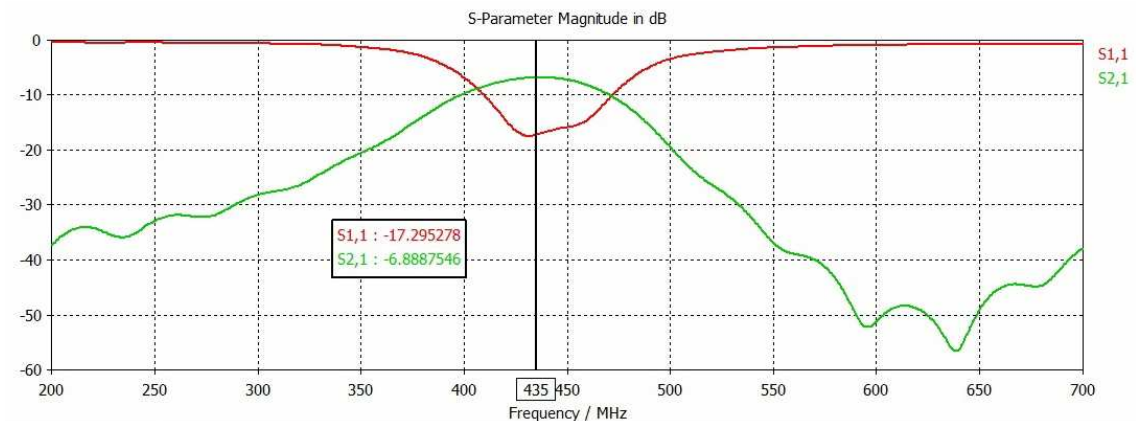


Obr. 3.15: Vliv parametru w_1 na přenos filtru.

Aby byl navržený filtr pro nově zjištěné hodnoty relativní permitivity a činitele ztrát použitelný, neměl by jeho útlum přesahovat 3 dB. Nejlepší možný přenos filtru, viz. Obr. 3.16 pro rozměry uvedené v Tab. 3.3 měl na požadované frekvenci 435 MHz stále útlum necelých 7 dB a proto je pro použití v zesilovači nevhodný.

p1 (mm)	p2 (mm)	s1 (mm)	s2 (mm)	w1 (mm)	w2 (mm)
96,8	35	2,2	1,1	1,5	1,55

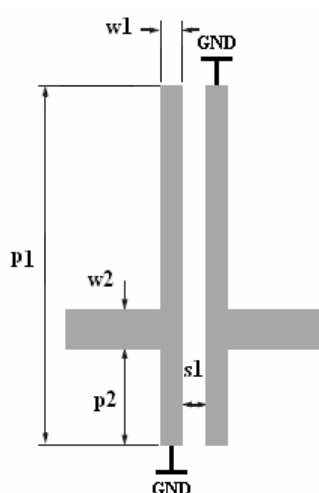
Tab. 3.3: Rozměry hairpin filtru (1. verze) po doladění.



Obr. 3.16: Hairpin filtr (1. verze) po doladění.

Filtr typu interdigital

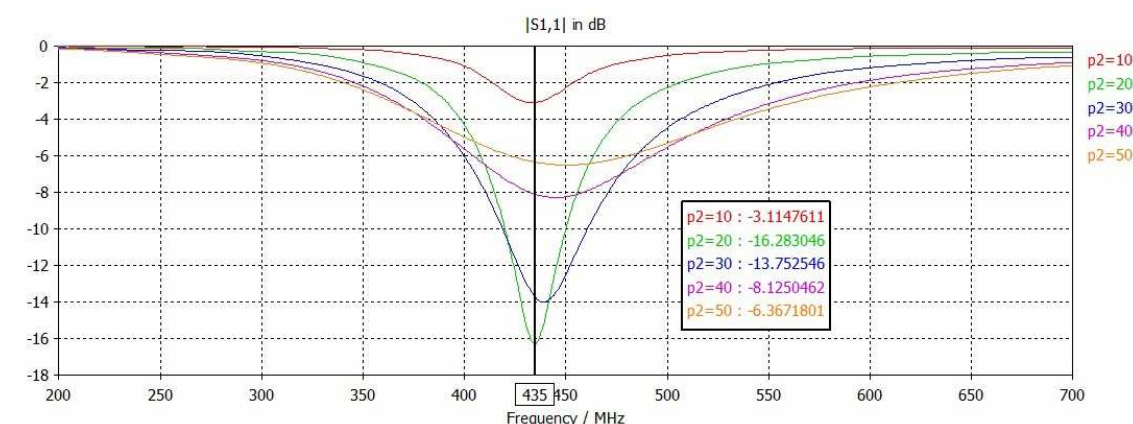
Alternativou k předchozímu hairpin filtru by mohl být filtr typu interdigital uvedený na Obr. 3.17. Tento filtr druhého řádu s Chebyshevovou aproximací je tvořen dvojicí uzemněných mikropásků dlouhých přibližně $\lambda/4$. Prvotní návrh byl opět proveden v programu Ansoft designer. Tyto rozměry však neodpovídaly simulaci v programu CST Microwave studio. Tab. 3.4 uvádí konečné rozměry pro nejlepší možný průběh filtru, viz Obr. 3.19. Hodnota přenosu s_{21} je nejvíce ovlivňována mezerou mezi mikropásky s_1 . Filtr sice splňuje požadavek na útlum, který je pouze 2.57 dB, avšak charakteristika nevykazuje dostatečnou strmost pro odfiltrování nežádoucích kmitočtů. Tento filtr tedy není možné v zesilovači použít.



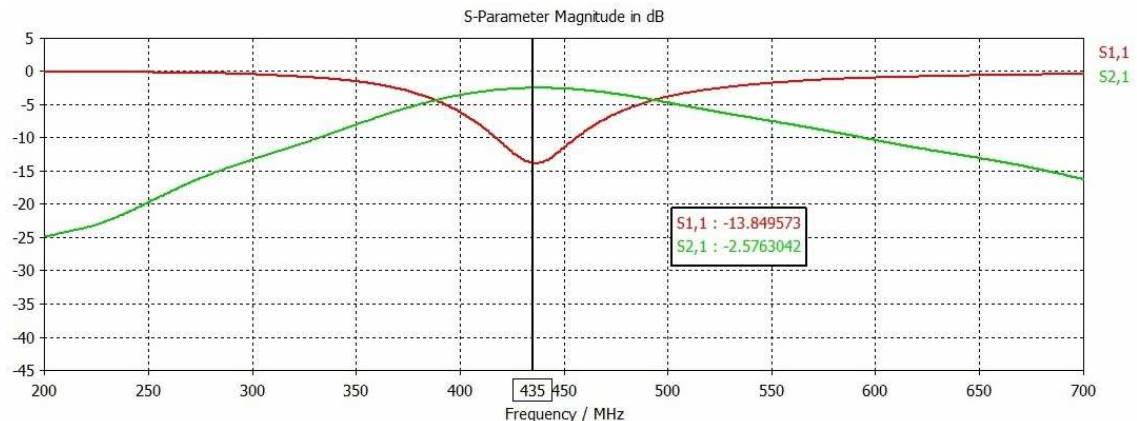
Obr. 3.17: Obecné schéma interdigital filtru (převzato z [12]).

p1 (mm)	p2 (mm)	s1 (mm)	w1 (mm)	w2 (mm)
100,3	20	0,68	1,5	1,55

Tab. 3.4: Výsledné rozměry interdigital filtru.



Obr. 3.18: Vliv výšky připojeného vedení.

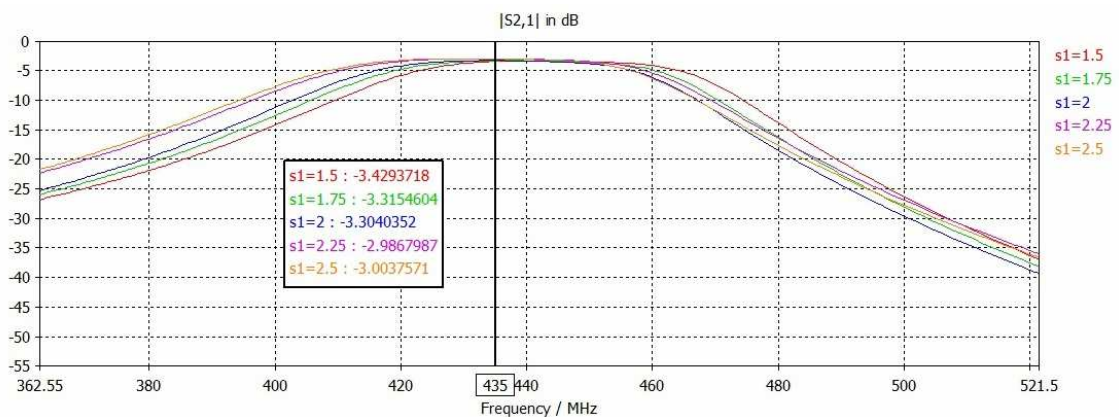


Obr. 3.19: Výsledná charakteristika interdigital filtru.

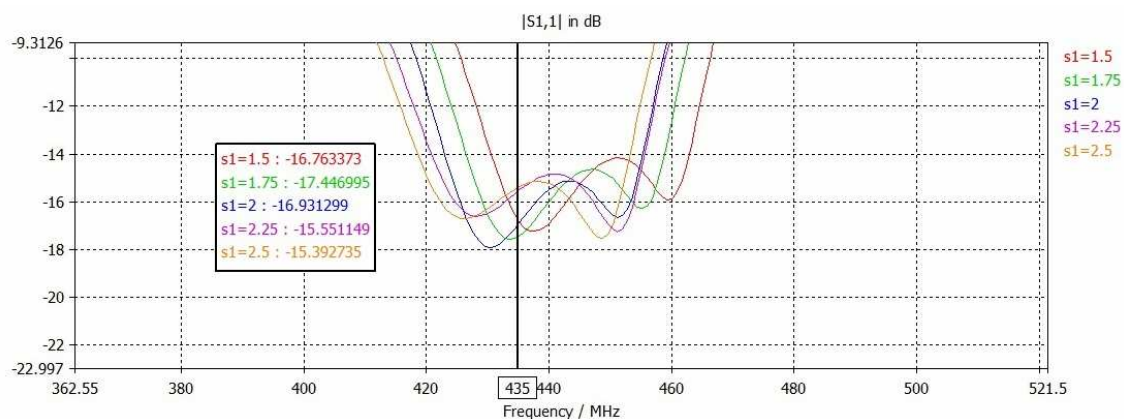
Hairpin filtr, 2.verze

Ke zlepšení vlastností původně navrženého hairpin filtru by mohlo dojít při použití jiného materiálu. Pro výrobu nového filtru bude použit substrát RF35A, o tloušťce 0,76 mm s relativní permitivitou 3,5 a vrstvou mědi 35 μm . Ztrátový činitel $\text{tg}\delta$ uváděný výrobcem má hodnotu 0,0018 [15].

Filtr vykazoval nejmenší útlum na frekvenci 435 MHz pro vzdálenost mezi rezonátory rovnu 1,1 mm v závislosti na ostatních rozměrech filtru. Z parametrických analýz rozměru s_1 a jeho vlivu na přenos (Obr. 3.20) a odraz (Obr. 3.21) vyplývá, že optimální šířka vnitřního prostoru U rezonátoru bude 2,2 mm.

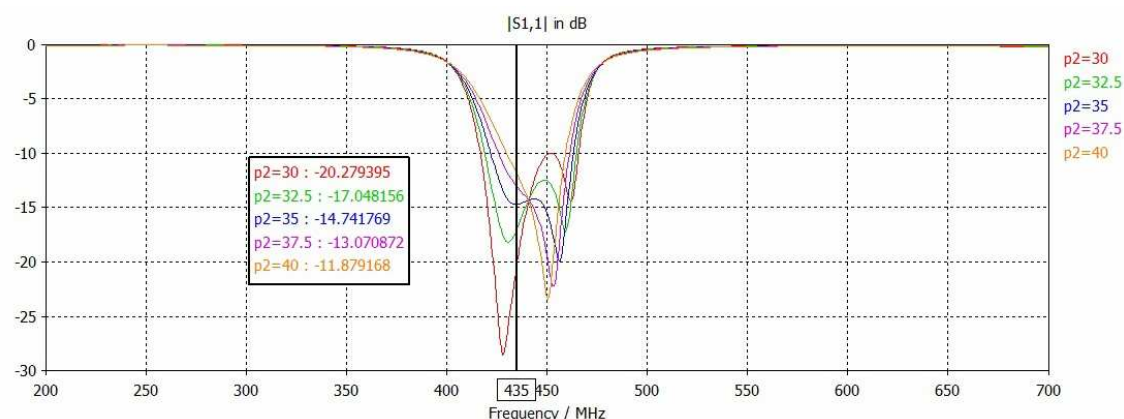


Obr. 3.20: Rozmítání parametru s_1 pro přenos filtru.



Obr. 3.21: Rozmítání parametru s1 pro odraz filtru.

Z Obr. 3.22 je zřejmé, že nejvhodnější bude připojit vedení k filtru ve výšce 35 mm.

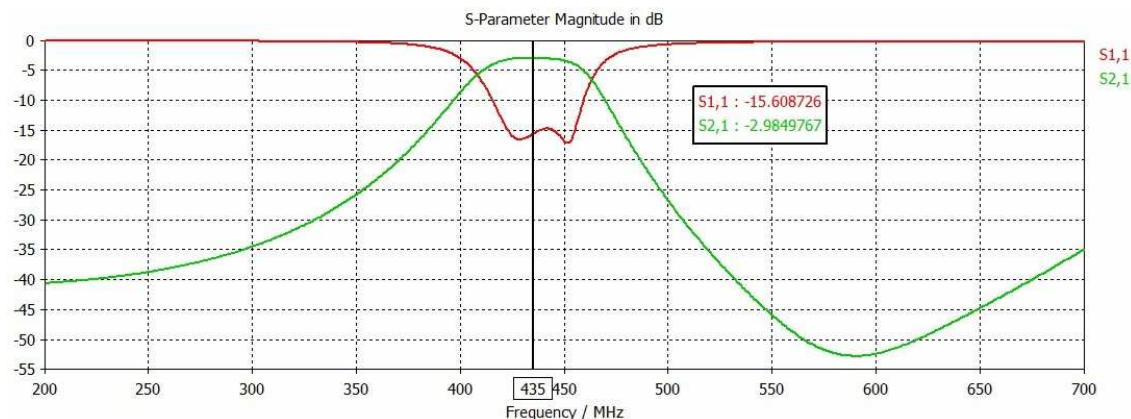


Obr. 3.22: Rozmítání parametru p2, 2. verze.

Nově upravené rozměry filtru jsou uvedeny v Tab. 3.5. Jim odpovídající průběhy křivek s11 a s21 jsou vidět na Obr. 3.23. Útlum filtru na střední frekvenci jsou necelé 3 dB. Šířka připojovacího vedení w2 byla přepočtena pomocí online kalkulatoru, [10].

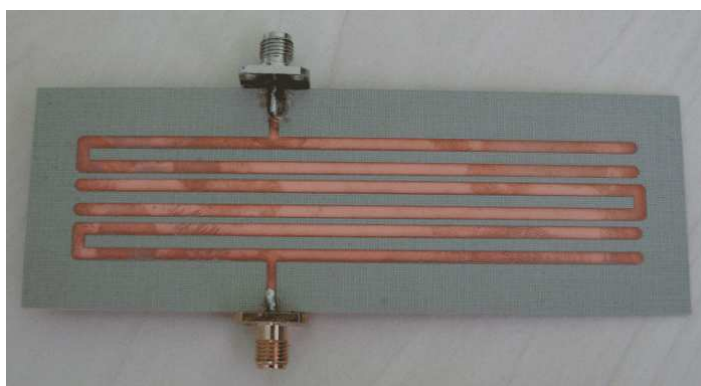
p1 (mm)	p2 (mm)	s1 (mm)	s2 (mm)	w1 (mm)	w2 (mm)
103	35	2,2	1,1	2,36	1,66

Tab. 3.5: Rozměry hairpin filtru, 2. verze.

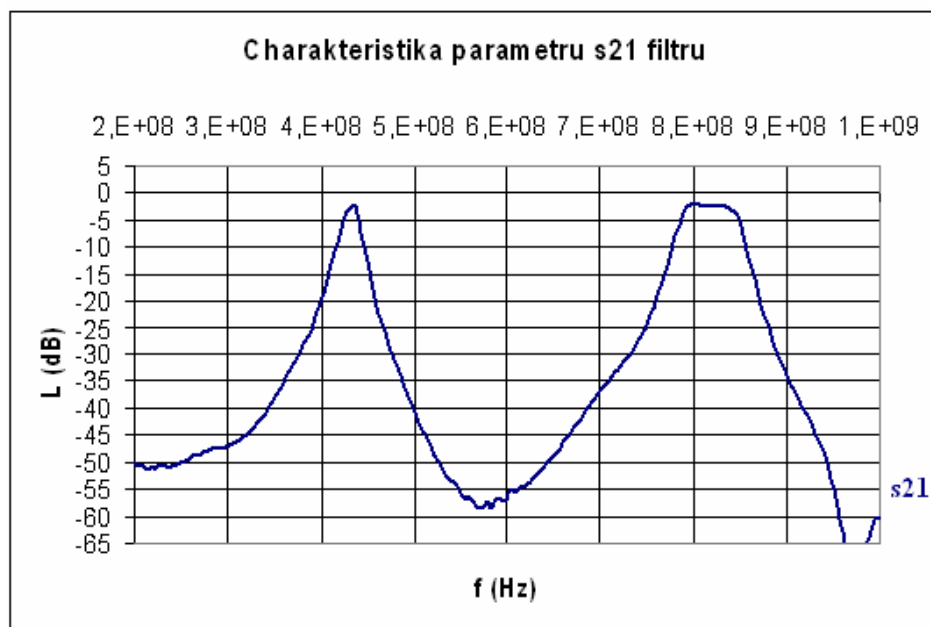


Obr. 3.23: Výsledná charakteristika hairpin filtru, 2. verze.

Zkonstruovaný filtr, viz Obr. 3.24, byl změřen pomocí vektorového (je schopen měřit amplitudu i fázi) obvodového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVL. Střední frekvence zkonstruovaného filtru měla hodnotu přesně 435 MHz s útlumem 2,5 dB, což je o 0,5 dB lepší výsledek, než u provedené simulace. Pásmo propustnosti pro pokles o 3 dB bylo v rozsahu od 424 do 441 MHz. Z Obr. 3.25 je však také vidět, že na zhruba dvojnásobném kmitočtu došlo k replice pásma propustnosti. Tento parazitní přenos na frekvenci 800 MHz je nutné potlačit.



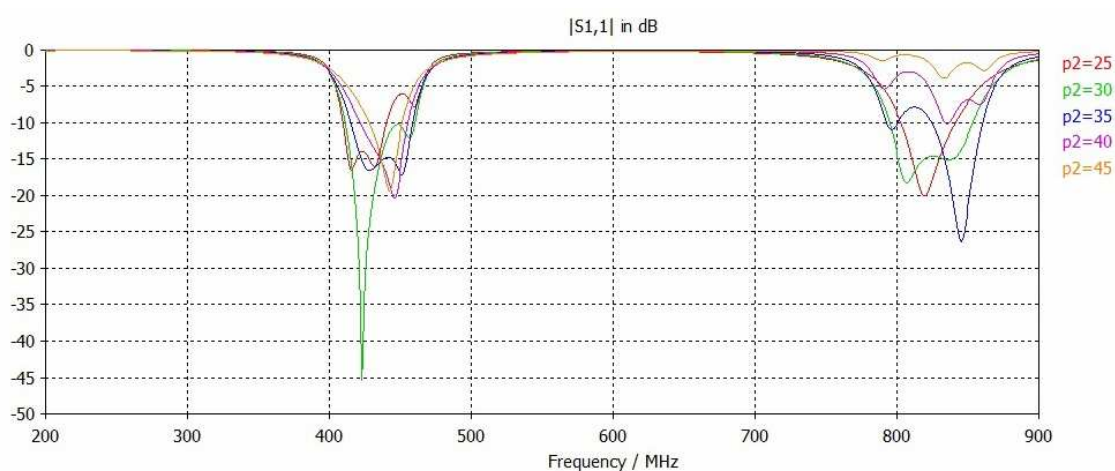
Obr. 3.24: Hairpin filtr, 2. verze.



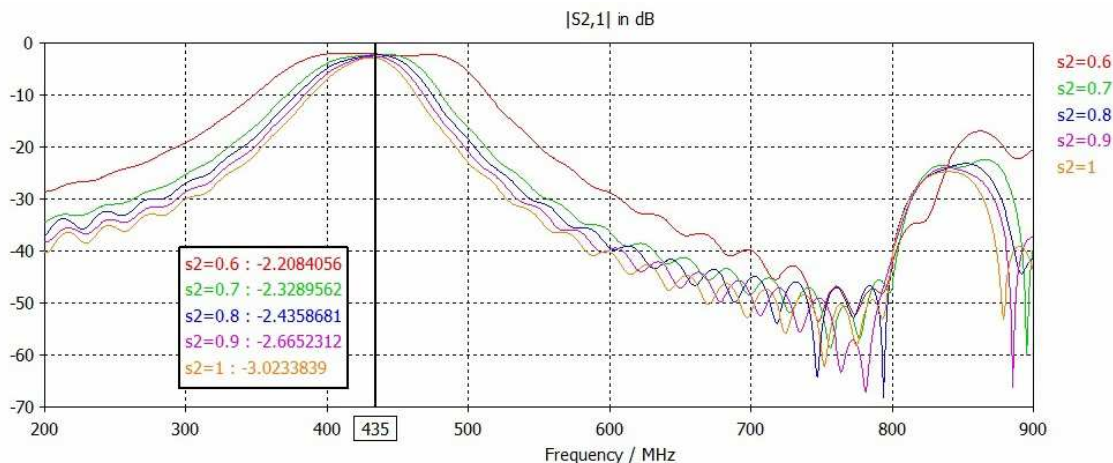
Obr. 3.25: Analýza realizovaného filtru, 2. verze.

Hairpin filtr, 3.verze

Přenos na frekvenci 800 MHz lze eliminovat změnou výšky připojeného vedení, jak je vidět na Obr. 3.26. Nejlepší vlastnosti vykazoval filtr pro výšku připojení rovnou 50 mm. Tato změna umožňuje také zmenšit vzdálenost mezi jednotlivými rezonátory, viz Obr. 3.27 a tím dosáhnout snížení útlumu v propustném pásmu na 2,22 dB pro frekvenci 435 MHz. Výsledné rozměry filtru uvádí Tab. 3.6 a jim odpovídající průběhy s-parametrů jsou vidět na Obr. 3.28.



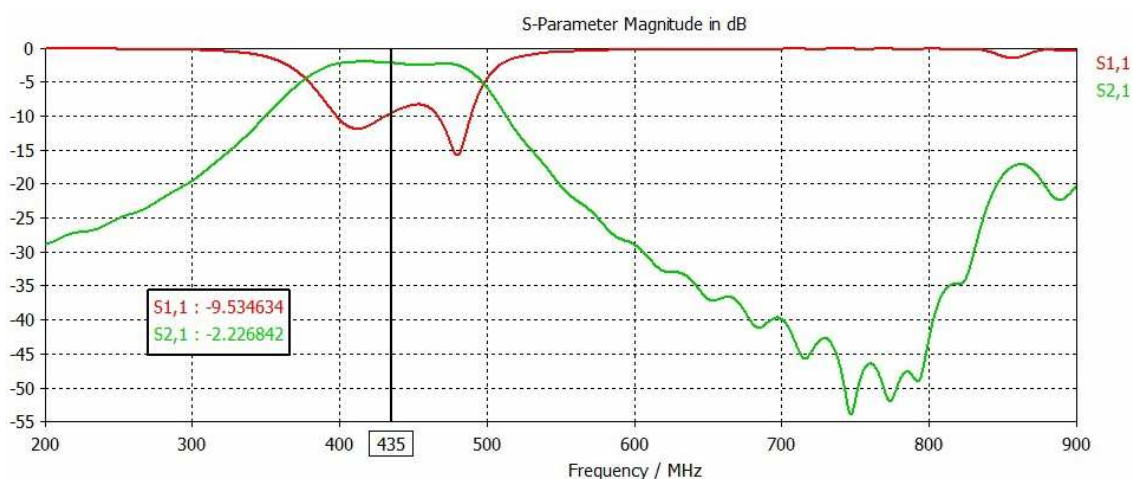
Obr. 3.26: Rozmítání parametru p2, 3. verze.



Obr. 3.27: Rozmítání parametru s_2 , 3. verze.

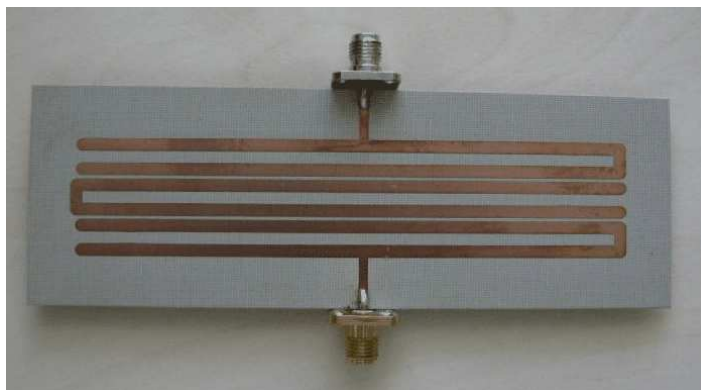
p1 (mm)	p2 (mm)	s1 (mm)	s2 (mm)	w1 (mm)	w2 (mm)
105	50	2,2	0,65	2,36	1,66

Tab. 3.6: Rozměry hairpin filtru, 3. verze.

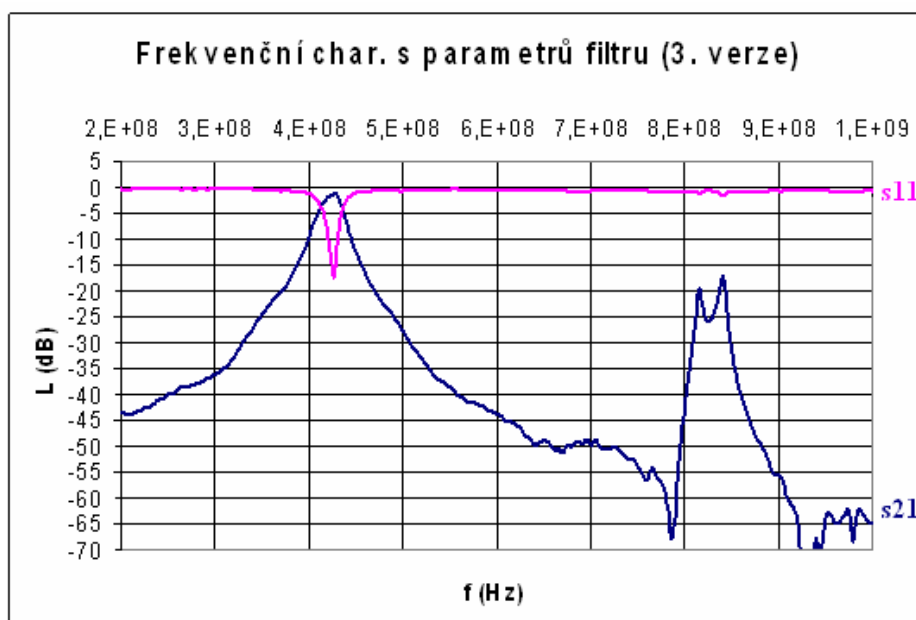


Obr. 3.28: Výsledná charakteristika hairpin filtru, 3. verze.

Zkonstruovaný filtr, viz Obr. 3.29, byl změřen pomocí vektorového obvodového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVL. Tvar změřeného průběhu viz Obr. 3.30, se však liší od teoretického předpokladu. Změnou parametru p_2 sice došlo k potlačení nežádoucího přenosu a útlum filtru ve středu přenášeného pásma je dokonce pouhých 1,36 dB, avšak střední frekvence je posunuta na 425 MHz. Rovněž pásmo propustnosti by mělo být širší, z důvodu změny parametru s_2 .

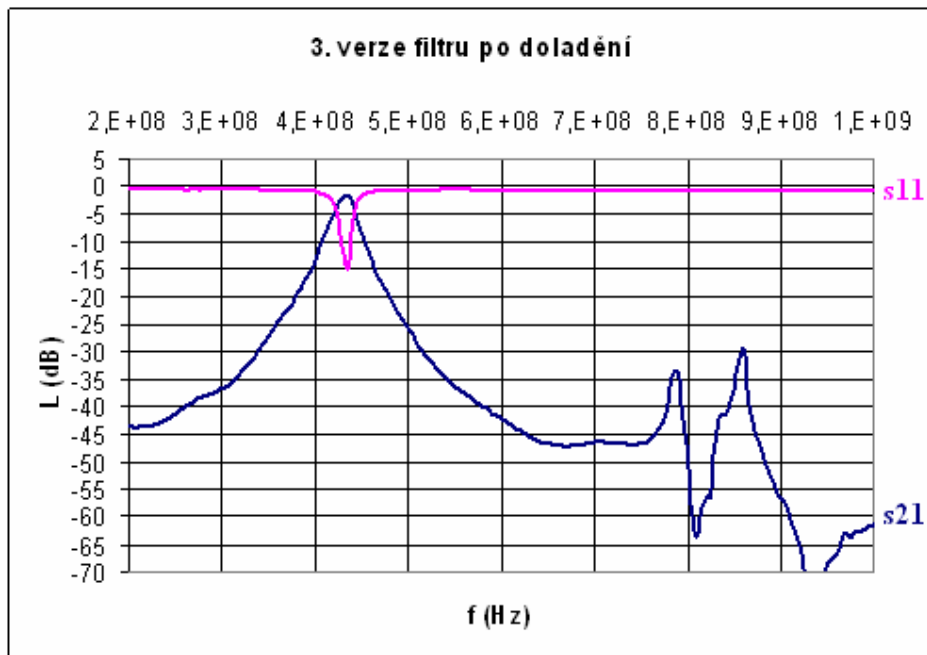


Obr. 3.29: Hairpin filtr, 3. verze.



Obr. 3.30: Analýza realizovaného filtru, 3. verze.

K posunu středu přenášeného pásma zpět na frekvenci 435 MHz viz Obr. 3.31, došlo po zkrácení délek U rezonátorů o 2,5 mm. Toto zkrácení mělo také za následek dvojnásobné potlačení signálu na frekvenci 800 MHz, z důvodu posunutí připojovacích úseků vedení téměř do středu U rezonátorů. Na frekvenci 435 MHz má výsledný filtr útlum 1,82 dB. Hodnoty kmitočtů pro pokles o 3 dB od střední frekvence jsou 420 a 445 MHz. Konečné rozměry hairpin filtru jsou uvedeny v Tab. 3.7, výkres výsledného filtru je uveden v příloze.



Obr. 3.31: Analýza realizovaného filtru, 3. verze, po doladění.

p1 (mm)	p2 (mm)	s1 (mm)	s2 (mm)	w1 (mm)	w2 (mm)
102,5	50	2,2	0,65	2,36	1,66

Tab. 3.7: Konečné rozměry hairpin filtru.

Výpočet mikropáskových ztrát

Ztráty mikropáskové struktury zahrnují dielektrické ztráty, vodivostní ztráty, ztráty vyzářením a magnetické ztráty. Magnetické ztráty však hrají podstatnější roli pouze ve feritových strukturách, [12]. Tyto konstanty se uvádí v decibelech na jednotku délky. Pro substrát RF35A je činitel dielektrických ztrát vypočten viz (3.11) a činitel vodivostních ztrát viz (3.13).

$$\frac{w}{h} \geq 1 \Leftrightarrow \frac{2,36}{0,76} \geq 1 \Leftrightarrow \underline{3,1 \geq 1} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{re} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w}\right)^{-0,5} = \\ &= \frac{3,5 + 1}{2} + \frac{3,5 - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{0,76 \cdot 10^{-3}}{2,36 \cdot 10^{-3}}\right)^{-0,5} = \underline{2,816} \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{435 \cdot 10^6 \sqrt{2,816}} = 0,41 \text{ m} \quad (3.10)$$

$$\alpha_d = 8,686 \cdot \pi \cdot \left(\frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \cdot \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_g} =$$

$$= 8,686 \cdot 3,14 \cdot \left(\frac{2,816 - 1}{3,5 - 1} \right) \cdot \frac{3,5}{2,816} \cdot \frac{0,01}{0,41} = 0,59 \text{ dB / unit length} \quad (3.11)$$

w.....šířka mikropásku
h.....výška substrátu
 ϵ_rrelativní permitivita
 ϵ_{re}efektivní permitivita
 α_dčinitel dielektrických ztrát.

$$R_s = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_0}{2 \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot 435 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 5,8 \cdot 10^7}} = 5,438 \text{ m}\Omega \quad (3.12)$$

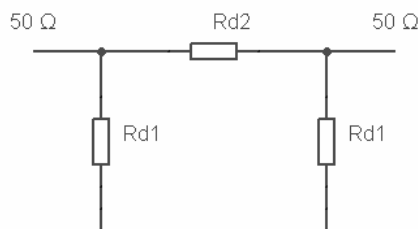
$$\alpha_c = \frac{8,686 \cdot R_s}{Z_c \cdot w} = \frac{8,686 \cdot 5,438 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 2,36 \cdot 10^{-3}} = 0,4 \text{ dB / unit length} \quad (3.13)$$

R_sodpor mp. motivu a zemnicí plochy
 μ_0permeabilita vakua
 σvodivost mědi
 Z_cpřizpůsobená impedance
 α_cčinitel vodivostních ztrát.

3.4 PIN diodový attenuátor

U vysokofrekvenčních attenuátorů s diodami PIN dochází k zeslabení procházejícího signálu pohlcením části výkonu signálu přímo v diodách. PIN diody se používají na frekvencích v řádu od stovek MHz. Oproti dříve používaným speciálním hrotovým diodám mají menší šum, větší účinnost a odolnost proti mechanickému i elektrickému namáhání. PIN dioda je tvořena třemi vrstvami. Vrstva s vodivostí typu P tvoří anodu diody a od vrstvy s vodivostí typu N, tvořící katodu, je oddělena tenkou vrstvou velmi čistého křemíku. Tato vrstva I se neuplatňuje při průchodu proudem nízkých frekvencí, v tomto případě se dioda chová jako obyčejná křemíková dioda s malou plochou přechodu. Při vysokých frekvencích, kdy doba potřebná k průchodu nosičů náboje přes vrstvu I, je srovnatelná s periodou procházejícího signálu, ztrácí dioda svůj nelineární charakter a chová se jako lineární rezistor. Velikost jejího odporu je možné měnit velikostí protékajícího proudu (při zvyšování proudu bude klesat velikost odporu). Tloušťkou vrstvy I je určena nejnižší frekvence, při které se dioda začne chovat jako řízený rezistor, [16].

Diodový attenuátor bude zapojen jako článek typu Pí, viz obr. 3.10. Toto zapojení se často užívá zejména v koaxiální vf. a mikrovlnné technice. Výhodou tohoto zapojení je dobré impedanční přizpůsobení a velká širokopásmovost, [6].



Obr. 3.32: Pí článek (převzato z [1]).

Odvození vztahu pro výpočet útlumu a vstupního odporu Pí článku

Článek bude navržen na impedanci 50Ω , to znamená, že impedance zátěže a výstupní impedance zdroje bude mít velikost 50Ω . Pro tuto hodnotu impedance a požadovaný útlum je potřeba stanovit hodnoty odporů diod R_{d1} a R_{d2} .

$$N = \frac{\frac{R \cdot R_{d1}}{R + R_{d1}}}{\frac{R \cdot R_{d1}}{R + R_{d1}} + R_{d2}} \quad (-) \quad (3.14)$$

R.....vst. a výst. impedance článku

N.....útlum článku.

$$R_{vst} = \frac{R_{d1} \cdot (R_{d2} + \frac{R \cdot R_{d1}}{R + R_{d1}})}{R_{d1} + R_{d2} + \frac{R \cdot R_{d1}}{R + R_{d1}}} \quad (\Omega) \quad (3.15)$$

R_{vst}vstupní odpor článku.

Ze vztahu (3.14) lze vyjádřit vztah (3.16) pro výpočet odporu R_{d1} , ze vztahu (3.15) potom vyjádříme vztah (3.17) pro výpočet R_{d2} .

$$R_{d1} = \frac{N \cdot R_{d2} \cdot R}{N \cdot R_{d2} + N \cdot R - R} \quad (\Omega) \quad (3.16)$$

$$R_{d2} = \frac{2 \cdot R_{d1} \cdot R^2}{R^2 - R_{d1}^2} \quad (\Omega) \quad (3.17)$$

Po dosazení rovnic (3.16) a (3.17) mezi sebou navzájem, lze odvodit finální vztahy pro výpočet odporů diod R_{d1} a R_{d2} .

$$R_{d1} = \frac{(N+1) \cdot R}{N-1} \quad (\Omega) \quad (3.18)$$

$$R_{d2} = \frac{(N^2-1) \cdot R}{2 \cdot N} \quad (\Omega) \quad (3.19)$$

Jako PIN diody zde budou použity BAP64-05, které v pouzdru obsahují dvě diody v zapojení se společnou katodou. V Tab. 3.8 jsou přehledně uvedeny vypočtené odpory jednotlivých diod pro požadovaný útlum atenuátoru a jim odpovídající proudy odečtené z datasheetu. Odpor R_{d2} je ještě potřeba vydělit dvěma, jak vyplývá z výsledného zapojení atenuátoru, viz Obr. 3.33.

L (dB)	N (-)	R_{d1} (Ω)	R_{d2} (Ω)	$R_{d2}/2$ (Ω)	I_{Rd1} (mA)	I_{Rd2} (mA)
-1	0,891	867	5,7	2,85	0,015	5
-2	0,794	435	11,6	5,8	0,022	1,95
-3	0,707	291	17,6	8,8	0,031	1,2
-4	0,631	221	23,8	11,9	0,04	0,8
-5	0,562	178	30,4	15,2	0,051	0,65
-6	0,501	150	37,3	18,65	0,06	0,55
-7	0,446	130	44,9	22,5	0,064	0,4
-8	0,398	116	52,8	26,4	0,071	0,34
-9	0,354	104	61,7	30,8	0,084	0,28
-10	0,316	96	71,2	35,6	0,095	0,25
-11	0,281	89	81,9	41	0,1	0,21
-12	0,251	83,5	93,3	46,6	0,11	0,195
-13	0,223	78,7	106,5	53,3	0,12	0,18
-14	0,199	74,8	120	60	0,13	0,15
-15	0,177	71,5	136,8	68,4	0,135	0,14

Tab. 3.8: Odpory a proudy na diodách v závislosti na útlumu atenuátoru.

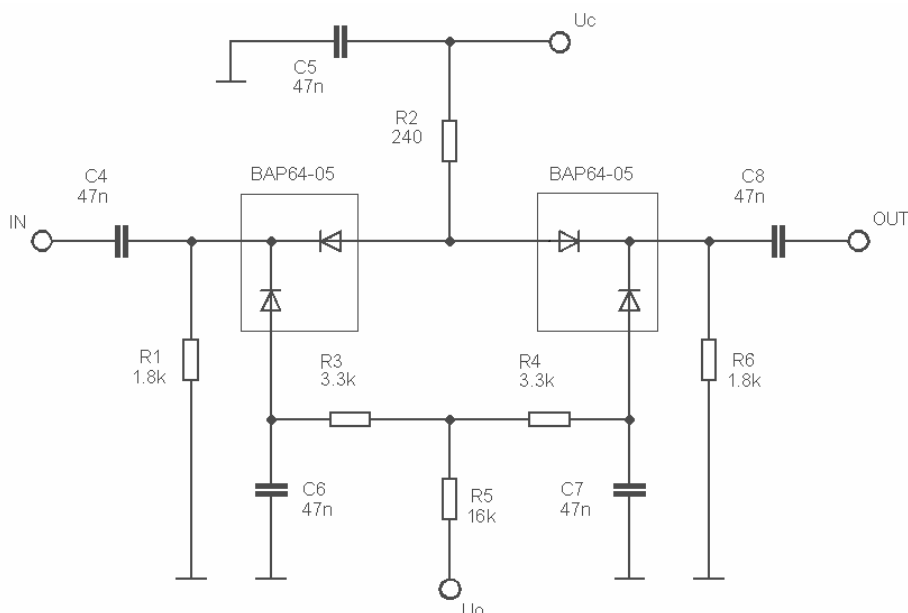
Vzorový výpočet odporů diod pro útlum atenuátoru 3 dB.

$$L = -3 \text{ dB} \Rightarrow N = 10^{\frac{L(\text{dB})}{20}} = 10^{\frac{-3}{20}} = 0,707 \quad (3.20)$$

$$R_{d1} = \frac{(N+1) \cdot R}{N-1} = \frac{(0,707+1) \cdot 50}{0,707-1} = 291 \Omega \quad (3.21)$$

$$R_{d2} = \frac{(N^2-1) \cdot R}{2 \cdot N} = \frac{(0,707^2-1) \cdot 50}{2 \cdot 0,707} = 17,6 \Omega \quad (3.22)$$

Útlum atenuátoru závisí na velikosti proudu protékajícím jednotlivými diodami, který ovlivňuje jejich odpor. Na atenuátor bude přivedeno napětí U_c o hodnotě 12 V a napětí U_o rovno 5 V. Velikost napětí U_c je dána typem připojeného koaxiálního kabelu, kterým bude celý zesilovač napájen. Napětí U_o získáme po přivedení napětí z koaxiálního kabelu na integrovaný stabilizátor napětí, který je popsán v části napájení zesilovače.



Obr. 3.33: PIN diodový atenuátor (převzato z [11]).

3.4.1 Výpočet součástek atenuátoru.

Při výpočtu jednotlivých součástek musí být brán ohled na fakt, že atenuátorem protékají dvě hlavní větve proudu, které se však vzájemně ovlivňují. Proud I_c (představuje dvojnásobek proudu I_{R2}) protéká rezistorem R_2 , na uzlu za rezistorem se rozdělí napůl a dále protéká otevřenou diodou a rezistorem R_6 . Proud I_o (představuje dvojnásobek proudu I_{R1}) protéká rezistorem R_5 , na následujícím uzlu se rozdělí na poloviny a dále protéká rezistorem R_4 , otevřenou diodou a uzavře se přes rezistor R_6 . Z funkce Pí článku a symetrickému obvodovému zapojení atenuátoru vyplývá, že rezistory R_3 a R_4 budou totožné. Stejnou velikost budou mít také rezistory R_1 a R_6 . Hodnoty blokovacích kondenzátorů byly ponechány tak, jak je doporučuje výrobce.

Jak je vidět v Tab. 3.8, protéká-li horní větví velký proud, pak spodní větví poteče malý proud a naopak. Proto je při výpočtu rezistorů R_1 , R_2 a R_6 uvažován proud 10 mA odpovídající útlumu 1 dB a při výpočtu rezistorů R_3 , R_4 a R_5 proud 270 μ A odpovídající útlumu 15 dB.

$$R = \frac{U}{I} \Leftrightarrow R_2 + \frac{R_1 \cdot R_6}{R_1 + R_6} = \frac{U_c - U_{d2}}{I_c} \quad (3.23)$$

$$R_2 + \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 1,8 \cdot 10^3} = \frac{12 - 0,65}{10 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_2 = 235 \, \Omega \Rightarrow \underline{240 \, \Omega}$$

R_1, R_6 zvolená hodnota odporu
 U_{d2} úbytek napětí na diodě.

$$R_c = R_2 + \frac{R_1 \cdot R_6}{R_1 + R_6} = 240 + \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 1,8 \cdot 10^3} = \underline{1140 \, \Omega} \quad (3.24)$$

$$U_{R6} = (I_{\min} \cdot R_c) - U_{d1} = (280 \cdot 10^{-6} \cdot 1140) - 0,65 = \underline{-0,33 \, V} \quad (3.25)$$

$$R = \frac{U}{I} \Leftrightarrow R_5 + \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} = \frac{U_o - U_{d1} - U_{R6}}{I_o} \quad (3.26)$$

$$R_5 + \frac{3,3 \cdot 10^3 \cdot 3,3 \cdot 10^3}{3,3 \cdot 10^3 + 3,3 \cdot 10^3} = \frac{5 - 0,65 + 0,33}{270 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_5 = 15683 \, \Omega \Rightarrow \underline{16 \, k\Omega}$$

R_c celkový odpor horní části attenuátoru
 $I_{\min}$ proud I_c při útlumu 15 dB
 R_3, R_5 zvolená hodnota odporu
 U_{d1} úbytek napětí na diodě
 I_o dvojnásobek proudu I_{R1} při útlumu 15 dB.

Základní útlum attenuátoru bude mít hodnotu 1 dB, další útlum attenuátoru bude nastavitelný v rozsahu 3 až 15 dB pomocí odporového trimru, který bude zapojen do cesty přiváděnému napětí U_c před rezistor R_2 . Takto zapojený trimr zajistí zvětšení celkového odporu horní části attenuátoru zahrnujícího rezistory R_1 , R_2 a R_6 a tím dojde ke snížení řídicího proudu protékajícího diodami d_2 . Snížením velikosti řídicího proudu diodami d_2 , se zvětší proud tekoucí diodami d_1 a tato celková změna má za důsledek zvětšení útlumu attenuátoru.

Trimr bude opatřen značkami pro nastavení útlumu na 3, 6, 10 a 15 dB, hodnoty odporu trimru R_T požadované pro tyto útlumy jsou uvedeny v Tab. 3.9.

Útlum (dB)	-1	-3	-6	-10	-15
$R_{2p} (\Omega)$	-	3829	9418	21800	39635
$R_{C1} (\Omega)$	-	4729	10318	22700	40535
$R_T (k\Omega)$	0	3,6	9,2	21,6	39,4

Tab. 3.9: Odpor trimru v závislosti na útlumu atenuátoru.

Vzorový výpočet odporu trimru pro útlum atenuátoru 3 dB.

$$R_{2p} = \frac{U_c - U_{d2}}{I_c} - \frac{R_1 \cdot R_6}{R_1 + R_6} \quad (3.27)$$

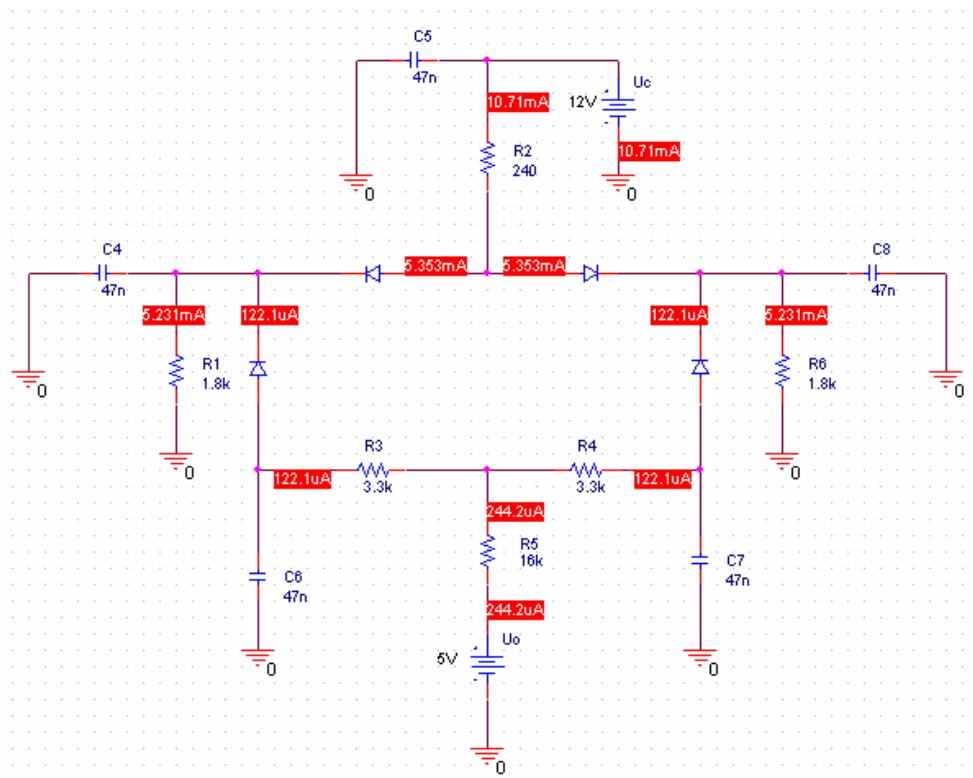
$$R_{2p} = \frac{12 - 0,65}{2,4 \cdot 10^{-3}} - \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 1,8 \cdot 10^3} = \underline{3829 \Omega}$$

$$R_{c1} = R_{2p} + \frac{R_1 \cdot R_6}{R_1 + R_6} = 3829 + \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 1,8 \cdot 10^3} = \underline{4729 \Omega} \quad (3.28)$$

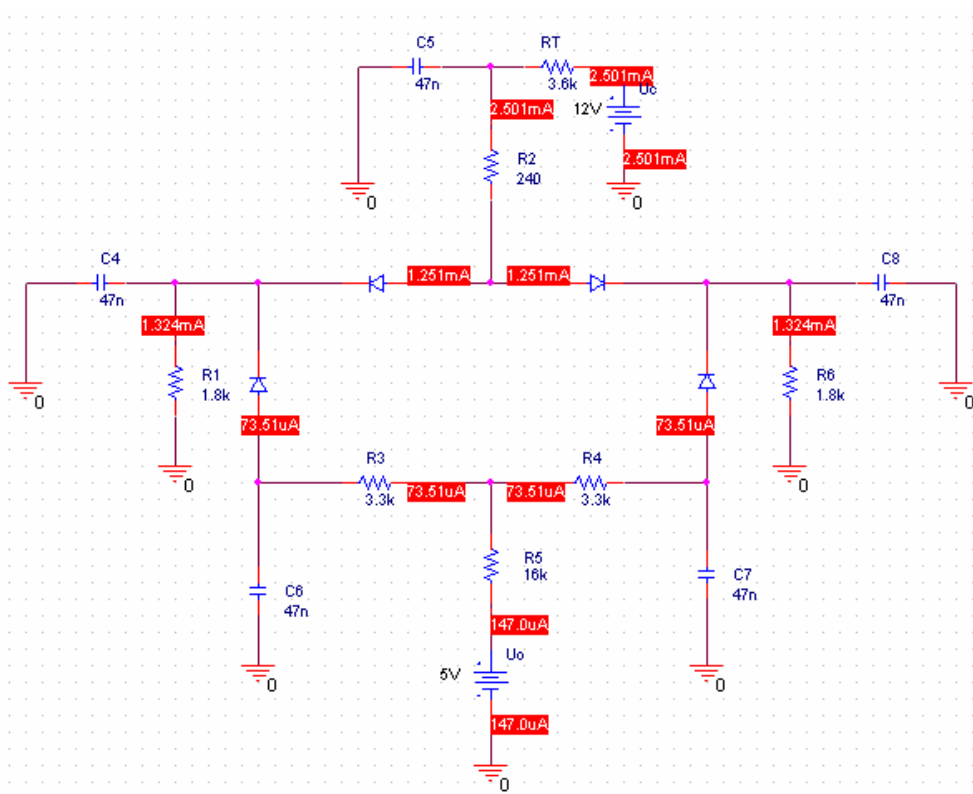
$$R_T = R_{c1} - R_c = 4729 - 1140 = 3589 \Omega \Rightarrow \underline{3,6 k\Omega} \quad (3.29)$$

R_{2p}pomocný odpor horní části atenuátoru.

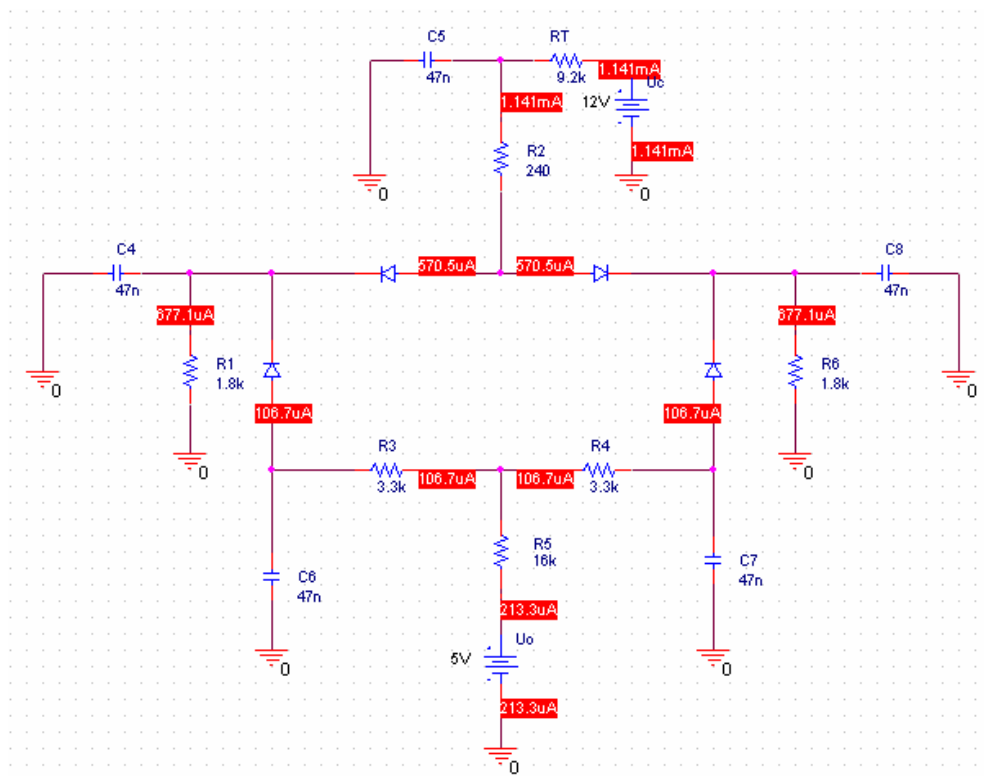
Jako odporový trimr bude v obvodu použit 50 k Ω lineární SMD trimr typ TS53YJ od firmy Vishay, [8]. Na Obr. 3.34 až Obr. 3.38 byl teoretický výpočet trimru a jednotlivých součástek obvodu pro dané útlumy ověřen simulacemi v programu PSpice.



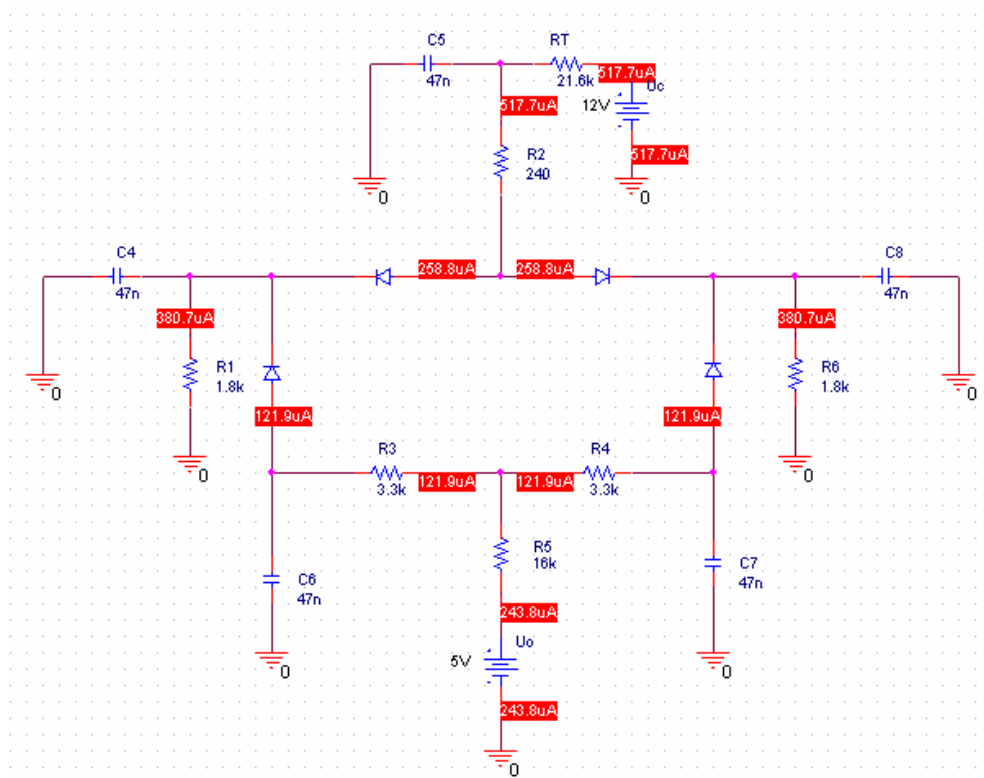
Obr. 3.34: Řídící proudy pro útlum 1 dB.



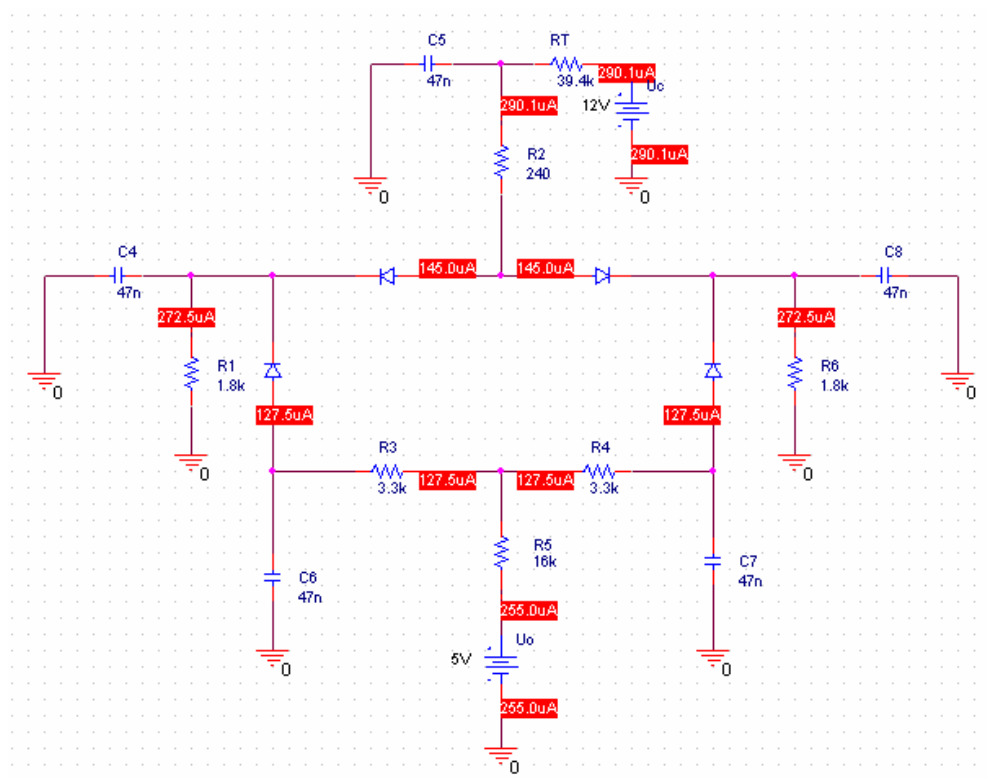
Obr. 3.35: Řídící proudy pro útlum 3 dB.



Obr. 3.36: Řídící proudy pro útlum 6 dB.



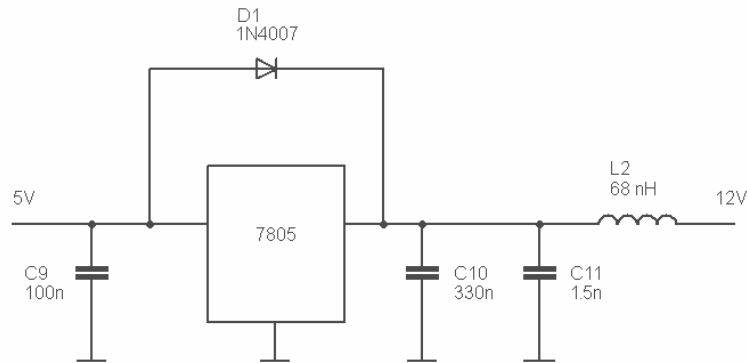
Obr. 3.37: Řídící proudy pro útlum 10 dB.



Obr. 3.38: Řídící proudy pro útlum 15 dB.

3.5 Napájení zesilovače

Zesilovač bude napájen z koaxiálního kabelu připojeného na jeho výstupní SMA konektor. Napětí z koaxiálního kabelu bude mít ale velikost 12 V, proto toto napětí nejprve přivedeme na integrovaný stabilizátor napětí 7805, který provede jeho transformaci na velikost 5 V. Kompletní zapojení stabilizátoru je na Obr. 3.39.



Obr. 3.39: Napájecí obvod (převzato z [8]).

Maximální napětí, které je možné přivést na stabilizátor 7805, činí 35 V, takže do této aplikace je jeho použití dostačující. Usměrnovací dioda 1N4007 má za úkol chránit stabilizátor proti rychlému snížení napájecího napětí. V tom případě by se mohl objevit zpětný proud a stabilizátor zničit. Ochranné keramické kondenzátory C_9 a C_{10} slouží k zamezení pronikání nežádoucích kmitů a musí být připojeny co nejtěsněji na vývody stabilizátoru. Velikost ochranných kondenzátorů byla převzata z datasheetu stabilizátoru. Hodnota cívky L_2 byla zjištěna na základě vztahu (3.5).

$$X_{C11} = \frac{Z_0}{200} = \frac{50}{200} = 0,25 \, \Omega \quad (3.30)$$

$$C_{11} = \frac{1}{X_{C11} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{1}{0,25 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 435 \cdot 10^6} = 1,46 \cdot 10^{-9} \Rightarrow 1,5 \, nF \quad (3.31)$$

Stejně hodnoty jako cívka L_2 a kondenzátor C_{11} budou mít také cívka L_3 a kondenzátor C_{12} zapojené do větve k odporovému trimru, viz celkové schéma zapojení. Vztah pro výpočet kondenzátoru C_{11} byl převzat z [1].

4 Simulace zesilovače

Pomocí programu Agilent AppCAD byl vypočten zisk, šumové číslo, vstupní a výstupní IP3 a dynamický rozsah bez intermodulačního zkreslení zesilovače pro jednotlivá nastavení útlumu atenuátoru, viz Tab. 4.2. Zisky a útlupy jednotlivých bloků zesilovače jsou uvedeny v Tab. 4.1.

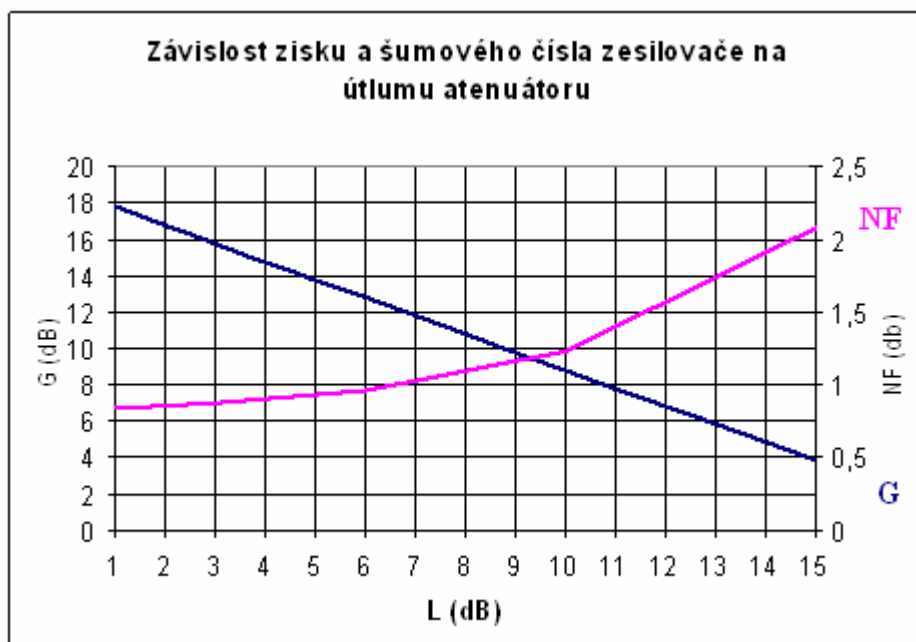
	ESD	PGA-103+	Filtr	Atenuátor
Šumové číslo (dB)	0,3	0,5	3	1
Zisk (dB)	-0,3	22,1	-3	-1

Tab. 4.1: Zisky a útlupy jednotlivých bloků zesilovače.

Útlum atenuátoru (dB)	1	3	6	10	15
Zisk (dB)	17,8	15,8	12,8	8,8	3,8
Šumové číslo (dB)	0,84	0,87	0,96	1,23	2,08
Vstupní IP3 (dBm)	17,2	17,2	17,2	17,2	17,2
Výstupní IP3 (dBm)	35	33	30	26	21
SFDR (dB)	86,89	86,87	86,81	86,63	86,07

Tab. 4.2: Výpočet parametrů zesilovače.

Z grafu viz Obr. 4.1, zjištěném na základě výpočtů v programu Agilent AppCAD, vyplývá, že zesilovač má dostatečně velké zesílení v závislosti na základním útlumu diodového atenuátoru a tím zajišťuje dostatečný odstup užitečného signálu od šumu.



Obr. 4.1: Zisk a šumové číslo zesilovače.

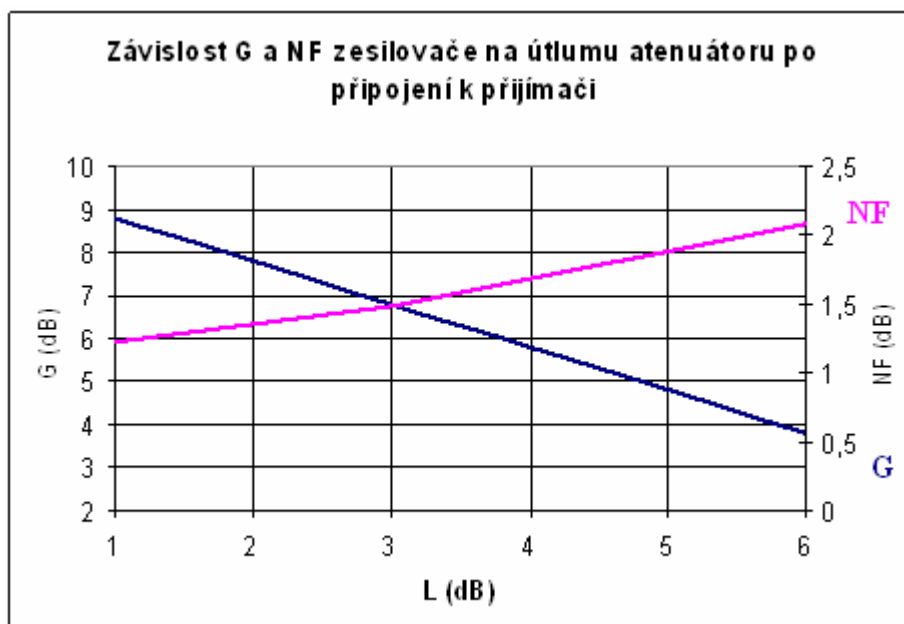
Předešlé parametry byly vypočítány ještě jednou, viz Tab. 4.4, pro variantu připojení zesilovače k přijímači s útlumem 6 dB pomocí koaxiálního kabelu s útlumem 3 dB, viz Tab. 4.3. Na Obr. 4.2 je pak vidět závislost zisku a šumového čísla zesilovače na tlumení atenuátorem.

	ESD	PGA-103+	Filtr	Atenuátor	Kabel	Přijímač
Šumové číslo (dB)	0,3	0,5	3	1	3	6
Zisk (dB)	-0,3	22,1	-3	-1	-3	-6

Tab. 4.3: Zisky a útlumy zesilovače po připojení k přijímači.

Útlum atenuátoru (dB)	1	3	6	10	15
Zisk (dB)	8,8	6,8	3,8	0	0
Šumové číslo (dB)	1,23	1,48	2,08	-	-
Vstupní IP3 (dBm)	17,2	17,2	17,2	-	-
Výstupní IP3 (dBm)	26	24	21	-	-
SFDR (dB)	86,63	86,47	86,07	-	-

Tab. 4.4: Výpočet parametrů zesilovače po připojení k přijímači.



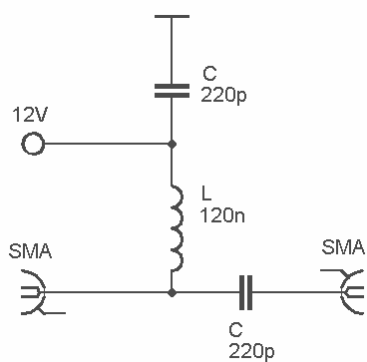
Obr. 4.2: Zisk a šumové číslo zesilovače připojeného k přijímači.

5 Realizace zesilovače

Na Obr. 5.1 je vidět vyrobená deska osazená součástkami a SMA konektory. Pro měření parametrů zesilovače byla využita napájecí výhybka, připojená na výstupní konektor zesilovače, jejíž schéma zapojení je vidět na Obr. 5.2.



Obr. 5.1: Osazená deska zesilovače.

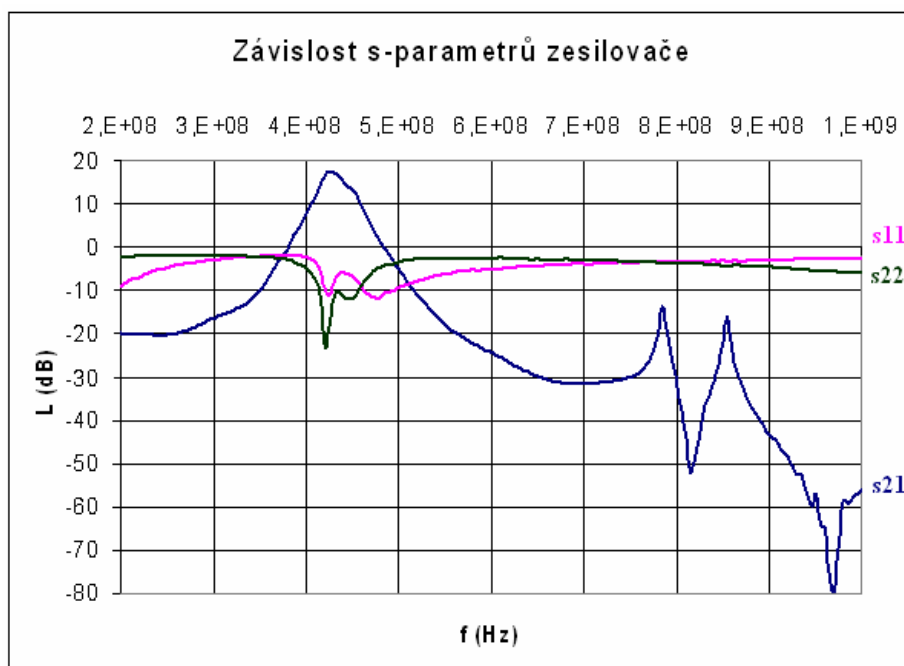


Obr. 5.2: Napájecí výhybka.

Jednotlivé s-parametry zesilovače byly změřeny pomocí vektorového obvodového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVL. Jako zdroj napájecího napětí, přivedeného na napájecí výhybku, byl použit zdroj Tesla BS 554. Z grafu závislosti těchto parametrů na frekvenci viz Obr. 5.3 je patrné, že došlo k posunu středu pásma propustnosti filtru z 435 MHz na 425 MHz. Dostupný zisk zesilovače (přenos v přímém směru s21) při minimálním útlumu attenuátoru je pro pásmo propustnosti filtru, spolu s činitelem odrazu na vstupu (s11) a výstupu (s22), uveden v Tab. 5.1.

f (MHz)	s21 (dB)	s11 (dB)	s22 (dB)
420	16,55	-9,69	-23,21
425	17,57	-10,98	-17,45
430	17,25	-8,01	-11,45
435	16,44	-6,16	-10,37
440	15,47	-5,63	-11,4
445	14,31	-6,09	-11,81
450	12,99	-6,86	-11,67

Tab. 5.1: Dostupný zisk v pásmu propustnosti filtru.



Obr. 5.3: Průběh s-parametrů zesilovače.

Tab. 5.2 uvádí srovnání řídicích proudů jednotlivými větvemi attenuátoru, při změně útlumu, zjištěných na základě teoretického výpočtu a měření. Proud I_{Rd1} a I_{Rd2} byly zjištěny změřením napětí na příslušném rezistoru, poděleného hodnotou tohoto rezistoru, pomocí digitálního multimetru Metex M-3890D. Měření charakteristických parametrů zesilovače bylo vždy provedeno pro minimální a maximální útlum attenuátoru.

L (dB)	Výpočet		Měření	
	I_{Rd1} (mA)	I_{Rd2} (mA)	I_{Rd1} (mA)	I_{Rd2} (mA)
-1	0,015	5	-	4,5
-3	0,031	1,2	0,022	1,9
-6	0,06	0,55	0,069	1
-10	0,095	0,25	0,1	0,38
-15	0,135	0,14	0,113	0,117

Tab. 5.2: Srovnání řídicích proudů attenuátoru.

5.1 Měření parametrů zesilovače

5.1.1 IIP3 a OIP3

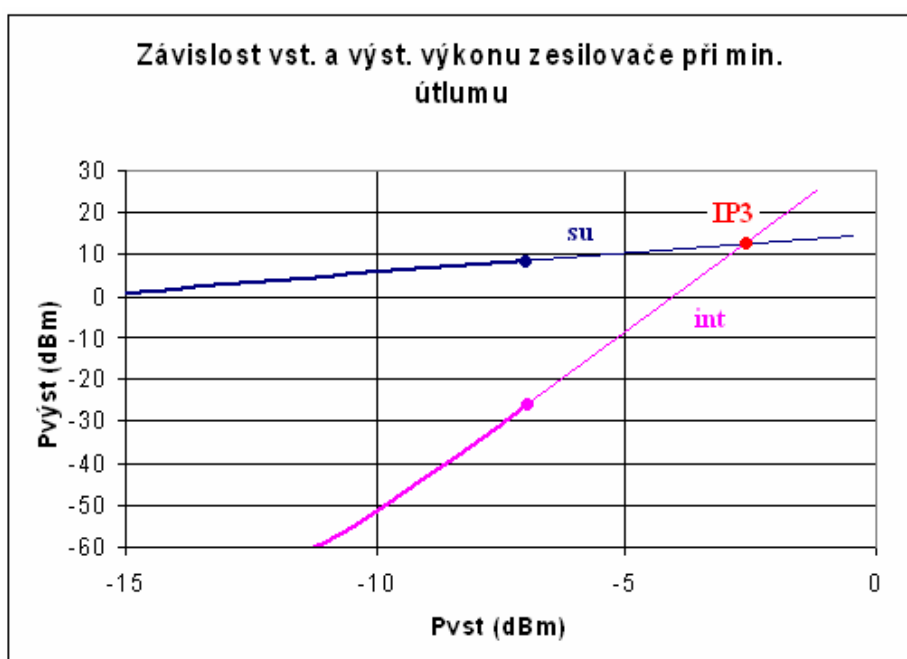
Při měření bodu zahrazení IP3 je potřeba na vstup zesilovače přivést dva kmitočtově blízké signály (v tomto případě 435 a 436 MHz). Pro sloučení signálů je použit slučovač, jehož výstup je připojen na vstup zesilovače. Při postupném zvyšování úrovně výkonu (vst) na obou generátorech (na obou generátorech je stejná hodnota výkonu) se začnou v okolí dvou užitečných signálů objevovat intermodulační produkty 3., 5. a 7. řádu. Pro určení bodu IP3 je potřeba změřit výkonovou úroveň spektrální čáry užitečného signálu (su) a intermodulačního produktu 3. řádu (int), [18].

Výsledný bod IP3 se určí jako průsečík idealizované lineární závislosti výstupního výkonu intermodulačních produktů 3. řádu se stejně proloženou závislostí základního (užitečného) signálu na výkonu vstupních signálů, [18]. Změřené výkonové úrovně pro minimální útlum attenuátoru (-1 dB), maximální útlum (-15 dB) a při odpojení attenuátoru pomocí koaxiální odbočky přes kondenzátor C_4 jsou uvedeny v Tab. 5.3. Měření je prováděno do výkonové úrovně -15 dBm na vstupu, protože do této úrovně jsou ještě patrné intermodulační složky, vystupující nad šumové pozadí.

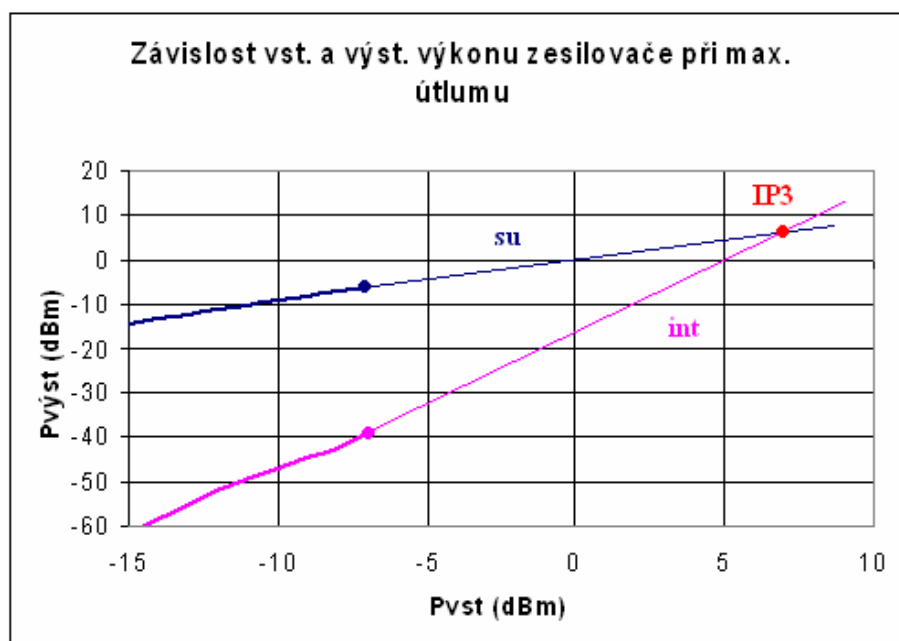
Pro minimální útlum attenuátoru byla velikost OIP3 (výstupní IP3) rovna 12,5 dBm viz Obr. 5.4, maximální hodnotě útlumu odpovídá OIP3 rovno 6,5 dBm viz Obr. 5.5 a po úplném odpojení diodového attenuátoru činila velikost OIP3 17,5 dBm, viz Obr. 5.6. Jako zdroje signálu při měření byly použity signální generátory Hewlett Packard 8648C a 8656B, výkonová úroveň spektrálních čar byla odečítána na vektorovém obvodovém analyzátoru Rohde & Schwarz ZVL s frekvenčním rozsahem 9 kHz až 6 GHz.

	min. útlum		max. útlum		bez atenuátoru	
vst (dBm)	su (dBm)	int (dBm)	su (dBm)	int (dBm)	su (dBm)	int (dBm)
-7	8,46	-25,82	-6,2	-38,94	10,67	-25,27
-8	7,59	-34,93	-7,2	-42,24	9,77	-33,01
-9	6,66	-43,21	-8,2	-44,56	8,84	-39,61
-10	5,69	-51,49	-9,2	-46,71	7,86	-45,95
-11	4,69	-58,85	-10,26	-49,27	6,88	-51,09
-12	3,71	-63,64	-11,28	-51,95	5,89	-58,43
-13	2,73	-66,96	-12,3	-55,27	4,91	-62,98
-14	1,72	-72,43	-13,35	-58,35	3,91	-67,66
-15	0,73	-74,77	-14,4	-61,62	2,92	-72,26

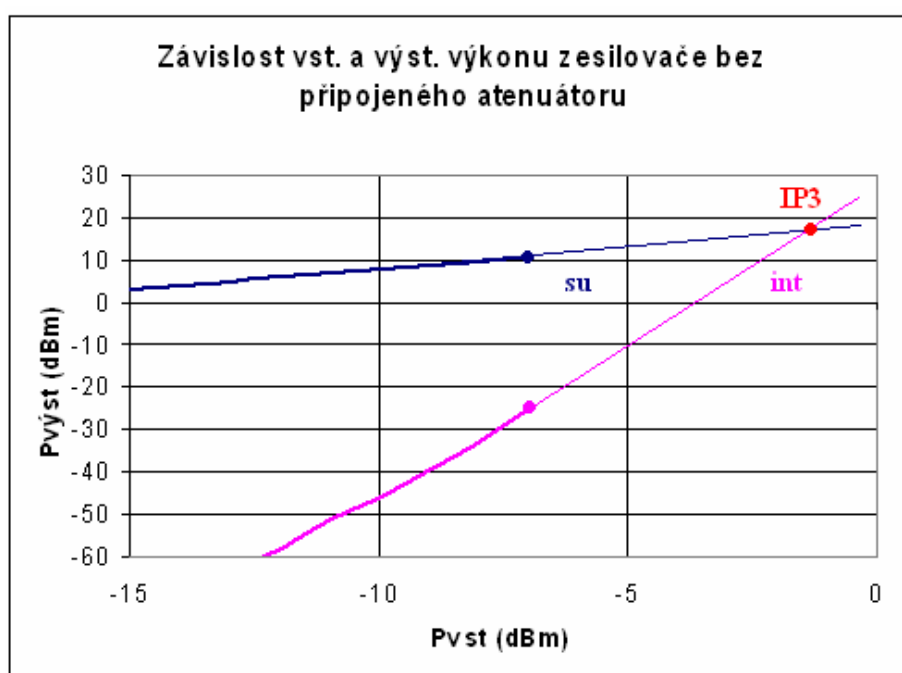
Tab. 5.3: Měření IIP3 a OIP3.



Obr. 5.4: Bod IP3 při minimálním útlumu atenuátoru.



Obr. 5.5: Bod IP3 při maximálním útlumu atenuátoru.



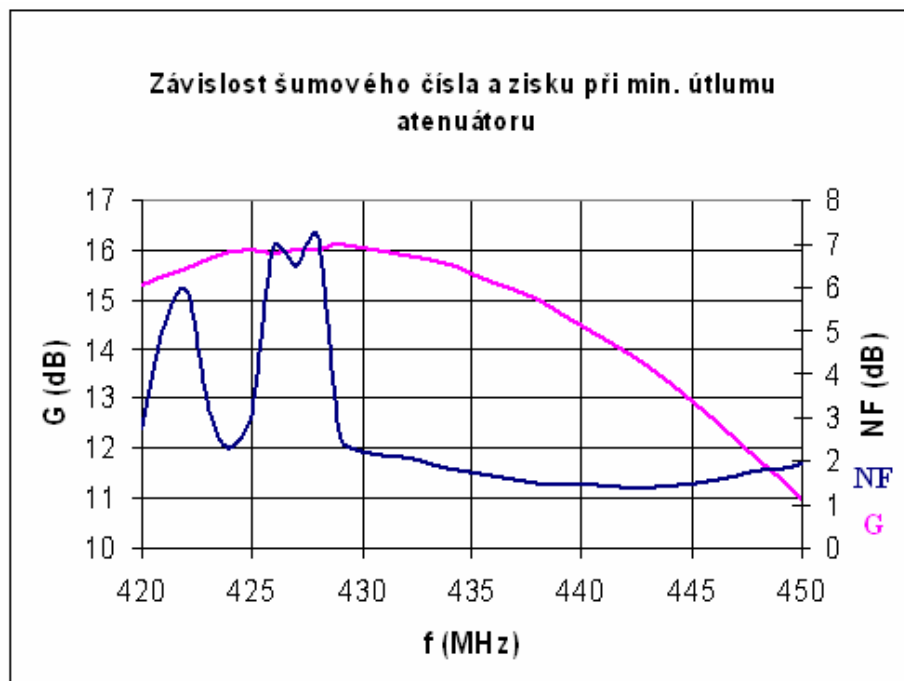
Obr. 5.6: Bod IP3 při odpojení atenuátoru.

5.1.2 Šumové číslo

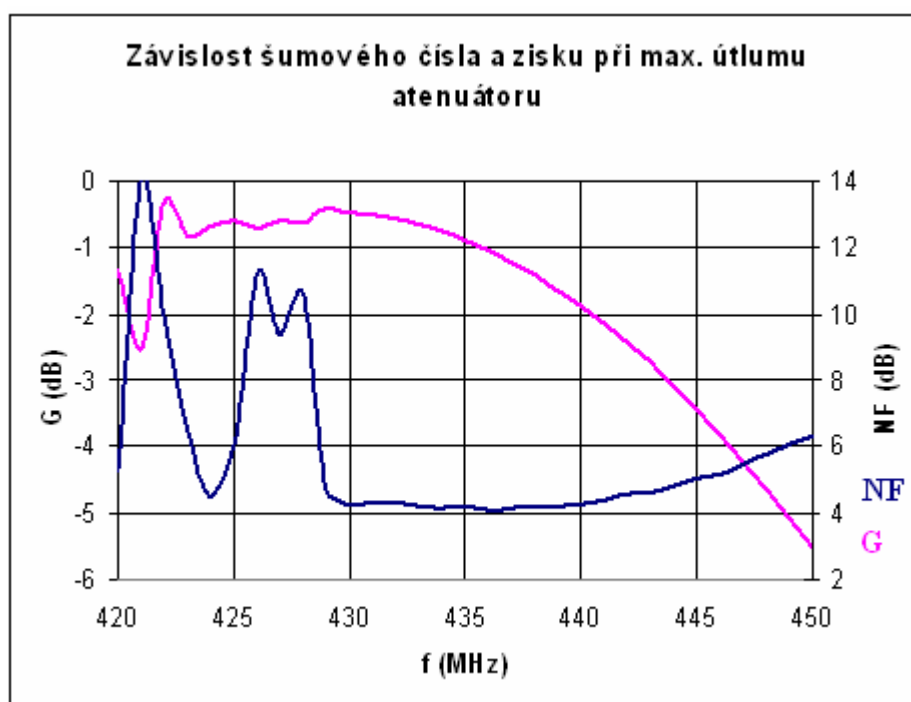
Měření šumového čísla a zisku proběhlo pomocí šumové hlavy připojené na vstup zesilovače a analyzátoru Rohde & Schwarz FSUP. Tab. 5.4 uvádí šumové číslo a zisk zesilovače pro pásmo propustnosti filtru a min. a max. hodnotu útlumu atenuátoru. Ze změřených závislostí viz Obr. 5.7 a Obr. 5.8 vyplývá, že šumové číslo roste se zvyšováním útlumu atenuátoru. Na frekvenci 420 až 428 MHz došlo ke zkreslení křivky šumového čísla z důvodu vniku rušení.

f (Mhz)	min. útlum		max. útlum	
	NF (dB)	G (dB)	NF (dB)	G (dB)
420	2,76	15,27	5,28	-1,35
421	5,1	15,47	14,14	-2,52
422	5,92	15,61	10,01	-0,34
423	3,21	15,81	6,5	-0,83
424	2,29	15,94	4,49	-0,68
425	3,03	15,98	6,04	-0,61
426	6,89	15,92	11,26	-0,72
427	6,47	16	9,4	-0,61
428	7,14	16,01	10,58	-0,64
429	2,54	16,1	4,75	-0,43
430	2,21	16,03	4,3	-0,48
431	2,13	15,97	4,32	-0,52
432	2,09	15,89	4,36	-0,57
433	1,94	15,79	4,23	-0,65
434	1,82	15,68	4,18	-0,74
435	1,74	15,51	4,19	-0,9
436	1,66	15,34	4,11	-1,06
437	1,59	15,16	4,14	-1,23
438	1,51	14,98	4,2	-1,42
439	1,47	14,74	4,23	-1,64
440	1,47	14,48	4,27	-1,88
441	1,43	14,21	4,37	-2,15
442	1,41	13,95	4,56	-2,43
443	1,42	13,66	4,66	-2,74
444	1,45	13,32	4,82	-3,09
445	1,51	12,95	5,05	-3,46
446	1,59	12,57	5,2	-3,83
447	1,67	12,18	5,45	-4,23
448	1,77	11,79	5,77	-4,65
449	1,84	11,4	6,06	-5,07
450	1,96	10,97	6,31	-5,51

Tab. 5.4: Měření šumového čísla.



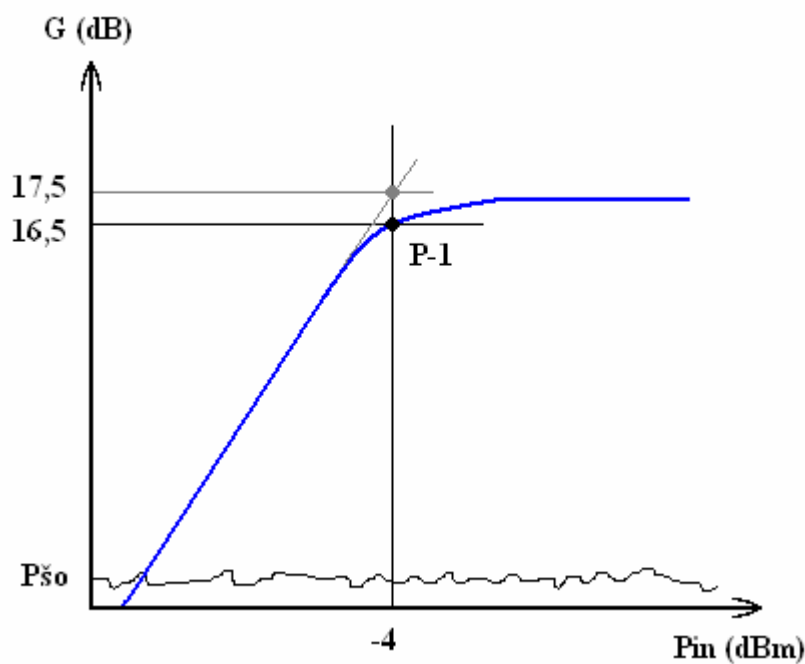
Obr. 5.7: NF a G při minimálním útlumu.



Obr. 5.8: NF a G při maximálním útlumu.

5.1.3 Bod jednodécibellové komprese

Bod jednodécibellové komprese definuje maximální úroveň výstupního signálu, kterou je možné dosáhnout, aniž by došlo k jeho nežádoucímu zkreslení. Maximální dostupný zisk zesilovače činí 17,5 dB, poklesu tohoto zisku o 1 dB odpovídá úroveň vstupního signálu rovna -4 dBm.



Obr. 5.9: Bod jednodécibellové komprese.

5.1.4 Vstupní a výstupní PSV

Poměr stojatých vln udává, do jaké míry jsou vůči sobě jednotlivé části zařízení, například koaxiální kabel s anténou, impedančně přizpůsobeny. Tedy při impedanci koaxiálního kabelu a antény rovné $50\ \Omega$ je PSV 1 (jedná se o ideální případ). Naproti tomu v případě 50-ohmového koaxiálního kabelu a 300 ohmové antény bude PSV rovno 6. Pokud by vůči sobě byly jednotlivé části impedančně nepřizpůsobeny, tak v místě změny impedance dojde k odrazení části elektromagnetické vlny zpět ke zdroji a její přeměně na teplo, což způsobí nežádoucí útlum. Změřené hodnoty odrazu na vstupu a výstupu, potřebné pro výpočet PSV, jsou uvedeny v Tab. 5.5. Grafická závislost PSV na vstupu a výstupu zesilovače je vidět na Obr. 5.10.

f (MHz)	s11 (dB)	s22 (dB)	Γ_{vst}	PSV _{vst}	$\Gamma_{výst}$	PSV _{výst}
400	-2,14	-4,75	1,27	-8,15	1,72	-3,74
405	-2,58	-5,86	1,34	-6,78	1,96	-3,07
410	-3,8	-7,88	1,54	-4,64	2,47	-2,35
415	-5,9	-11,57	1,97	-3,05	3,78	-1,71
420	-9,69	-23,21	3,05	-1,97	14,47	-1,14
425	-10,98	-17,45	3,53	-1,78	7,45	-1,3
430	-8,01	-11,45	2,51	-2,32	3,73	-1,73
435	-6,16	-10,37	2,03	-2,93	3,29	-1,86
440	-5,63	-11,4	1,91	-3,19	3,71	-1,73
445	-6,09	-11,81	2,01	-2,96	3,89	-1,69
450	-6,86	-11,67	2,2	-2,66	3,83	-1,7
455	-7,92	-10,3	2,48	-2,34	3,27	-1,87
460	-9,29	-8,58	2,91	-2,04	2,68	-2,18
465	-10,62	-7,13	3,39	-1,83	2,27	-2,57
470	-11,29	-6,16	3,66	-1,74	2,03	-2,93
475	-11,66	-5,21	3,82	-1,7	1,82	-3,43
480	-11,51	-4,69	3,76	-1,72	1,71	-3,79
485	-10,72	-4,21	3,43	-1,82	1,62	-4,2
490	-10,11	-3,96	3,2	-1,9	1,57	-4,46
495	-9,74	-3,58	3,06	-1,96	1,51	-4,92
500	-9,21	-3,4	2,88	-2,05	1,47	-5,17

Tab. 5.5: Výpočet poměru stojatých vln.

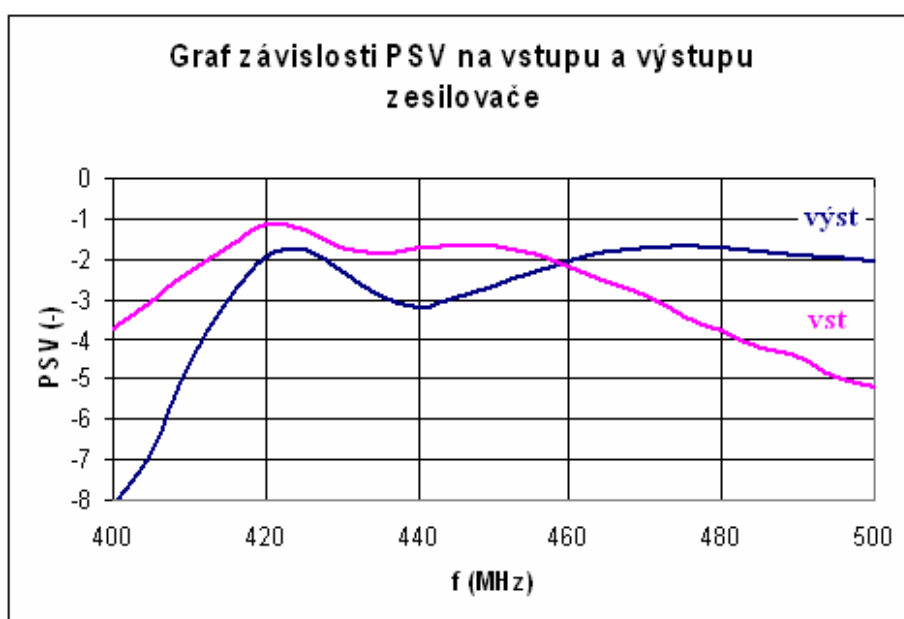
Vzorový výpočet pro frekvenci 420 MHz.

Vztahy pro výpočet poměru stojatých vln byly převzaty z [17].

$$\Gamma_{vst} = 10^{\frac{-s_{11}}{20}} = 10^{\frac{9,69}{20}} = \underline{3,05} \quad (5.1)$$

$$PSV_{vst} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + 3,05}{1 - 3,05} = \underline{-1,97} \quad (5.2)$$

PSVpoměr stojatých vln.



Obr. 5.10: Poměr stojatých vln na vstupu a výstupu.

6 Závěr

Diplomová práce se zabývá návrhem nízkošumového zesilovače pro pásmo 70 cm. Jako vlastní zesilovač je zde použit integrovaný obvod PGA-103+ od firmy Mini-Circuits, který má na požadované frekvenci zisk 22,1 dB, šumové číslo 0,5 dB a je impedančně přizpůsoben na 50 Ω . Tímto řešením jsou elegantně splněny požadavky zadání a zároveň zesilovač zabírá nejmenší možné místo na desce plošného spoje. Proti elektrostatickému náboji na vstupu je obvod chráněn dvojicí nízkokapacitních Schottkyho diod, uložených ve společném pouzdru (BAV99W). Za zesilovačem bude zařazen pasivní mikropáskový filtr třetího řádu s Chebyshevovou aproximací typu hairpin. Ve středu přenášeného pásma, tedy na frekvenci 435 MHz, má filtr útlum 1,82 dB. Poklesu o 3 dB od středního kmitočtu odpovídá pásmo propustnosti od 420 do 445 MHz. Za filtrem bude zapojen PIN diodový říditelný attenuátor. Jako PIN diody jsou použity obvody BAP64-05, které v pouzdru obsahují dvě diody v zapojení se společnou katodou. Hodnotu útlumu attenuátoru ovlivňuje řídicí proud I_c . Velikost řídicího proudu je možné měnit pomocí odporového trimru R_T . Změnou hodnoty odporu trimru je možné nastavovat útlum attenuátoru v rozsahu od 1 do 15 dB. Celý zesilovač bude napájen z koaxiálního kabelu připojeného na jeho výstupní SMA konektor, přičemž transformace napětí na 5 V, potřebného pro napájení obvodu PGA-103+ a spodní větve attenuátoru, bude provedena pomocí integrovaného stabilizátoru napětí 7805. Na základě simulace v programu AppCAD bylo zjištěno, že zesilovač má dostatečně velké zesílení v závislosti na základním útlumu diodového attenuátoru a tím zajišťuje dostatečný odstup užitečného signálu od šumu. Všechny hodnoty součástek, zjištěné na základě výpočtů, byly zaokrouhleny podle normovaných výrobních řad pro rezistory a kondenzátory. Výsledná deska plošného spoje byla navržena pomocí programu Eagle a má rozměry 109 x 136 mm. Po zkonstruování desky na substrátu RF35A byl zesilovač opatřen SMA konektory, umístěn do stínící plechové krabíčky a byly proměřeny jeho základní parametry. Maximální dostupný zisk zesilovače činí 17,5 dB. Pro pokles o 1 dB (bod jednodécibellové komprese) od tohoto zisku byla odečtena úroveň vstupního signálu -4 dBm. Bod IP3 byl určen jako průsečík linearizované závislosti výstupního výkonu intermodulačních produktů 3. řádu a užitečného signálu. Velikost šumového čísla a OIP3 zásadně ovlivňuje diodový attenuátor, při minimálním útlumu attenuátoru byla hodnota OIP3 12,5 dBm, při maximálním útlumu pouhých 6,5 dBm a při úplném odpojení attenuátoru bylo OIP3 17,5 dB. Šumové číslo pro minimální útlum attenuátoru se pohybuje v rozmezí od 1,4 do 2,2 a pro maximální útlum od 4,1 do 6,3. Přičemž ve středu pásma propustnosti filtru se šumové číslo pohybuje okolo nižších hodnot uvedeného rozmezí. Poměr stojatých vln na vstupu zesilovače se v pásmu propustnosti filtru pohybuje v rozsahu od 1,8 do 3,2. Na výstupu zesilovače se PSV pohybuje v rozmezí od 1,1 do 1,9.

Literatura

- [1] Vágner, P. Vysokofrekvenční technika. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2013.
- [2] Žalud, V. Moderní radioelektronika. 1.vyd. Praha: BEN-technická literatura, 2000. ISBN 80-86056-47-3.
- [3] Prokeš, A. Rádiové přijímače a vysílače. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005. ISBN 80-214-2263-7.
- [4] Svačina, J. Základy elektromagnetické kompatibility. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005. ISBN 80-214-2864-3.
- [5] BEZDĚK, M. Elektronika I. Dotisk prvního vydání. České Budějovice: KOPP, 2005. ISBN 80-7232-171-4.
- [6] Svačina, J., Novotný, V. Speciální elektronické součástky a jejich aplikace. Brno: FEKT VUT v Brně, 1999. ISBN 80-214-1455-3.
- [7] Hájek, K., Sedláček, J. Kmitočtové filtry. 1. vyd. Praha: BEN-technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-023-7.
- [8] Katalog zboží GM Electronic. [online]. Dostupné z: <http://www.gme.cz>
- [9] Mini-Circuits. Datasheet, PGA-103+. [online]. Dostupné z: <http://www.minicircuits.com>
- [10] Mikropáskový kalkulátor. [online]. Dostupné z: http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms_line_e.htm
- [11] Hewlett Packard. Datasheet, A low-cost surface mount PIN diode π attenuator. [online]. Dostupné z: <http://palgong.kyungpook.ac.kr/~ysyoon/Pdf/an1048.pdf>
- [12] Hong, Jia-Sheng., Lancaster, M. J. Microstrip filters for RF/microwave applications. John Wiley & Sons, Inc., 2001. ISBN 0-471-38877-7.
- [13] Katalog zboží Farnell. [online]. Dostupné z: <http://cz.farnell.com>
- [14] 1296 MHz Hairpin filtr – okl1tic. [online]. Dostupné z: <http://okl1tic.nagano.cz/?download=Hairpin.pdf>
- [15] Taconic. Datasheet, RF35A. [online]. Dostupné z: <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>
- [16] Diody a jejich význam pro elektronické obvody. [online]. Dostupné z: <http://moryst.sweb.cz/elt2/stranky1/elt006.htm>
- [17] Voltage standing wave ratio (VSWR). [online]. Dostupné z: www.microwaves101.com/encyclopedia/vswr.cfm
- [18] Dvojitě vyvážený směšovač. Brno: FEKT VUT v Brně. Laboratorní úloha. Vysokofrekvenční technika.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

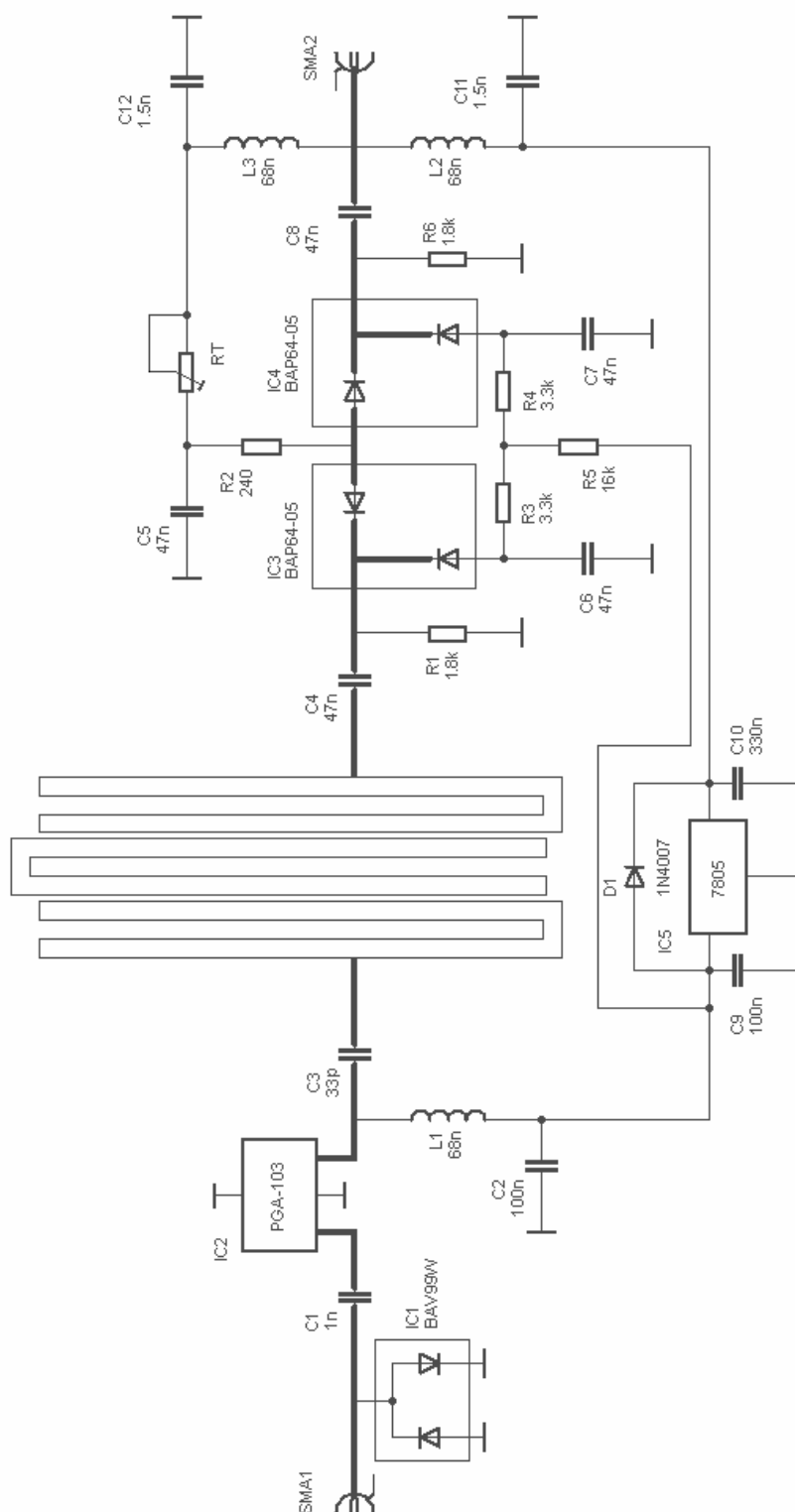
DR	dynamický rozsah
ESD	ochrana proti elektrostatickému náboji
GND	uzemnění
char	charakteristika
IMD3	intermodulační složky 3. řádu
IP3	bod zahrazení
in	veličina na vstupu
int	intermodulační
kvazilin	kvazilineární
LC	obvod tvořený cívkami a kondenzátory
log	logaritmus
MDS	minimální detekovatelný výkon
mp	mikropáskový
out	veličina na výstupu
PIN	dióda tvořena vrstvami s vodivostí P, N a mezerou I
PSV	poměr stojatých vln
sat	saturace
su	užitečný signál
SFDR	dynamický rozsah bez intermodulačního zkreslení
SMA	konektor pro připojení koaxiálního kabelu
SMD	součástky pro povrchovou montáž
tzv	takzvaný
vf	vysokofrekvenční
vst	vstupní
výst	výstupní
A	zesílení
α_c	činitel vodivostních ztrát
α_d	činitel dielektrických ztrát
B	šířka pásma
C	kondenzátor
c	rychlost světla

Γ	činitel odrazu
ε	permitivita
F	šumový činitel
f	frekvence
G	zisk
h	výška substrátu
I	proud
k	Boltzmanova konstanta
L	útlum, cívka
λ	vlnová délka
M	míra šumu
N	útlum
NF	šumové číslo
P	výkon
π	Ludolfovo číslo
p1	výška U rezonátoru
p2	výška připojeného vedení k rezonátoru
Q_e	činitel kvality
R	odpor, rezistor
s1	šířka vnitřního prostoru U rezonátoru
s2	vzdálenost mezi jednotlivými U rezonátory
s11	činitel odrazu na vstupu
s22	činitel odrazu na výstupu
s21	přenos v přímém směru
σ	vodivost
T	teplota
T_{tr}	doba zotavení diody
U	napětí
V _{cc}	napájecí napětí
w1	šířka U rezonátoru
w2	šířka připojovacího vedení
μ_0	permeabilita vakua
X	reaktance
Z	impedance

Seznam příloh

A	Celkové schéma zapojení	64
B	Výkresy desek plošných spojů	65
B.1	Hairpin filtr, 1. verze.....	65
B.2	Hairpin filtr, 2. verze.....	65
B.3	Hairpin filtr, 3. verze.....	66
B.4	Zesilovač (rozložení spojů).....	67
B.5	Zesilovač (rozmístění součástek).....	68
C	Výkres hairpin filtru	69
D	Soupiska součástek	70
E	Stínící plechová krabice	71

A Celkové schéma zapojení



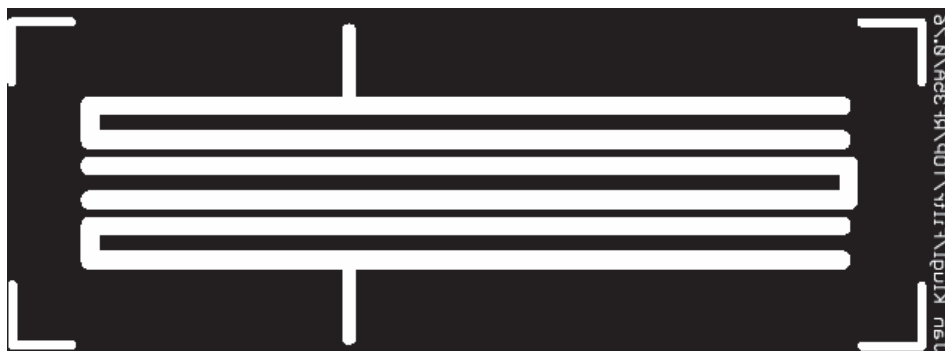
B Výkresy desek plošných spojů

B.1 Hairpin filtr, 1. verze



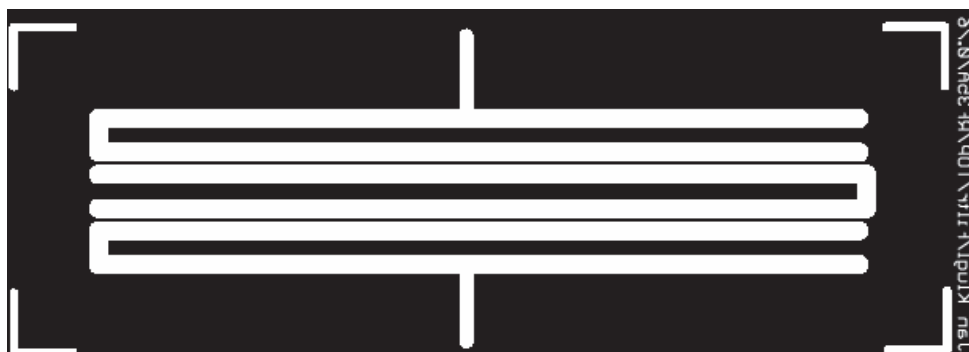
Rozměr desky 115 x 45 (mm), měřítko M1:1

B.2 Hairpin filtr, 2. verze



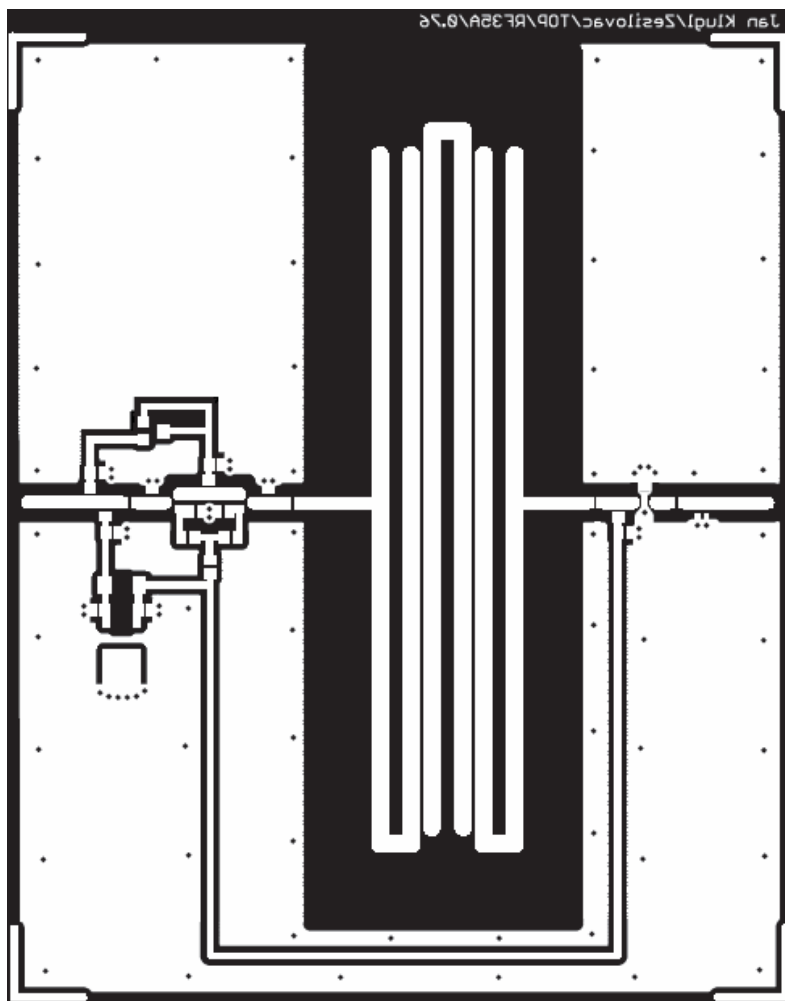
Rozměr desky 120 x 40 (mm), měřítko M1:1

B.3 Hairpin filtr, 3. verze



Rozměr desky 123 x 41 (mm), měřítko M1:1

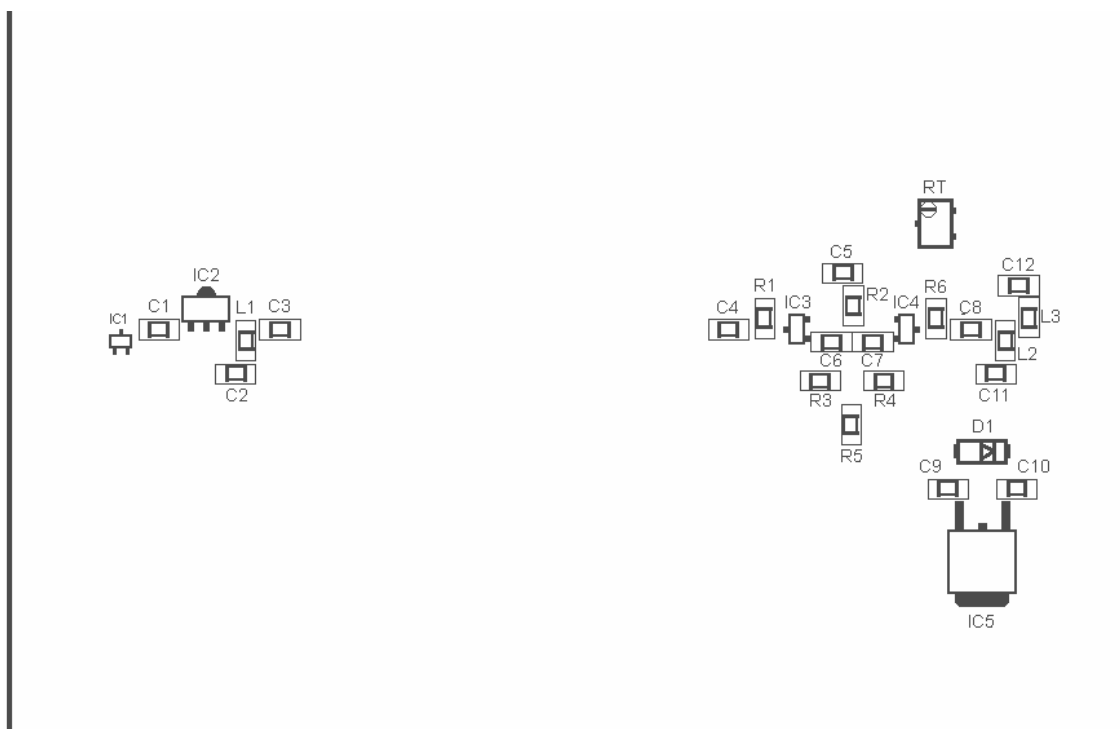
B.4 Zesilovač (rozložení spojů)



Rozměr desky 109 x 136 (mm), měřítko M1:1

Úkolem stínícího polygonu, spojeného se zemí pomocí řady prokovek, je zabránit rušivým vlivům vznikajících mezi vodivými cestami na desce plošného spoje. Přitom si udržuje dostatečný odstup od vysokofrekvenčního vedení a motivu mikropáskového filtru, aby nedocházelo k nežádoucím vazbám. Uzemnění SMD součástek zajišťuje dvojice prokovek, přičemž u pouzder s větší plochou padu, je jejich počet navýšen.

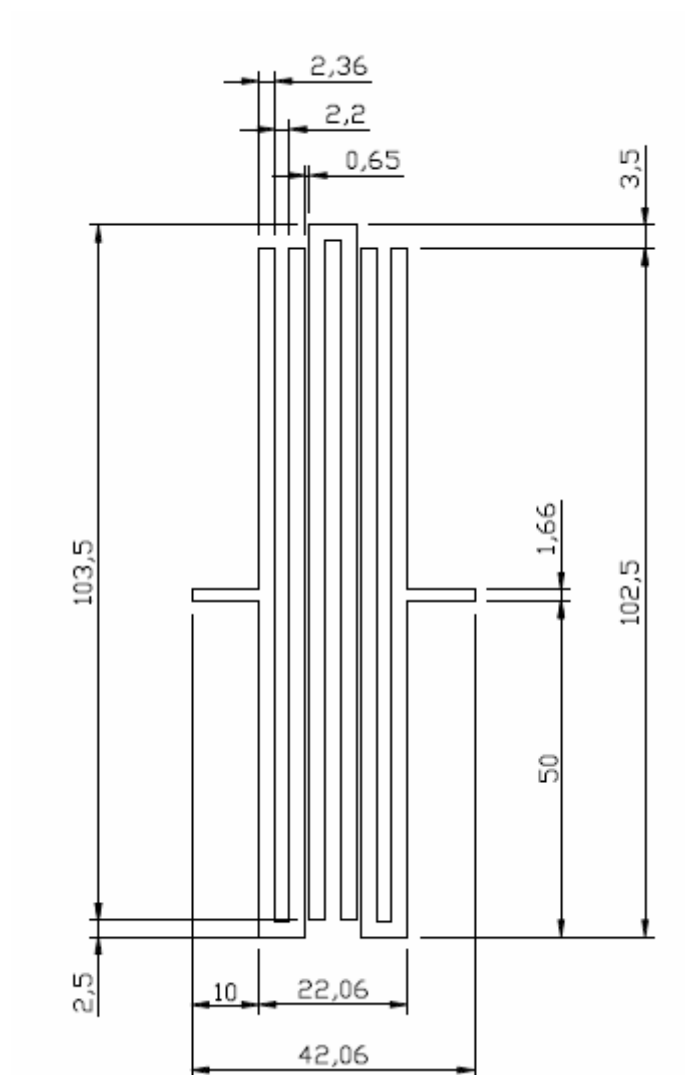
B.5 Zesilovač (rozmístění součástek)



Měřítko M1,36:1

Uvedené měřítko platí pouze pro šířku desky. Pro lepší názornost rozmístění součástek zde není zobrazena celková výška desky. Ochranné kondenzátory C_6 , C_7 , C_9 a C_{10} jsou umístěny přímo na vývody pouzder, aby zamezily vzniku parazitních kmitů.

C Výkres hairpin filtru



D Soupiska součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet	Popis
C1	1 nF	0805	1	SMD kondenzátor
C2, C9	100 nF	0805	2	SMD kondenzátor
C3	33 pF	0805	1	SMD kondenzátor
C4, C5, C6, C7, C8	47 nF	0805	5	SMD kondenzátor
C10	330 nF	0805	1	SMD kondenzátor
C11, C12	1.5 nF	0805	2	SMD kondenzátor
D1	1N4007	DO214	1	SMD dioda
IC1	BAV99W	SOT323	1	Dvojice diod v pouzdru
IC2	PGA-103+	SOT89	1	Zesilovač
IC3, IC4	BAP64-05	SOT23	2	Dvojice diod v pouzdru
IC5	7805	TO252	1	Stabilizátor napětí
L1, L2, L3	68 nH	0805	3	SMD cívka
R1, R6	1,8 k Ω	0805	2	SMD rezistor
R2	240 Ω	0805	1	SMD rezistor
R3, R4	3,3 k Ω	0805	2	SMD rezistor
R5	16 k Ω	0805	1	SMD rezistor
RT	50 k Ω	TS53YJ	1	SMD odporový trimr
SMA1, SMA2	50 Ω	-	2	SMA konektor

E Stínící plechová krabička

