

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

VSTUPNÍ DÍL UHF PŘIJÍMAČE S VELMI NÍZKOU SPOTŘEBOU

TUNER FOR UHF RECEIVER WITH LOW POWER CONSUPTION

DIPLOMOVÁ PRÁCE MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE AUTHOR

Bc. Martin Kaštánek

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR

Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

BRNO, 2008

Zadání práce originál z UREL

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

а

1. Pan/paní

Jméno a příjmení:	Bc. Martin Kaštánek
Bytem:	Bělisko 749, Nové Město na Moravě, 592 31
Narozen/a (datum a místo):	12. října 1983 v Novém Městě na Moravě

(dále jen "autor")

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00 jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika (dále jen "nabyvatel")

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

	1 10	-
Vedoucí/ školitel VŠKP:	Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.	
Ústav:	Ústav radioelektroniky	

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

v tištěné formě – počet exemplářů: 2
 v elektronické formě – počet exemplářů: 2

- Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále
 prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že
 je dílo dílem původním.
- 3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
- 4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

^{*} hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

- 1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizovaní výpisů, opisů a rozmnoženin.
- 2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
- 3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - □ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - □ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - □ 5 let po uzavření této smlouvy
 - □ 10 let po uzavření této smlouvy (z důvodu utajení v něm obsažených informací)
- 4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

- 1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
- 2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
- 3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísni a za nápadně nevýhodných podmínek.
- 4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 29. května 2008

Nabyvatel

Autor

Anotace

Cílem této práce byl návrh vstupní části přijímače pro pásmo 430 až 440 MHz. V simulačním software byl vytvořen model vybraného tranzistoru BFP540. Pomocí simulací byly zjišťovány možnosti snížení spotřeby tohoto tranzistoru při zachování zisku. V kompromisu spotřeby se ziskem zesilovače byl nalezen pro tento tranzistor optimální pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA, který byl vyzkoušen na testovacím zapojení s šumovým mikropáskovým přizpůsobením.

Zjištěné poznatky byly použity pro konstrukci vstupního dílu UHF přijímače. Pracovní bod vstupního zesilovače UHF přijímače byl vzhledem k napájení zesilovače modifikován pro větší účinnost na $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2,0$ mA. Potlačení zrcadlového kmitočtu zajišťuje Helical filtr třetího řádu, vzhledem k mezifrekvenčnímu kmitočtu 10,7 MHz.

Směšování na mezifrekvenční kmitočet provádí (řeší) opět tranzistor BFP540. Selektivitu přijímače zajišťuje mezifrekvenční krystalový filtr 10,7 MHz s šířkou pásma 15 kHz. Navržený vstupní díl umožňuje příjem SSB, FM a digitálních druhů modulací. Tomuto požadavku je přizpůsobena šířka pásma mezifrekvenčního výstupu. Pro příjem konkrétní modulace je nutné mezifrekvenční signálovou cestu doplnit příslušným mezifrekvenčním filtrem.

Annotation

The purpose of this work was to make a proposal for input parts of receiver for band 430 to 440 MHz. A model of chosen semiconductor triode BFP540 was created in simulation software. Possibilities how to decrease consumption of this semiconductor triode, keeping the profit, were investigated through the simulation. In compromise consumption, keeping the profit of the amplifier - an optimal operating point for this semiconductor triode $U_{CE} = 1,2$ V and $I_C = 2$ mA was found. It was tested through the testing wiring with noise microstrips conformity.

Ascertained knowledge was used for construction of tuner for UHF receiver. An operating point of input amplifier of UHF receiver was owing to power supply amplifier forced for bigger effectiveness to $U_{CE} = 2,65$ V and $I_C = 2,0$ mA. Suppression of mirror frequency is provided with Helix filter of the third order, because of intermediate frequency 10,7 MHz.

Mixing on intermediate frequency is made again by semiconductor triode BFP540. Selectivity of receiver is provided with intermediate frequency crystal filter 10,7 MHz with bandwidth 15 kHz. Designed input part enables reception of SSB, FM and digital types of modulation.Bandwidth intermediate frequency exit is adapted to this request To receive particular modulation , it is necessary to complete intermediate frequency signal way with appropriate intermediate frequency filter.

Klíčová slova

BFP540, software Ansoft Designer, pracovní bod, přenos, testovací RF zesilovač, vstupní RF zesilovač, směšovač, konverzní zisk, Helix, software Helical, mezifrekvenční filtr.

Key words

BFP540, software Ansoft Designer, optimal operating point, transmission, test RF amplifier, input RF amplifier, convertor, transducer gain, Helix, software Helical, intermediate frequency.

Bibliografická citace

KÁŠTÁNEK, M. *Vstupní díl UHF přijímače s velmi nízkou spotřebou: diplomová práce.* Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. 123 s., 4 příl.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Vstupní díl UHF přijímače s velmi nízkou spotřebou jsem vypracoval 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 neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2008

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 29. května 2008

podpis autora

OBSAH

0	BSAH		1
1	ÚVO	D	14
2	ROZ	BOR PARAMETRŮ VSTUPNÍHO DÍLU UHF PŘIJÍMAČE A SMĚŠOVAČE	15
	2.1	ZAŘAZENÍ VSTUPNÍHO DÍLU Z HLEDISKA PRACOVNÍ ŠÍŘKY PÁSMA	15
	2.2	POPIS ZÁKLADNÍCH VLASTNOSTÍ VSTUPNÍHO FILTRU	16
	2.3	POPIS ZÁKLADNÍCH VLASTNOSTÍ VSTUPNÍHO VF ZESILOVAČE	17
	2.4	POPIS ZÁKLADNÍCH VLASTNOSTÍ PRVNÍHO SMĚŠOVAČE	19
3	PAR	AMETRY TRANZISTORU BFP540 A JEHO MODELU	20
	3.1	OBECNÉ KATALOGOVÉ PARAMETRY TRANZISTORU BFP540	20
	3.2	VHODNÝ MODEL TRANZISTORU BFP540 PRO SIMULAČNÍ SOFTWARE	21
	3.3	MODELY TRANZISTORU BFP540 V SIMULAČNÍM SOFTWARE ANSOFT DESIGNER	22
4	OVĚ	ŘENÍ VLASTNOSTÍ GUMMEL-POONOVA MODELU	23
	4.1	OVĚŘENÍ TOTOŽNOSTI VÝSLEDKŮ OBJEKTŮ BJTGPN, BJTGPSN, BJTGPN_MOD A BJTGPSN_M	OD
			23
	4.2	MOŽNOSTI OVĚŘENÍ GRAFICKÝCH VÝSLEDKŮ V DATASHEETU	25
	4.3	GRAFICKÉ VÝSLEDKY SIMULACÍ GP MODELU TRANZISTORU BFP540	26
5	NÁV	RH PRACOVNÍHO BODU A OPTIMALIZACE SPOTŘEBY	29
	5.1	POPIS VYTVOŘENÉHO SIMULAČNÍHO MODELU TRANZISTORU BFP540	29
	5.2	POPIS SIMULAČNÍHO ZAPOJENÍ PRO OPTIMALIZACI SPOTŘEBY	30
	5.3	NÁVRH PRACOVNÍHO BODU A OPTIMALIZACE SPOTŘEBY	31
	5.4	NÁVRH VSTUPNÍHO TESTOVACÍHO RF ZESILOVAČE S OPTIMALIZOVANÝM PRACOVNÍM BODEM S	
		TRANZISTOREM BFP540	37
	5.4.1	Návrh obvodu stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru BFP540	37
	5.4.2	Návrh vstupního obvodu šumového přizpůsobení ve struktuře kondenzátor-mikropásek	39
	5.4.3	Návrh vstupního obvodu šumového přizpůsobení ve struktuře kondenzátor-mikropásek	
		s rezonančním obvodem	43
	5.4.4	Návrh vstupního obvodu šumového přizpůsobení ve struktuře mikropásek-mikropásek	46
	5.4.5	Návrh vstupního rezonančního obvodu ve struktuře mikropásek-kondenzátor	49
	5.4.6	Výběr vhodného zapojení pro ověření parametru přenosu S_{21} a vstupního přizpůsobení při	
		optimalizovaném pracovním bodě	52
	5.5	NAVRH DESKY PLOSNEHO SPOJE A MERENI VLASTNOSTI VYBRANEHO TESTOVACIHO RF ZESILOVAČ	Е 5 Л
	551	s DFT 540	54 51
	557	Měření navrženého pracovního bodu testovacího RF zesilovače	55
	5.5.3	Měření S-parametrů pro navržený pracovní bod testovacího RF zesilovače	

6	NÁV	RH VSTUPNÍHO DÍLU UHF PŘIJÍMAČE	61
	6.1	Rozbor požadavků a návrh řešení vstupního dílu UHF přijímače	61
	6.2	NÁVRH VSTUPNÍHO ZESILOVAČE S TRANZISTOREM BFP540 V KOMPROMISU OPTIMALIZACE SPO	TŘEBY
		A ÚČINNOSTI	62
	6.2.1	Návrh upraveného pracovní bodu vstupního RF zesilovače	62
	6.2.2	Návrh vstupního RF zesilovače	66
	6.2.3	Konstrukce vstupního RF zesilovače	74
	6.2.4	Měření pracovního bodu vstupního RF zesilovače	76
	6.2.5	Měření S-parametrů vstupního RF zesilovače	77
	6.3	NÁVRH FILTRU PRO POTLAČENÍ ZRCADLOVÉHO KMITOČTU	81
	6.3.1	Rozbor parametrů filtru pro potlačení zrcadlového kmitočtu	81
	6.3.2	Popis parametrů a konstrukce filtru Helix	84
	6.3.3	Návrhový software Helical	86
	6.3.4	Návrh rozměrů filtru Helix	86
	6.3.5	Konstrukce Helix filtru	89
	6.3.6	Výsledky měření Helix filtru	90
	6.4	NÁVRH SMĚŠOVAČE A FILTRU PRO VÝBĚR ROZDÍLOVÉ SLOŽKY	92
	6.4.1	Rozbor požadavků a parametrů směšovače	92
	6.4.2	Návrh směšovače s BFP540	93
	6.4.3	Návrh filtru pro výběr rozdílové složky na výstupu směšovače	96
	6.4.4	Měření parametrů směšovače včetně DP filtru	99
	6.5	NÁVRH MEZIFREKVENČNÍHO FILTRU	102
	6.5.1	Rozbor parametrů a požadavků MF filtru	102
	6.5.2	Impedanční přizpůsobení vstupu a výstupu MF filtru	102
	6.6	REALIZACE VSTUPNÍHO DÍLU UHF PŘIJÍMAČE	106
7	MĚĔ	ENÍ VSTUPNÍHO DÍLU UHF PŘIJÍMAČE	111
	7.1	MĚŘENÍ BODU 1 DB ZKRESLENÍ VSTUPNÍHO DÍLU UHF PŘIJÍMAČE	111
	7.2	MĚŘENÍ PŘENOSU VSTUPNÍHO DÍLU UHF PŘIJÍMAČE VE FREKVENČNÍM PRACOVNÍM PÁSMU	112
	7.3	MĚŘENÍ PŘENOSU VSTUPNÍHO DÍLU UHF PŘIJÍMAČE VE FREKVENČNÍM ZRCADLOVÉM PÁSMU	113
	7.4	Měření spotřeby vstupního dílu UHF přijímače	114
	7.5	MĚŘENÍ SELEKTIVITY VSTUPNÍHO DÍLU UHF PŘIJÍMAČE	114
8	ZÁV	ĚR	117
9	POU	ŽITÁ LITERATURA	118
10	PŘÍI	OHA 1	119
11	PŘÍI	ОНА 2	120
12	PŘÍI	ОНА 3	121
13	PŘÍI	ЮНА 4	122

Seznam obrázků:

Obr.2.1	Blokové schéma superheterodynu
Obr.2.2	Obecné kaskádní řazení jednotlivých bloků
Obr.3.1	Gummel-Poon model pro simulační software
Obr.4.1	Testovací schéma GP objektů
Obr.4.2	Schéma testovacího obvodu GP modelu s možností variace zdroje Source225
Obr.4.3	Závislost zesílení G_{MAXdB} na kolektorovém proudu I_C s parametrem kmitočtu
	a $U_{CE} = 2$ V
Obr.4.4	Závislost zesílení G_{MAXdB} na kmitočtu při $U_{CE} = 2$ V a $I_C = 20$ mA27
Obr.4.5	Závislost přenosu S_{2LdB} na kmitočtu při $U_{CE} = 2$ V a $I_C = 20$ mA
Obr.4.6	Závislost zesílení G_{MAXdB} na napětí kolektor-emitor U_{CE} s parametrem kmitočtu
	při $U_{CE} = 2 \text{ V a } I_C = 20 \text{ mA}28$
Obr.5.1	Vnitřní schéma bloku, který modeluje tranzistor BFP540 včetně parametrů pouzdra.
	(V dalších schématech vždy značen symbolickou značkou tranzistoru.)
Obr.5.2	Univerzální testovací schéma tranzistor BFP540
Obr.5.3	Závislost $(S_{2I})_{dB}$ na kolektorovém proudu I_C tranzistoru BFP540 s parametrem U_{CE} .
Obr.5.4	Detail závislosti $(S_{21})_{dB}$ na proudu I_C tranzistoru BFP540 s parametrem U_{CE}
Obr.5.5	Závislost $(S_{21})_{dB}$ na napětí kolektor-emitor U_{CF} tranzistoru BFP540 s parametrem I_C .
	kde je I_C vvjádřen proudem I_B podle vztahu $I_C = 107.5 \cdot I_B$
Obr.5.6	Detail závislosti $(S_{21})_{dB}$ na napětí U_{CF} tranzistoru BFP540 s parametrem I_C , kde je I_C
	vviádřen proudem I_B podle vztahu $I_C = 107.5 \cdot I_B$
Obr.5.7	Detail závislosti poměru <i>příkon/(S₂₁)_{dB}</i> na (S ₂₁) _{dB} BFP540 s parametrem U_{CE} 34
Obr.5.8	Detail závislosti $(S_{21})_{dB}$ na proudu I_C tranzistoru BFP540 s parametrem kmitočtu při
	$U_{CF} = 1.2 \text{ V}$
Obr.5.9	Závislost S-parametrů tranzistoru BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem
	$U_{CE} = 1,2$ V a proudu $I_C = 2$ mA
Obr.5.10	Obvod stejnosměrného napájení tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu
	UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA
Obr.5.11	Zapojení vstupního zesilovače s tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu
	UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým
	přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek
Obr.5.12	Závislost S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním
	bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru
	ve struktuře: kondenzátor-mikropásek40
Obr.5.13	Detail závislosti S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s
	pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením
	vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek
Obr.5.14	Závislost šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s
	pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením
	vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek
Obr.5.15	Detail závislosti šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s
	pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením
	vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek
Obr.5.16	Zapojení vstupního zesilovače s tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu
	UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým
	přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek
	v rezonančním obvodě43

Obr.5.17	Závislost S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve
01 5 10	strukture: kondenzator-mikropasek v rezonančnim obvode
Obr.5.18	Detail zavisiosti S-parametru vstupnino zesilovace s BFP540 na kmitoctu s
	pracovnim bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a sumovym prizpusobenim vstupu
01 5 10	tranzistoru ve strukture: kondenzator-mikropasek v rezonancnim obvode44
Obr.5.19	Závislost sumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s
	pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a sumovým přizpůsobením vstupu
	tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek v rezonančním obvodě45
Obr.5.20	Detail závislosti šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu
	s pracovním bodem U_{CE} = 1,2 V a I_C = 2 mA a šumovým přizpůsobením vstupu
	tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek v rezonančním obvodě45
Obr.5.21	Zapojení vstupního zesilovače s tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním
	dílu UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým
	přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-mikropásek46
Obr.5.22	Závislost S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním
	bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve
	struktuře: mikropásek-mikropásek
Obr.5.23	Detail závislosti S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s
	pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením
	vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-mikropásek
Obr.5.24	Závislost šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním
	bodem $U_{CF} = 1.2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve
	struktuře: mikropásek-mikropásek
Obr 5 25	Detail závislosti šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s
00110120	pracovním bodem $U_{CF} = 1.2$ V a $L_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu
	tranzistoru ve struktuře: mikronásek-mikronásek 48
Obr 5 26	Zanojení vstupního zesilovače s tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu
001.5.20	Lipojeni vstupnino zesnovaće s tranzistora Di 15 to podziteno ve vstupnim and LiHF přijímače s pracovním bodem $U_{cr} = 1.2$ V a $L_c = 2$ mA a rezonančním
	obvodem na vstunu tranzistoru ve struktuře: mikronásek-kondenzátor 49
Obr 5 27	Závislost S-narametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním
001.5.27	bodem $U_{CE} = 1.2$ V a $L_c = 2$ mÅ a rezonančním obvodem na vstupu tranzistoru ve
	struktuře mikronásek-kondenzátor 50
Obr 5 28	Detail závislosti S-parametrů vstupního zesilovače s BEP540 na kmitočtu s
001.3.20	precovním bodem $U_{cr} = 1.2 \text{ V} \circ L_c = 2 \text{ m} \Lambda$ a rezonančním obvodem na vstupu
	pracovnim obdem $O_{CE} = 1,2$ v a $T_C = 2$ mA a rezonancimi obvodem na vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek kondenzátor
Obr 5 20	Závislost šumováho čísla vstupního zosilovača s PED540 na kmitočtu s pracovním
001.3.29	zavisiost sunioveno cisia vstupinio zesnovaće s Di r 540 na kintočtu s pracovinin bodom $U_{i} = 1.2 \text{ V} \circ L = 2 \text{ m} \Lambda$ o rezenenčním obvodom na vstupu tranzistoru vo
	bodem $U_{CE} = 1,2$ v a $I_C = 2$ mA a rezonancinim obvodem na vsiupu tranzistoru ve struktužo, mikronégoly kondenzétor
Ohn 5 20	Detail závialozti žven ováho žádo vetveného zapilovože a DED540 no lemitožtu a
001.3.30	Detail zavisiosti sumoveno cista vstupilino zestiovace s BFP 340 na kinitoctu s
	pracovnim bodem $U_{CE} = 1,2$ v a $I_C = 2$ mA a rezonanchim obvodem na vstupu
01 5 21	tranzistoru ve strukture: mikropasek-kondenzator
Obr.5.31	Deska plosneho spoje navrzeneho testovaciho RF zesilovace ze strany 1 op, strana
01 5 22	Bottom je tvořena celistvou měděnou vrstvou
Obr.5.32	Osazovaci plán navržené desky plošného spoje testovacího RF zesilovače
Obr.5.33	Zapojeni vstupniho RF zesilovače s tranzistorem BFP540 a s měřícími voltmetry
o1	pro měření pracovního bodu U_{CE} a I_C
Obr.5.34	Závislost změřených S-parametrů na kmitočtu testovacího RF zesilovače při buzení
	vstupu P_{IN} = -20 dBm

Obr.5.35	Závislost změřených a simulovaných S-parametrů na kmitočtu testovacího RF zesilovače při buzení vstupu P_{IN} = -20 dBm. (S_{11} a S_{21} simulované, byly vždy pro
	navrzeny proud $I_C = 2,0$ mA.)
Obr.5.36	Měření S_{21} přenosu v závislosti na buzení vstupu P_{IN} testovacího RF zesilovače, na středním kmitočtu 435MHz60
Obr 6 1	Blokové schéma přijímače pro pásmo UHF 61
Obr 6.2	Zapojení steinosměrného obvodu z části 5 4 4 zajišťujícího pracovní hod
001.0.2	$U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2,0$ mA s naměřenými hodnotami úbytků napětí
Obr.6.3	Zapojení modifikovaného obvodu s upraveným pracovním bodem $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2.0$ mA
Obr.6.4	Zapojení selektivního vstupního RF zesilovače s pracovním bodem $U_{CE} = 2,65$ V a $L_{c} = 2.0$ mA
Obr.6.5	Návrh vstupního selektivního rezonančního obvodu ve Smithově diagramu při
01 ((
Obr.6.6	Variace C1, C2 a mikropasku selektivniho rezonančniho obvodu zajisť ujici současně šumové přizpůsobení tranzistoru BFP540
Obr 67	Závislost přenosu S_{22} zesilovače na kmitočtu při variaci C1 C2 a mikronásku
001.0.7	selektivního rezonančního obvodu zajišť ujícího současně šumové přizpůsobení tranzistoru BEP540
Obr 68	Drůběh šumového čísla zosilovača v závislosti na kmitočtu při variaci C1 C2 a
001.0.8	mikropásku selektivního rezonančního obvodu
Obr.6.9	Závislost přenosu S_{21} vstupního RF zesilovače v závislosti na kmitočtu pro
	Cl = 33 pF. $C2 = 39 pF$ a délku mikropásku $P = 15.7 mm$
Obr.6.10	Závislost vstupního činitele odrazu S_{11} , přenosu S_{21} a výstupního činitele odrazu
	S_{22} vstupního RF zesilovače v závislosti na malém rozsahu kmitočtu pro
	$C_{1}^{2} = 33 \text{ pF}$. $C_{2}^{2} = 39 \text{ pF}$ a délku mikropásku $P = 15.7 \text{ mm}$
Obr.6.11	Závislost vstupního činitele odrazu S_{11} , přenosu S_{21} a výstupního činitele odrazu S_{22}
	vstupního RF zesilovače v závislosti na větším rozsahu kmitočtu pro $Cl = 33$ pF.
	C2 = 39 pF a délku mikropásku $P = 15,7 mm$
Obr.6.12	Průběh šumového čísla vstupního RF zesilovače v závislosti na kmitočtu pro
	C1 = 33 pF, C2 = 39 pF a délku mikropásku P = 15,7 mm72
Obr.6.13	Závislost vstupního a výstupního přizpůsobení vstupního RF zesilovače závislosti
	na kmitočtu pro $CI = 33$ pF, $C2 = 39$ pF a délku mikropásku $P = 15,7$ mm72
Obr.6.14	Navržená DPS vstupního dílu UHF přijímače ze strany Top po zrcadlení pro
01 (15	negativni iotorezist
Obr.6.15	Osazováci plan navrzene desky plosneho spoje vstupního UHF prijímace a graficke zobrazení jednotlivých částí
Obr.6.16	Zapojení modifikovaného obvodu s navrženým pracovním bodem $U_{CE} = 2.65$ V a
	$I_C = 2,0$ mA a naměřenými hodnotami úbytků napětí
Obr.6.17	Pomocná měřící DPS pro možnost samostatného měření vstupního RF zesilovače,
01 (10	smesovace a Helix filtru//
Obr.6.18	Vysledky změřených S-parametrů S_{11} a S_{21} v okoli pracovního pasma a vysledky po doladění vstupního rezonančního obvodu 78
Obr 6 19	Výsledky simulovaných a měřených S-parametrů S_{11} a S_{21} při doladění vstupního
	rezonančního obvodu na $P_{lad} = 13,9$ mm
Obr.6.20	Výsledky simulovaných a měřených S-parametrů S_{12} a S_{22} při doladění vstupního
	rezonančního obvodu na $P_{lad} = 13,9$ mm
Obr.6.21	Detail simulovaného a měřeného S_{21} parametru při doladěném vstupním
	rezonančním obvodu na $P_{lad} = 13,9$ mm

Obr.6.22	Situace polohy filtru vůči pracovnímu rozsahu kmitočtů f_{Smin} až f_{Smax} a pásmu zrcadlových kmitočtů f_{Zmin} až f_{Zmax}
Obr.6.23	Rezonátor typu Helical, a) v řezu bokorysu, b) v řezu půdorysu čtvercového rezonátoru peho c) v řezu půdorysu kruhového rezonátoru s rozměry podle [7] 84
Obr 6 24	Konie obrazovky vypočtených parametrů software Helical
Obr. 6.24	Filter Helix a) v podélném řezu, h) v příčním řezu s kótami cívky a dutiny
001.0.23	c) okótovaná dutina v podelném řezu, d) pohled na řez Heliv filtru v půdorvsu – 88
Obr.6.26	Napájení filtru Helix a) skrz dno (boční řez), b) skrz dno (půdorysný řez),
01 (27	c) skrz bochi sienu (bochi rez), d) skrz bochi sienu (pudorysny rez)
Obr.6.27	DPS pro pripojeni Helix filtru k DPS vstupnino dilu UHF prijimace
Obr.6.28	Vysledky simulace a mereni Helix filtru pro vstupni dil UHF prijimace
Obr.6.29	Simulačni schema navrženeho aktivniho smešovače
Obr.6.30	Orientační závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} na kmitočtu $f_1 = f_5$ 94
Obr.6.31	Orientační závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} na výkonu místního oscilátoru P_{LO}
Obr.6.32	Závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} na výkonu vstupního signálu P_{IN} 95
Obr.6.33	Simulační schéma DP filtru pro potlačení nežádoucích složek na výstupu
	směšovače. V měřeních směšovače a DP filtru je zátěž z obr.6.29 nahrazena tímto
	DP filtrem
Obr.6.34	Výsledky simulace S-parametrů navrženého DP filtru pro směšovač96
Obr.6.35	Závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} s DP filtrem na výstupu směšovače
	na kmitočtu $f_1 = f_s$
Obr.6.36	Orientační závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} s DP filtrem na výstupu
	směšovače na výkonu místního oscilátoru P_{LO}
Obr.6.37	Závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} s DP filtrem na výstupu směšovače
	na výk $qn\mu$ vstupního signálu P_{IN}
Obr.6.38	Měřená závislost konverzního zisku směšovače s DP filtrem TG_{31} na kmitočtu f_{IN} ,
	pro f_{LO} = 445 MHz, výkon oscilátoru P_{LO} = 2 dBm, vstupní výkon P_{IN} = -20 dBm.
Obr.6.39	Měřená závislost konverzního zisku směšovače s DP filtrem TG_{31} na výkonu
	místního oscilátoru P_{LO} , pro f_{IN} = 435 MHz, f_{LO} = 445 MHz a vstupní výkon
	$P_{IN} = -20 \text{ dBm}.$ 100
Obr.6.40	Měřená závislost konverzního zisku směšovače s DP filtrem TG_{31} na vstupním
	výkonu P_{IN} pro f_{IN} = 435 MHz, f_{LO} = 445 MHz s parametrem výkonu P_{LO} 100
Obr.6.41	Simulační schéma DP filtru pro potlačení nežádoucích složek na výstupu
	směšovače s impedančním transformátorem 3 k Ω na výstupu. Transformační
	obvod byl simulován společně se směšovačem na obr.6.29
Obr.6.42	Závislosť konverzního zisku směšovače TG_{31} s DP filtrem na výstupu směšovače a
	s impedančním transformátorem na 3 k Ω na kmitočtu $f_1 = f_5$ bez MF filtru103
Obr.6.43	Schéma zapojení vstupního dílu UHF přijímače107
Obr.6.44	Upravený osazovací plán navržené desky plošného spoje vstupního UHF přijímače.
	(Popis jednotlivých bloků je shodný s obr.6.15.)
Obr.6.45	Skutečná podoba vyrobeného vstupního dílu UHF přijímače. (Pohled shora.)108
Obr.6.46	Skutečná podoba vyrobeného vstupního dílu UHF přijímače. (Pohled na SMA
	konektor pro připojení místního oscilátoru, na napájecí průchodku a na tři ladící
	šrouby Helix filtru s pojisnými maticemi.)
Obr.6.47	Skutečná podoba vyrobeného vstupního dílu UHF přijímače. (Pohled na SMA
	konektory, vlevo je vstupní, uprostřed výstupní MF a vpravo je konektor pro
	připojení místního oscilátoru.)

Obr.6.48 Vyrobené Helix filtry a jejich porovnání s rozměry vstupního dílu UHF přijímače	
l	10
Obr.7.1 Výsledky měření bodu 1 dB zkreslení <i>P</i> ₋₁ vstupního dílu UHF přijímače pro	
$f_{IN} = 435 \text{ MHz}, f_{LO} = 445,687 \text{ MHz} \text{ a } P_{LO} = 2 \text{ dBm}1$	11
Obr.7.2 Výsledky měření zisku G _{RX} vstupního dílu UHF přijímače v závislosti na rozsahu	
vstupních pracovních kmitočtů pro P_{IN} = -30 dBm a P_{LO} = 2 dBm1	12
Obr.7.3 Výsledky měření vstupního dílu UHF přijímače při příjmu signálu zrcadlového	
kmitočtu v závislosti na kmitočtů pro P_{IN} = -30 dBm a P_{LO} = 2 dBm1	13
Obr.7.4 Výsledky měření potlačení zrcadlových kmitočtů vstupního dílu UHF přijímače při	Í
příjmu signálu zrcadlového kmitočtu v poměru k příjmu signálu pracovního	
kmitočtu pro stejné úrovně vstupních výkonu $P_Z = P_S = P_{IN} = -30 \text{ dBm a}$	
$P_{LO} = 2 \text{ dBm}.$	14
Obr.7.5 Výsledky měření selektivity vstupního dílu UHF přijímače na MF kmitočtu pro	
$f_{LO} = 445,699$ MHz, $P_{IN} = -40$ dBm a $P_{LO} = 2$ dBm1	15
Obr.7.6 Výsledky měření selektivity a zvlnění vstupního dílu UHF přijímače na MF kmitoč	tu
pro f_{LO} = 445,699 MHz, P_{IN} =-40 dBm a P_{LO} = 2 dBm1	15
Obr.11.1 Náhradní zapojení pouzdra SOT34312	20

Seznam tabulek:

Tab.6.1	Tabulka parametrů vstupního rezonančního obvodu pro různé stupně selektivity pro
	střední kmitočet $f_0 = 435$ MHz a konstantní šířku mikropásku $W = 1,42$ mm69
Tab.6.2	Parametry odečtené ze software Helical pro tři různé kmitočty, stejné rozměry a
	3.řád filtru
Tab.6.3	Parametry odečtené ze software Helical pro tři různé rozměry na stejném kmitočtu a
	3. řádu Helix filtru
Tab.6.4	Naměřené složky vyšších harmonických na výstupu DP filtru směšovače při
	$f_S = 435 \text{ MHz}, f_{LO} = 445 \text{ MHz}, P_{IN} = -20 \text{ dBm a } P_{LO} = 2 \text{ dBm}101$
Tab.6.5	Některé katalogové parametry feritového jádra FT 23-61 a FT 37-61104
Tab.10.1	Tabulka parametrů tranzistoru BFP540 pro simulační software GP modelu119
Tab.11.1	Tabulka parazitních parametrů pouzdra SOT343 planých do kmitočtu 6 GHz120

1 Úvod

Cílem této práce je návrh a realizace vstupního dílu UHF přijímače s optimalizovanou spotřebou. Aktivní prvky budou tvořeny tranzistory řady BFP fy. INFINEON typem BFP540. V simulačním software Ansoft Designer bude nutné vytvořit model tohoto tranzistoru. Na vytvořeném modelu bude hledáno optimální řešení nejmenšího pracovního bodu, který ještě splní požadavky kladené na přijímač v pásmu UHF. Optimalizovaný pracovní bod bude použit pro návrh a konstrukci vstupního zesilovače. Pro návrh směšovače bude použit rovněž vytvořený model BFP540.

Konstrukce vstupního dílu UHF přijímače bude složena z jednotlivých navržených částí s optimalizovanou spotřebou, která ještě zaručí splnění požadavků na tuto část navrženého přijímače.

Praktickým měřením bude prověřena správnost návrhu a možnost optimalizace spotřeby. Měřením se projeví případné zhoršení některých parametrů přijímače spojené s optimalizovanou spotřebou.

2 Rozbor parametrů vstupního dílu UHF přijímače a směšovače

2.1 Zařazení vstupního dílu z hlediska pracovní šířky pásma

Pracovní pásmo UHF předem definuje některé pracovní parametry, které je nutné brát v úvahu ještě před vlastním návrhem. Navrhované zařízení je od počátku návrhu řešeno pro radioamatérské pásmo 430 až 440 MHz. Šířka pracovního pásma dělí vstupní díly přijímačů na úzkopásmové a širokopásmové. Pro úzkopásmové vstupní díly platí podmínka (1), podle [2], [3].

$$B < \frac{1}{10} \cdot f_s \quad . \tag{1}$$

Kde je šířka pásma B = 10 MHz a střední kmitočet $f_S = 435$ MHz, pak nerovnost podle (1) je:

$$10 \cdot 10^6 < 43.5 \cdot 10^6$$

Podmínka úzkopásmovosti je splněna a vztahuje se na vstupní VF zesilovač a pásmovou propust až po směšovač, jak je patrné na obr.2.1. Další obvody za směšovačem pracují obvykle na konstantním kmitočtu, nižším, nebo vyšším, pokud se jedná o up-convertor. Šířka pásma zpracovávaného signálu je pak přibližně totožná s vlastní pracovní šířkou pásma samotného zesilovače a závisí na typu modulace, kanálovém kódování a dalších faktorech vlastního principu zpracování přenášených dat a signálu. Zpravidla jsou ale další obvody za směšovačem (obvody mezifrekvenční) úzkopásmové.

Pro další rozbor vlastností vstupního dílu přijímače je na obr.2.1 uvedeno blokové schéma superheterodynu, které je jedním z nejpoužívanějších. Nejprve je zobrazeno celé blokové schéma, aby bylo možné provést obecné porovnání a rozbor dané problematiky.



Obr.2.1 Blokové schéma superheterodynu.

Zadání tohoto projektu je zaměřeno podle blokového schéma na obr.2.1 na pásmovou propust, VF zesilovač a směšovač. Naznačené výkonové úrovně jsou orientační hodnoty, převzaté z [3], které se vztahují k analogové spojité modulaci. Pro digitální modulaci s různým kanálovým kódováním mohou být tyto hodnoty podstatně nižší.

2.2 Popis základních vlastností vstupního filtru

Vstupní filtr (na obr.2.1 pásmová propust) je označován jako filtr se vzdálenou selektivitou a na výsledné selektivitě přijímače se podílí velmi málo. Filtr v tomto blokovém schéma je naznačen jako pevný, neladitelný, vzhledem k předchozí podmínce úzkopásmovosti vstupního bloku přijímače.

Hlavní důvody použití širokopásmového vstupního filtru jsou:

- Úzký selektivní filtr by na okrajích pracovního pásma mohl vykazovat nezanedbatelný pokles útlumu proti maximu přenosu, který by způsobil nekonstantní přenos vstupního dílu v pracovním pásmu.
- Úzkopásmový vstupní filtr by musel být laditelný v přesném souběhu s heterodynem.
- V pásmu UHF úzkopásmový vstupní filtr musí vykazovat vysoké Q.

Proto se na výsledné selektivitě přijímače podílejí až další filtry v mezifrekvenčních (MF) obvodech, které jsou pevně naladěny a pracují vždy na jednom kmitočtu s šířkou pásma závislou na přenášených datech nebo signálu. Pracovní kmitočet je obvykle transformován na nižší hodnoty, kde se podstatně snadněji realizuje ostře selektivní filtr, při stále stejné šířce pásma přenášeného signálu. Závislost činitele jakosti rezonančního obvodu na pracovním kmitočtu a pracovní šířce pásma je dána vztahem (2) převzaté z [3].

$$Q = \frac{f}{B} \quad . \tag{2}$$

Zde je patrná závislost mezi pracovním kmitočtem f a pracovní šířkou filtru B. Pokud se požaduje realizovat filtr s menším Q, je nutné snížit pracovní kmitočet f.

Zároveň jsou na vstupní filtr kladeny určité základní parametry:

- Zamezení příjmu signálu na MF kmitočtu.
- Potlačení příjmu signálu na zrcadlovém kmitočtu, pokud není použit samostatný filtr pro potlačení zrcadlového kmitočtu.
- Zamezení pronikání vzdálených výrazně výkononých signálů na vstup VF zesilovače, aby nedošlo ke vzniku křížové modulace.
- Konstantní časové (fázové) zkreslení.

Signál o MF kmitočtu, který by prošel vstupním filtrem se dále přičítá k užitečnému signálu (zpracovávaný signál, přenášená data) a působí jako nežádoucí rušení, které již dále nelze odstranit. V případě výrazných problémů s příjmem signálu pracujícího na MF kmitočtu je možné použít odlaďovač pro tento speciální kmitočet. Kvalita vstupních filtrů ale běžně stačí na potlačení případných rušivých signálů pracujících na MF kmitočtu. Uvedené parametry jsou především závislé na vhodném výběru MF kmitočtu.

Zrcadlový příjem je příjem rušivého signálu na zrcadlovém kmitočtu. Tento kmitočet je vzdálen od přijímaného, o dvojnásobek MF kmitočtu. Tento efekt je dán principem funkce směšovače, který vytváří kombinační složky z kmitočtů f_s a f_h . Signál na zrcadlovém kmitočtu je jedním ze základních, který je směšovačem zpracován se stejným přenosem, jako signál s pracovním kmitočtem. Proto musí vstupní filtr zajistit dostatečné potlačení signálu na

zrcadlovém kmitočtu. Pokud je tento signál propuštěn, sečte se zpracovávaným signálem a nelze ho ve zpracovávaném signálu dále odstranit. Zvětšení rozdílu kmitočtů pracovního a zrcadlového signálu je dosahováno zvětšením MF kmitočtu, což je ale v rozporu s předchozími úvahami, kde byla snaha snížit MF kmitočet z důvodu snížení nároků na jakost MF filtrů.

Problém lze vyřešit dvojitým směšováním, tzv. Up-corverterem, více v [3]. Nejprve je signál směšován na jeden kmitočet, může být i vyšší než je pracovní, na kterém je vzdálenost pracovního a zrcadlového kmitočtu dostatečně velká a lze tedy účinně potlačit signál na zrcadlovém kmitočtu. Při dalším směšování již nehrozí příjem signálu na zrcadlovém kmitočtu a druhý mezifrekvenční kmitočet může být výrazně nižší, než jaký by mohl být u jednoduchého superheterodynu.

Křížová modulace může vzniknout příjmem signálu s výraznou výkonovou úrovní, třeba i signálu z pásma HF. Proto musí vstupní filtr zajišťovat dostatečný útlum v celém kmitočtovém pásmu, aby byl tento jev co nejvíce eliminován.

Vzhledem k úzkému pracovnímu pásmu je podmínka konstantního fázového zpoždění při vhodném výběru a návrhu vstupního VF filtru téměř splněna.

2.3 Popis základních vlastností vstupního VF zesilovače

Zmíněné výkonové úrovně jsou pouze čistě orientační a mohou být o více něž 10 dB nižší. Limitujícím faktorem v tomto kmitočtovém pásmu jsou většinou šumové vlastnosti jednotlivých bloků vstupního dílu přijímače, jak aktivních, tak pasivních částí. Rozhodující vliv však mají šumové vlastnosti, které jsou popisovány šumovým činitelem *F*, popř. šumovým číslem F_{dB} , na vstupu přijímače. Obecně šumový činitel *F* vychází ze vztahu (3) uvedeného např. v [2] nebo [3] a popisuje poměr výkonu signálu k výkonu šumu na vstupu (P_{Si}/P_{Ni} , obecně S/N) k poměru výkonu signálu k výkonu šumu na výstupu (P_{So}/P_{No}).

$$F = \frac{\frac{P_{Si}}{P_{Ni}}}{\frac{P_{So}}{P_{No}}} \quad . \tag{3}$$

Šumový činitel je bezrozměrný parametr jednotlivých bloků. Šumové číslo je logaritmickým vyjádřením šumového činitele, více v [2].

Signál, který prochází jakýmkoliv obvodem, má v ideálním případě poměr S/N na vstupu stejný jako poměru S/N na výstupu. Šumový činitel F je pak roven jedné. Reálné obvody se k této hodnotě v nejlepším případě pouze blíží. První blok, v kaskádě bloků, má výrazný vliv na výsledné šumové vlastnosti. Vliv šumového činitele je jasně patrný z Friisova vzorce (4) z [2]. Příslušnost jednotlivých parametrů vzorce (4) k jednotlivým částem přijímače je patrná z obr.2.2.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{Pa1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{Pa1} \cdot A_{Pa2}} + \frac{F_4 - 1}{A_{Pa1} \cdot A_{Pa2} \cdot A_{Pa3}} + \cdots$$
 (4)



Obr.2.2 Obecné kaskádní řazení jednotlivých bloků.

Kde F_1 , F_2 , F_3 , ... jsou šumové činitele jednotlivých bloků v kaskádě na obr.2.2 a A_{Pal} , A_{Pa2} , A_{Pa3} , ... jsou dosažitelná výkonová zesílení jednotlivých bloků.

Základní parametry kladené na vstupní VF zesilovač:

- Dosažení nejmenšího šumového čísla (šumového činitele).
- Zesílení pouze takové, aby pokrylo ztráty v následujících obvodech (směšovač,filtry,...) a výrazně nezhoršily výsledné šumové číslo.
- Konstantní přenos v celém pracovním kmitočtovém pásmu.
- Odolnost vstupního VF zesilovače proti "zahlcení" silným vstupním signálem (definováno pomocí parametru *P*₋₁ nebo *IP3*).
- Stabilita a konstantní časové (fázové) zkreslení v pracovním kmitočtovém pásmu.

Jak je patrné ze vztahu (4), šumové číslo prvního bloku výrazně ovlivňuje výsledné šumové číslo celé soustavy. Proto je snaha, aby tento první blok měl nejmenší šumové číslo. Zesílení tohoto bloku nepatří mezi výrazná výkonová zesílení, k těm dochází až v MF obvodech. Účelem tohoto bloku je zvýšit úroveň vstupního signálu na takovou hodnotu, která zajistí dostatečný odstup vstupního signálu od vlastních šumů přijímače ve filtrech, směšovači a dalších obvodech.

Konstantní přenos a konstantní časové (fázové) zpoždění v pracovním kmitočtovém pásmu je požadováno z toho důvodu, aby nedocházelo při ladění heterodynu (výběru přijímaného kmitočtového pásma) k poklesu nebo kolísání výstupní úrovně, popř. fáze zpracovávaného signálu, při konstantní vstupní úrovni daného signálu.

Odolnost IP₃, nebo bod jednodecibelové komprese P₋₁, jsou důležitými parametry. Bod IP3 definuje fiktivní výstupní výkonovou úroveň, kdy základní signál a intermodulační složky 3. řádu dosahují stejné velikosti. Bod P₋₁ popisuje vstupní úroveň, při níž dochází ke zkreslení výstupního signálu právě o 1dB. Pokud dojde k překročení určité výkonové úrovně na vstupu zesilovače, dochází ke vzniku intermodulačních složek 3. řádu, které dále vstupují na směšovač a vytvářejí další kombinační kmitočty s kmitočtem heterodynu. Ty pak mohou při špatném návrhu pracovních kmitočtů, dále pronikat MF obvody až k demodulátoru, kde ruší užitečný signál.

2.4 Popis základních vlastností prvního směšovače

Směšovač umožňuje změnit pracovní kmitočet přenášeného signálu, aniž by došlo ke změně přenášené informace zpracovávaného signálu. Směšovače se dělí na aktivní a pasivní.

Aktivní směšovač kryje vlastní ztráty způsobené směšováním a výsledný signál ještě mírně zesiluje. Lze ho realizovat pomocí unipolárního nebo bipolárního tranzistoru jednoho nebo několika, popř. pomocí integrovaného obvodu. Pasivní směšovač zajišťuje pouze vlastní směšování a pro signál představuje určitý útlum, který by měl pokrýt předřazený VF zesilovač. Tyto směšovače jsou nejčastěji diodové. Jejích velikou předností je větší dynamický rozsah oproti tranzistorovým.

Přesto, že směšovač pro svoji činnost potřebuje nelineární prvek, aby mohl vytvářet směšovací produkty, považuje se vždy, pro namodulovaný signál, za lineární prvek. Např. u diodového směšovače signál z heterodynu spíná jednotlivé diody mnohem větší úrovní, než má přenášený signál, což je zaručeno velikostí signálu heterodynu. Pak lze takový směšovač považovat skutečně za téměř lineární z hlediska máloúrovňového přenosu signálu.

Jiné dělení směšovaču je na aditivní a multiplikativní. Dnes se již téměř výhradně v profesionálních zařízeních v UHF pásmu požívají hybridní členy. Ve kterých se používají Schottkyho diody. Používají se rovněž vyvážené a dvojitě vyvážené směšovače, které mají z vlastního principu činnosti omezený počet kombinačních členů. Podrobnější popis směšovačů je v [3].

Směšovací produkty jsou na výstupu obecného směšovače kombinacemi vstupního signálu f_s a f_h . Kombinační kmitočty na výstupu směšovače mohou mít tyto hodnoty dané vztahem (5):

$$f_{mf} = k \cdot f_h + l \cdot f_s \quad . \tag{5}$$

Kde *k* a *l* jsou libovolná kladná celá čísla, označovaná jako řád směšovácího produktu. Největší úroveň po žádaném produktu mají složky třetího řádu. Další složky vyšších řádů postupně energii ztrácí s počtem vysměšovaných produktů.

3 Parametry tranzistoru BFP540 a jeho modelu

3.1 Obecné katalogové parametry tranzistoru BFP540

Katalogové hodnoty tranzistoru BFP540 jsou uvedeny např. v [1]. Jedná se o bipolární NPN vysokofrekvenční tranzistor, označovaný jako vysokozesilující nízkošumový tranzistor do kmitočtu 1,8 GHz.

Vybrané pracovní a mezní stejnosměrné parametry tranzistoru BFP540:

- Maximální napětí U_{CEO} (maximální průrazné) je 4,5 V při teplotě okolí větší než 0°C, 4 V při teplotě okolí nižší než 0°C, při proudu $I_C = 1$ mA a $I_B = 0$ mA.
- Maximální saturační napětí U_{CES} je 14 V při $U_{BE} = 0$ V a maximálním saturačním proudu $I_{CES} = 10 \ \mu$ A.
- Proud I_{CBO} je maximálně 100 nA při $U_{CB} = 5$ V a $I_E = 0$ mA.
- Stejnosměrné proudové zesílení h_{FE} je v intervalu 50 až 185, typicky ale 110 při $I_C = 20$ mA a $U_{CE} = 3.5$ V.
- Maximální proud kolektorem je 80 mA
- Maximální proud bází je 8 mÅ
- Pracovní teplota od -65°C do 150°C

Základní pracovní střídavé parametry tranzistoru BFP540:

- Tranzitní kmitočet f_T minimálně 21 GHz, typicky 30 GHz při I_C =50 mA a U_{CE} = 4V
- Kapacita kolektor-báze C_{CB} maximálně 0,24 pF, typicky 0,14 pF při $U_{CB} = 2$ V, $U_{BE} = 0$ V a kmitočtu 1 MHz.
- Šumové číslo *F* maximálně 1.4 dB, typicky 0.9 dB při $I_C = 5$ mA, $U_{CE} = 2$ V, kmitočtu 1.8 GHz a optimálním přizpůsobení vstupu
- Výkonové zesílení max. stabilní G_{ms} je 21,5 dB při $I_C = 20$ mA, $U_{CE} = 2$ V, optimálním přizpůsobení vstupu i výstupu na kmitočtu 1,8 GHz
- Bod zahrazení IP_3 je 24,5 dBm při $U_{CE} = 2$ V, $I_C = 20$ mA a přizpůsobení vstupu i výstupu impedanci 50 Ω na kmitočtu 1,8 GHz.
- Horní výkonová hranice dynamického rozsahu $P_{.1dB}$ je 11 dBm při $U_{CE} = 2$ V, $I_C = 20$ mA a přizpůsobení vstupu i výstupu impedanci 50 Ω na kmitočtu 1,8 GHz.

V katalogovém listu jsou uvedeny podrobnější informace včetně grafických závislostí důležitých parametrů, závislých na kmitočtu, napětí, proudu, atd.

3.2 Vhodný model tranzistoru BFP540 pro simulační software

Náhradní model tranzistoru umožňuje praktické numerické výpočty. Reálný tranzistor vykazuje mnoho nelinearit, jak elektrických parametrů, tak neelektrických (např. teplotní). Zjednodušení na model reálného tranzistoru dává tedy možnost simulovat jeho strukturu pomocí prvků R, L, C lineárně i nelineárně závislých na okolních podmínkách (elektrických i neelektrických) a řízenými i neřízenými zdroji proudu a napětí. Náhrada PN přechodů analytickým popisem, se základními konstantami tohoto přechodu, výrazně redukuje popis jeho nelinearit. Pro různé typy tranzistorů byly vytvořeny různé modely. Tranzistor BFP540 nejpřesněji popisuje náhradní model typu Gummel-Poon.

Míra zjednodušení reálného tranzistoru zároveň udává výslednou složitost náhradního modelu, zároveň ale určuje i nepřesnost oproti reálnému tranzistoru, způsobenou aproximací jednotlivých parametrů. Jednotlivé modely tranzistorů popisují tranzistory ve výkonových aplikacích, např.: ve spojení s pohony, jiné pro NF aplikace a jiné pro VF aplikace, které se ještě zároveň liší i kmitočtovým pásmem, ve kterém mají být použity.

Elektrická schémata popisující a charakterizující Gummel-Poonův (GP) model se zároveň mohou lišit pro různé úrovně zpracovávaného signálu. Zjednodušení základního modelového schéma je možné např. při omezení úrovně zpracovávaného signálu, kdy se neuplatní některé nelinearity. Náhradní zapojení GP modelu je na obr.3.1 převzatého z [4]. Vlastní rozbor GP modelu není cílem této práce, proto je obr.3.1 uveden bez dalšího rozboru.

Jednotlivé prvky tohoto schéma jsou popsány dalšími funkčními závislostmi definující reálné podmínky, které jsou opět rozvedeny např. v [4] a v [5], kde lze nalézt možnosti měření jednotlivých parametrů tohoto modelu.

GP model nahrazuje pouze parametry samotného tranzistorového čipu. Parazitní parametry pouzdra zde nejsou zahrnuty, a proto je nutné, při simulacích pro praktické použití tranzistoru v pouzdru, toto pouzdro řešit externími obvody.



Obr.3.1 Gummel-Poon model pro simulační software.

V datasheetu [1] i v Příloze 1 a Příloze 2 jsou pro simulační software, který zná GP model, uvedeny potřebné parametry tranzistoru BFP540. Zároveň jsou zde uvedeny parametry a náhradní obvod pouzdra SOT343 tohoto tranzistoru.

3.3 Modely tranzistoru BFP540 v simulačním software Ansoft Designer

Simulační software Ansoft Designer 2.0 disponuje několika GP modely. V nabídce jsou k výběru čtyři simulační objekty GP modelu. Všechny čtyři objekty umožňují definovat tranzistor BFP540 jeho uvedenými parametry z datasheetu BFP540.

V nabídce objektů je možné použít tyto Gummel-Poonovy modely:

- **BJTGPN**: BJT, GP Model, NPN, Full Listing
- **BJTGPSN**: BJTS, GP Model, NPN w/Sub., Full Listing
- **BJTGP_Model**: BJT, GP Model Data
- **BJTGPN_Mod**: BJT, GP Model, NPN
- **BJTGPSN_Mod**: BJTS, GP Model, NPN w/Sub.

Objekty **BJTGPN** a **BJTGPSN** jsou samostatné objekty. Označení "objekt **BJTGPN"** definuje tranzistor **BJT** modelovaný **GP** modelem s **N**PN vodivostí. "Objekt **BJTGPSN"** obsahuje navíc ještě parametr substrátu (NS – Substrate P-N emission coefficient). Pokud je ale tranzistor v pouzdru, pak je parametr substrátu dán v parametry pouzdra.

Pro simulaci lze využit oba typy modelů, za předpokladu vynechání (nevyplnění) parametru NS. Pak jsou výsledky simulací totožné.

Další tři položky nejsou třemi dalšími objekty. Objekt **BJTGP_Model** je modelem nesoucí parametry tranzistoru, ale který není zapojen do obvodu. Do obvodu je zapojen objekt **BJTGPN_Mod** nebo **BJTGPSN_Mod**. Tyto dva modely nenesou žádnou informaci o konkrétním typu tranzistoru, ale při vhodně nastavené vazbě na objekt **BJTGP_Model** simulují jeden model tranzistoru, stejně jako objekt **BJTGPN** nebo **BJTGPSN**. Všechny čtyři objekty lze použít pro simulaci parametrů tranzistoru BFP540.

Po kompletní konfiguraci daného objektu GP modelu zbyly některé parametry nevyplněné. Symbolické označení jednotlivých parametrů v datasheetu tranzistoru BFP540 bylo až na tři parametry totožné se symbolickým označením v objektu GP modelu v Ansoft Designer 2.0. Dva parametry VAF (Forward Early voltage) a VAR (Reverse Early voltage) jsou v Ansoft Designeru 2.0 označovány symboly VA (totožné s VAF) a VB (totožné s VAR). Třetí symbol, v datasheetu BFP540, FC (Flicker noise corner frequency) nebyl Ansoft Designerem 2.0 vyžadován. Výpis parametrů tranzistoru BFP540 pro simulační software je uveden v Příloze 1.

4 Ověření vlastností Gummel-Poonova modelu

4.1 Ověření totožnosti výsledků objektů BJTGPN, BJTGPSN, BJTGPN_Mod a BJTGPSN_Mod

Všechny návrhy a simulace byly prováděny v programu Ansoft Designer 2.0. Čtyři GP objektové modely, které nabízí Ansoft Designer, byly testovány ve stejném zapojení podle obr.4.1 bez uvažování parazitních parametrů pouzdra. Jde o testování parametrů GP objektových modelů stejného typu tranzistoru, které jsou srovnávány navzájem mezi sebou, a proto nemá pouzdro na tyto výsledky vliv. Testovací schéma je zobrazeno na obr.4.1 s tranzistorem BJTGPN, ostatní schémata jsou stejná, jen je použit jiný typ objektového GP modelu.



Obr.4.1 Testovací schéma GP objektů.

Parametry tranzistoru byly nastaveny podle datasheetu pro BFP540, parametr VA byl nastaven podle hodnoty VAF a parametr VB podle VAR, FC nastaveno v Ansoft Designeru 2.0 nebylo. Základní charakteristiky VF parametrů v datashetu BFP540 [1] vychází z kolektorového napětí $U_{CE} = 2$ V a proudu $I_C = 20$ mA. Pro tyto hodnoty byl vypočten stejnosměrný pracovní bod testovacího schéma na obr.4.1. Napájecí napětí U_N bylo zvoleno 3V. Napětí U_{CE} bylo 2 V při proudu $I_C = 20$ mA. Hodnotu odporu R_C lze vypočíst podle vztahu (6):

$$R_C = \frac{U_N - U_{CE}}{I_C} \quad . \tag{6}$$

Dosazením do vztahu (6):

$$R_C = \frac{3-2}{0.02} = 50\Omega$$

Použitá tlumivka Tl je vybrána ideální, s nulovým ztrátovým odporem, protože jde o simulaci parametrů samotného tranzistoru. Ideální proudové zesílení v přímém směru je definováno v datasheetu BFP540 symbolickým parametrem BF = 107,5. Proud báze I_B je dán vztahem (7):

$$I_B = \frac{I_C}{BF} \quad . \tag{7}$$

Dosazením do vztahu (7):

$$I_B = \frac{0.02}{107.5} = 186.0\,\mu A$$

Použité kondenzátory jsou rovněž ideální, které dokonale oddělují stejnosměrný proud, na vstupu i výstupu. Hodnota odporu R_B je dána vztahem (8):

$$R_B = \frac{U_N - U_{BE}}{I_B} \quad . \tag{8}$$

Napětí U_{BE} bylo zvoleno 0,7V, ale po zpětné kontrole v programu Ansoft Designer 2.0 funkcí *Toggle Display DC Bias* bylo zkorigováno na hodnotu $U_{BE} = 866$ mV. Po dosazení do vztahu (8) je výsledná hodnota R_B :

$$R_{B} = \frac{3 - 0.866}{186 \cdot 10^{-6}} = 11,47k\Omega$$

Hodnota R_B byla zaokrouhlena na 11 k Ω . Po kontrole funkcí *Toggle Display DC Bias* klesla hodnota kolektorového proudu I_C na 19,9 mA.

Hodnoty ideálních kondenzátorů C_{IN} a C_{OUT} musí mít takovou velikost, aby jejich reaktance byly zanedbatelné v porovnání se vstupní a výstupní reaktancí tranzistoru na nejnižším požadovaném kmitočtu. Orientační zkouškou simulace byla nalezena dostatečně velká hodnota kapacity C_{IN} a C_{OUT} o velikosti 500 pF. Byly určeny jako desetinásobek hodnoty, která nezpůsobuje na kmitočtu 100 MHz výraznější odchylky při zmenšování této kapacity a simulací byly nalezeny kondenzátory C_{IN-min} a $C_{OUT-min}$ s hodnotou 50 pF.

Simulace jednotlivých objektů GP modelu byly prováděné v kmitočtovém intervalu 100 MHz až 6 GHz. Porovnávány byly činitele odrazu na vstupu S_{11} a na výstupu S_{22} , přenosy S_{21} a S_{12} v závislosti na kmitočtu. Další simulací bylo porovnáváno výkonového zesílení G_{MAX} , které je rovněž kmitočtově závislé. Všechny čtyři simulace se blížili ke skutečným výsledkům parametrů z datasheetu tranzistoru BFP540.

4.2 Možnosti ověření grafických výsledků v datasheetu

Ověření podobnosti grafických závislostí uvedených v datasheetu BFP540 bude provedeno pouze pro některé závislosti. Všechny simulace je nutné provádět při uvážení parazitních vlastností pouzdra SOT343, které jsou v datasheetu BFP540 a příloze 2, včetně náhradního obvodu.

Pro porovnání vlastností GP modelu v Ansoft Designeru 2.0 byly použity následující grafické závislosti:

- $G_{MAX\,dB} = f(I_C)$
- $G_{MAX\,dB} = f(f)$
- $S_{21 dB} = f(f)$
- $G_{MAX\,dB} = f(U_{CE})$

Z těchto funkčních závislostí vyplývá, že pro závislosti $G_{MAX dB}$ na I_C a U_{CE} je nutné variovat parametry napětí a proudu. Schéma testovacího obvodu s parazitními prvky pouzdra a možností variace proudu I_B (tedy i I_C) je na obr.4.2. Závislost mezi proudem I_C a I_B je dána vztahem (7).



Obr.4.2 Schéma testovacího obvodu GP modelu s možností variace zdroje Source2.

Parametr *Proud_b* je nastaven pro analýzu bez variace tohoto parametru na *konstantní hodnotu*. Pokud je žádána variace tohoto parametru, variuje se postupně podle nastavených požadavků v analýze projektu, bez ohledu na *konstantní hodnotu*. Při variování napětí byla hodnota 2,005V napěťového zdroje **Source1** nahrazena parametrem *Napeti_ce* a byla variována stejně jako parametr *Proud b*.

Všechny uvedené pasivní prvky jsou ideální, bez parazitních vlastností. Návrh pracovní hodnoty odporu R_C vycházel z podobných představ jako v části **4.1**. Rozdíl byl pouze v tom, že nyní docházelo k variování parametrů proudu I_C a napětí U_{CE} a bylo potřeba zachovat nastavení pracovního bodu vždy v jednom parametru, který nebyl variován. Pokud byl variován proud I_C , bylo požadováno stálé napětí na tranzistoru U_{CE} a naopak. Odpor R_B byl nahrazen, pro jednodušší řízení, proudovým zdrojem **Source2**.

Výpočet odporu R_C závisí na parametru maximálního variovaného proudu I_C při konstantním napětí U_{CE} . Maximální kolektorový proud I_{Cmax} je 80 mA. Výpočet R_C byl proveden s požadavkem na maximální změnu rovnou nebo menší než $0,01 \cdot U_N$. Napětí U_N je voleno vzhledem k úbytku napětí na R_C a pokud je $0,01 \cdot U_N$, pak ho lze zanedbat. Pro požadované napětí $U_{CE} = 2$ V, bylo napětí U_N zvoleno 2,004 V. Odpor R_C je dán vztahem (9):

$$R_C \le \frac{0.01 \cdot U_N}{I_{C \max}} \quad . \tag{9}$$

Dosazením do vztahu (9):

$$R_C \le \frac{0.01 \cdot 2.004}{0.08} = 0.25\Omega$$

Výsledná hodnota R_C byla zvolena 0,1 Ω . Po výpočtu softwarovou funkcí *Toggle Display DC Bias* byly tyto výpočty kontrolně ověřeny. Proud $I_B = 196 \mu$ A, pokud nebyl variován.

4.3 Grafické výsledky simulací GP modelu tranzistoru BFP540

Závislost maximálního zisku $G_{MAX dB}$ tranzistoru, v zapojení podle obr.4.2, závislého na proudu I_C s parametrem kmitočtu, pro hodnoty 1 až 6 GHz, při $U_{CE} = 2V$ je na obr.4.3. Výkonové zisky, závislé na proudu I_C a na kmitočtu, jsou pro stejné parametry, jaké byly při simulaci, uvedeny v datasheetu BFP540 viz [1]. Zde jsou označeny G_{ma} (maximální dostupný výkonový zisk) a G_{ms} (maximální stabilní výkonový zisk).

Závislost simulovaného zisku $G_{MAX dB}$ na kmitočtu, pro $U_{CE} = 2$ V a $I_C = 20$ mA, je na obr.4.4. Závislost S-parametru S_{2I} na kmitočtu, je na obr.4.5 a závislost zesílení $G_{MAX dB}$ na napětí kolektor-emitor U_{CE} s parametrem kmitočtu je na obr.4.6.

Všechny průběhy na obr.4.3 až 4.6 jsou uvedeny pro stejné parametry, pro jaké jsou uvedeny průběhy v datasheetu BFP540 [1]. Napětí U_{CE} je v tomto případě měřeno přímo na zdroji. Rozdíl mezi napětím zdroje **Source1** a U_{CE} je ztráta na odporu R_C . Při $R_C = 0,1 \Omega$ a proudu $I_C = 20$ mA je maximální odchylka 0,002 V. Proto lze tuto odchylku zanedbat.

Srovnáním všech simulovaných charakteristik zisku $G_{MAX \ dB}$ a přenosu S_{21} s charakteristikami z datasheetu [1], lze hodnotit navržený GP model za správný a platný, včetně parametrů pouzdra.



Obr.4.3 Závislost zesílení $G_{MAX dB}$ na kolektorovém proudu I_C s parametrem kmitočtu a $U_{CE} = 2$ V.



Obr.4.4 Závislost zesílení G_{MAXdB} na kmitočtu při $U_{CE} = 2$ V a $I_C = 20$ mA.



Obr.4.5 Závislost přenosu $S_{21 dB}$ na kmitočtu při $U_{CE} = 2$ V a $I_C = 20$ mA.



Obr.4.6 Závislost zesílení $G_{MAX dB}$ na napětí kolektor-emitor U_{CE} s parametrem kmitočtu při $U_{CE} = 2$ V a $I_C = 20$ mA.

5 Návrh pracovního bodu a optimalizace spotřeby

5.1 Popis vytvořeného simulačního modelu tranzistoru BFP540

K získání požadovaných charakteristik tranzistoru BFP540 byl použit software Ansoft Designer, ve kterém byl v kapitole **3** vytvořen Gummel-Poonův model. V kapitole **4** byl GP model tranzistoru doplněn o parametry pouzdra a simulačně otestován a porovnán s charakteristikami z datasheetu [1]. GP model popisuje parametry tranzistoru závislé na stejnosměrném i střídavém proudu nebo napětí, až do kmitočtové oblasti mikrovlnného pásma.

Pracovní oblast navrhovaného vstupního dílu bude v kmitočtové části UHF, přesně od 430 MHz do 440 MHz. Návrh vstupního dílu, vzhledem k šířce pásma a pracovnímu kmitočtu, bude mít úzkopásmový charakter.

V software Ansoft Designer byl, pro jednodušší aplikace s tranzistorem BFP540, vytvořen nový aktivní blok (tranzistor BFP540), který má ve vnitřním zapojení Gummel-Poonův model, s parametry čipu BFP540, a pasivními R, L, C prvky, které charakterizují parazitní parametry pouzdra SOT-343. Vnitřní zapojení aktivního bloku, charakterizujícího tranzistor BFP540, je na obr.5.1. Vhodnost vytvořeného modelu byla provedena stejným srovnáním výsledků simulací s výsledky z datasheetu [1], jako v předchozí kapitole 4, ale zároveň i s charakteristikami na obr.4.3 až 4.6.



Obr.5.1 Vnitřní schéma bloku, který modeluje tranzistor BFP540 včetně parametrů pouzdra. (V dalších schématech vždy značen symbolickou značkou tranzistoru.)

Schématická značka tranzistoru Q1 na obr.5.1 představuje parametry čipu tranzistoru BFP540, modelované již zmíněným GP modelem. Ostatní pasivní součástky na obr.5.1 představují parazitní prvky pouzdra SOT-343. Celé zapojení se pak chová jako diskrétní tranzistor a ve schématu je definován blokem, jehož obecná obdélníková symbolická značka byla nahrazena za symbolickou značku tranzistoru. Pak je ale nutné mít v simulačních schématech obvodový model z obr.5.1 jako "podschéma" hlavního simulačního schéma.

Přítomnost tohoto modelu musí být jasně patrná z "hlavního okna" Ansoft Designeru, které obsahuje obvod vnitřního zapojení pouzdra a čipu tranzistoru s označením např.: U1, U2, atd. a schématický prvek tranzistoru BFP540, viz. např. obr.5.2.

5.2 Popis simulačního zapojení pro optimalizaci spotřeby

Všechny požadované charakteristiky simulované softwarem Ansoft Designer používají model BFP540 z **5.1**. Ukázka zapojení s nově vytvořeným symbolem tranzistoru je např. schéma na obr.5.2. Navrhované zařízení bude realizováno na materiálu FR4 s parametry: výška dielektrické desky = 0,79 mm, výška měděné vrstvy = 0,035 mm a permitivita dielektrické desky ε_r = 4,3. Uvažovaná výška krabičky = 20 mm.

Ideální obvodové prvky na obr.5.2, mimo tranzistoru BFP540 a vazebních kondenzátorů, byly použity z důvodu zjišťování parametrů samotného tranzistoru s oddělovacími kondenzátory. Velikost kapacity vazebních kondenzátorů byla simulačně stanovena na hodnotu 50 pF, jako hodnota, kdy se při snižování kapacity začíná jejich vliv projevovat na S-parametrech celého obvodu, především na S_{21} .

V zapojení na obr.5.2 jsou použity vazební kondenzátory s kapacitou 47 pF. Důvodem použití reálných hodnot kapacity je jejich nutnost pro oddělení stejnosměrného napájení tranzistoru od ostatních obvodů v jakékoliv konfiguraci VF prvků. Při optimalizaci stejnosměrného pracovního bodu, budou již možné vlivy těchto kondenzátorů na přenos, zahrnuty do návrhu.

Velikost napětí zdroje Source1 je definovaná variabilním parametrem *Uce*, stejně tak velikost proudu zdroje Source2 je definována parametrem *Ibb*. Přednastavená hodnota napětí je *Uce* = 2 V a proudu *Ibb* = 200 μ A. Návrh testovacího schéma na obr.5.2 vychází ze statického chování bipolárního tranzistoru. Kolektor tranzistoru je spojen s napěťovým zdrojem Source1 přes ideální indukčnost L1, která nepředstavuje pro stejnosměrný proud žádný úbytek napětí, ale pro vysokofrekvenční proud nekonečnou impedanci. Stejně tak i ideální blokovací kondenzátory Cb1 a Cb2 nepředstavují stejnosměrnou zátěž, zároveň se ale chovají jako vysokofrekvenční zkrat.

Napětí zdroje Source1 je tedy přímo úměrné napětí U_{CE} . (Napětí U_{CE} , napětí mezi kolektorem a emitorem, má stejnou velikost jako napětí $U_{CE-Source1}$, které představuje variovaný parametr). Ansoft Designer umožňuje na každém zdroji sledovat napětí i proud, bez ohledu na typ zdroje, zda jde o napěťový nebo proudový.



Obr.5.2 Univerzální testovací schéma tranzistor BFP540.

Napětí U_{CE} lze libovolně variovat, neboť to dovolují vlastnosti tranzistoru, ale v případě variování kolektorového proudu I_C je nutné zvolit řízení proudu pomocí proudu báze, neboť při změně napětí U_{CE} se tranzistor blíží k chování proudového zdroje. Ideální proudové zesílení v přímém směru je definováno v [1] symbolickým parametrem *BF* = 107,5. Proud kolektorem I_C je dán úpravou vztahu (7) na vztah (10):

$$I_C = I_B \cdot BF \quad . \tag{10}$$

Ze zapojení na obr.5.2 a podmínky uvažování zmíněných ideálních prvků tedy vyplývá, že napětí U_{CE} není závislé na proudu I_C . Proud I_C je mírně závislý na napětí U_{CE} , neboť se tranzistor nechová jako ideální proudový zdroj a proudový zdroj Source2 v bázi tento jev nedokáže eliminovat.

Z vysokofrekvenčního pohledu se v zapojení na obr.5.2 uplatní tranzistor s vazebními kondenzátory. Ostatní prvky jsou ideální a voleny tak, aby nezatěžovali samotný tranzistor a nezkreslovali výstupní simulace.

5.3 Návrh pracovního bodu a optimalizace spotřeby

Optimalizaci spotřeby je možné provádět různými způsoby s pomocí různých návrhových metod a pracovních charakteristik tranzistoru. K optimalizaci spotřeby byl využit opět návrhový a simulační software Ansoft Designer s využitím modelu tranzistoru BFP540 z části **5.1** a testovacího obvodu z obr.5.2.

Změna pracovního bodu ovlivňuje ve vetší či menší míře většinu vlastností zesilovače v závislosti na zapojení a použití zesilovače. Na vstupní díl UHF přijímače jsou kladeny určité nároky, které jej blíže specifikují.

Rozhodující parametry vstupního dílu přijímače jsou:

- šumové číslo
- citlivost
- odolnost
- selektivita

Nejdůležitějším parametrem přijímače je šumové číslo, které by mělo být co nejmenší. První blok z celého blokového zapojení přijímače udává v největší míře šumové poměry na celém přijímači. Zde navrhovaný vstupní díl UHF přijímače je právě tím prvním blokem z celého blokového zapojení. Citlivost je spojena do jisté míry s šumovým číslem, na kterém částečně závisí, ale také je závislá na celkové koncepci přijímače, na typu použité modulace a přenášené informaci.

Odolnost přijímače je především závislá na vstupním dílu přijímače. Pokud vstupní signál přesáhne úroveň "jednodecibelového zkreslení" P_{-1} , dojde k vytvoření intermodulačních produktů, které mohou způsobit až ztrátu přenášené informace. Selektivita vstupního bloku nebývá výrazná. Vstupní rezonanční obvod bývá mnohdy ovlivňován ostatními parametry, především malým útlumem = malým šumovým číslem, popř. odolností.

Návrh pracovního bodu s ohledem na optimalizaci spotřeby bude porovnávat stejnosměrné napájení tranzistoru vzhledem k přenosu, vyjádřenému S-parametrem S_{21} . Nejprve jsou na obr.5.3 uvedeny charakteristiky závislosti $(S_{21})_{dB}$ na kolektorovém proudu, $(S_{21})_{dB} = f(I_C)$, s parametrem křivek U_{CE} , napětím kolektor-emitor, na kmitočtu 435 MHz a na obr.5.4 je detail charakteristik $(S_{21})_{dB} = f(I_C)$ s parametrem křivek U_{CE} na proudu zdroje Source1, který je ale totožný s kolektorovým proudem, jak je patrné na obr.5.2.

Závislost S-parametru $(S_{2l})_{dB}$ na napětí U_{CE} , $(S_{2l})_{dB} = f(U_{CE})$, s parametrem křivek I_B , bázového proudu, na kmitočtu 435 MHz je na obr.5.5. Parametr křivek nebylo možné vyjádřit přímo proudem I_C . S využitím vztahu (10) lze parametr křivek, proud I_C , rychle zjistit násobením proudu I_B hodnotou 107,5 resp. 100, není-li odečítána hodnota pro přesný výpočet. Na obr.5.6 je detail $(S_{2l})_{dB} = f(U_{CE})$ s parametrem křivek I_B na kmitočtu 435 MHz.



Obr.5.3 Závislost $(S_{2l})_{dB}$ na kolektorovém proudu I_C tranzistoru BFP540 s parametrem U_{CE} .



Obr.5.4 Detail závislosti $(S_{21})_{dB}$ na proudu I_C tranzistoru BFP540 s parametrem U_{CE} .



Obr.5.5 Závislost $(S_{21})_{dB}$ na napětí kolektor-emitor U_{CE} tranzistoru BFP540 s parametrem I_C , kde je I_C vyjádřen proudem I_B podle vztahu $I_C = 107, 5 \cdot I_B$.



Obr.5.6 Detail závislosti $(S_{21})_{dB}$ na napětí U_{CE} tranzistoru BFP540 s parametrem I_C , kde je I_C vyjádřen proudem I_B podle vztahu $I_C = 107, 5 \cdot I_B$.

Výše zobrazené charakteristiky na obr.5.3 až 5.6 jsou základními charakteristikami. Je z nich patrný vliv stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru na S-parametr S_{21} .

Byla snaha najít závislost, ve které by byl příkon tranzistoru v poměru s S-parametrem S_{21} v závislosti na S-parametru S_{21} , a kde by bylo možné nají minimum příkonu na jednotkový přenos S_{21} . Tranzistor BFP540 v testovacím zapojení na obr.5.2 byl podroben množství simulací, ve kterých bylo hledáno optimální minimum. Uspokojivého výsledku zde nebylo dosaženo, proto byly pro návrh pracovního bodu použity charakteristiky na obr.5.3 až 5.6. Na ukázku je uvedena zmíněná závislost poměru příkonu k přenosu S_{21} v závislosti na přenosu S_{21} na obr.5.7.



Obr.5.7 Detail závislosti poměru *příkon/(S*₂₁)_{dB} na $(S_{21})_{dB}$ BFP540 s parametrem U_{CE} .

Legenda v charakteristice na obr.5.7 barevně identifikuje jednotlivé charakteristiky a k nim příslušné popisy, které obsahují v prvním řádku příslušnou osu Y1, druhý řádek nese výpočetní vzorec, který zde není zobrazen celý. Celý výpočetní vzorec je zobrazen svisle u osy Y1. Třetí řádek nese parametr křivky a čtvrtý řádek název analýzy.

V kapitole 2 byly uvedeny parametry, které by měl splňovat obecně každý vstupní zesilovač. Zesílení samotného vstupního bloku (vstupní pásmový filtr, zesilovač a výstupní filtr) by mělo být mezi vstupem a výstupem přibližně 10 dB. Menší zesílení nezajistí dostatečný poměr C/N a naopak větší zesílení může způsobit nerovnoměrné zesílení, vzhledem k přenosu okraje pásma a středu pásma. Aby bylo dosaženo zesílení 10 dB mezi vstupem a výstupem vstupního zesilovače, je nutné zajistit minimální hodnotu S_{21} alespoň 15dB. Pro stanovení pracovního bodu, byla u přenosu S_{21} zvolena rezerva na případné přídavné ztráty, popř. na rozdílné chování simulace od reálného obvodu. Rezerva byla stanovena 2 dB. Minimální hodnota S_{21} by tedy neměla klesnout pod hodnotu $S_{21min} = 17$ dB.

Všechny simulace na obr.5.3 až 5.7 vychází z testovacího schéma na obr.5.2. Dosud byl sledován parametr S_{21} . Ale tento parametr je nepřímo ovlivněn impedancí vstupního a výstupního testovacího portu (Port1 a Port2). Vstup a výstup tranzistoru představuje určitou frekvenčně závislou impedanci připojenou přes oddělovací-vazební kondenzátor na testovací port s impedancí 50 Ω . V případě nedokonalého přizpůsobení, může dojít k poklesu přenosu S_{21} . Pokud by ale bylo možné přizpůsobení ještě zlepšit, je možnost přenos S_{21} mírně zvětšit.

Jak je patrné z obr.5.5 a obr.5.6, napětí U_{CE} výrazně neovlivňuje přenos S_{21} . Napětí U_{CE} bylo možno zvolit i pod 1 V, např. 500 mV. Funkce byla při napětí $U_{CE} = 0,5$ V vyzkoušena. Bylo zjištěno, že i zde je možné provozovat zesilovač, problém je ale s potřebným větším napětím U_{BE} , napětí báze-emitor, které se pohybuje v intervalu 700 mV až 900 mV. Napětí 1 V a více by už bylo možné použít, ale stále zde např. nelze provést účinnou stabilizaci pracovního bodu. V případě uvažování napájení jedním článkem baterie 1,5 V, by byla možnost využití tohoto nízkého napětí U_{CE} . Ale pouze za podmínky tvrdého zdroje, u kterého se po dobu vybíjení, výrazně nemění napětí. V případě malého poklesu napětí se u tak kriticky nastaveného pracovního bodu budou prudce měnit S-parametry samotného tranzistoru, především S_{21} . Zde není možné jednoduše provést univerzální řešení stabilizace pracovního bodu.

Jednodušším řešením bylo zvětšení napájecího napětí na dva články, tedy 3 V. Zde již jsou dostatečné možnosti stabilizace pracovního bodu a snazší návrh pracovního bodu. Napětí U_{CE} bylo zvoleno 1,2 V. V případě potřeby je možné v návrhu napájecí napětí pružně v určitých intervalech měnit změnou kolektorového rezistoru, aniž by došlo ke změně S-parametrů navrženého zesilovače.

Na obr.5.8 je detail závislosti $(S_{2l})_{dB}$ na proudu I_C a parametrem křivek je kmitočet. Charakteristiky jsou pro napětí $U_{CE} = 1,2$ V.



Obr.5.8 Detail závislosti $(S_{2I})_{dB}$ na proudu I_C tranzistoru BFP540 s parametrem kmitočtu při $U_{CE} = 1,2$ V.
Z charakteristiky na obr.5.8 vyplývá, že pro úzké kmitočtové pásmo 430 MHz až 440 MHz nedochází téměř k žádným změnám S-parametru S_{21} na kmitočtu v celém proudovém rozsahu 0,5 mA až 6 mA. Přenos S_{21} je více závislý na proudu I_C , než na napětí U_{CE} nebo kmitočtu.



Obr.5.9 Závislost S-parametrů tranzistoru BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a proudu $I_C = 2$ mA.

Závislost S-parametrů tranzistoru BFP540 pro kmitočtové pásmo 350 MHz až 500 MHz a pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA je na obr.5.9. Rozbor volby tohoto pracovního bodu bude proveden níže. Je patrné, že se S-parametry v tomto kmitočtové pásmu výrazně nemění. Zároveň je patrné, že vstup i výstup tranzistoru při tomto pracovním bodě a frekvenčním pásmu vykazuje parametry vstupního a výstupního činitele odrazu okolo 1 dB. Na vstupu i výstupu dochází k odrazům přímé vlny a tranzistor vykazuje mezi jednotlivými porty podle obr.5.2 nižší zesílení. Důvodem je právě příliš veliká hodnota činitele odrazu na vstupu i výstupu, definovaná S-parametry S_{II} (vstupní činitel odrazu) a S_{22} (výstupní činitel odrazu). V ideálním případě by se pro případ, pouze přímé vlny, S-parametry S_{II} a S_{22} blížili hodnotě -∞ dB. V reálném případě dochází vždy k odrazu na vstupu i výstupu. Tranzistor pak vykazuje menší úroveň zisku, zmenšený o odraženou vlnu na vstupu, popř. na výstupu.

Zesílení tranzistoru s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA je podle obr.5.8 nebo obr.5.9 přibližně 16 dB až 16,5 dB. Lze tedy očekávat, při lepším přizpůsobení vstupu i výstupu, zvýšení zesílení S_{2I} nad hodnotu 17 dB, což bylo ověřeno a je patrné z následných výsledků návrhu, které v iteračním cyklu stanovili pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA za optimální, který zaručuje dostatečně malou spotřebu a současně vyhovující přenos S_{2I} . Zároveň je pracovní bod optimalizován vzhledem k možnosti praktického napájení pomocí článku 1,5 V, popř. 1,2 V, v případě baterie s malým vnitřním odporem.

5.4 Návrh vstupního testovacího RF zesilovače s optimalizovaným pracovním bodem s tranzistorem BFP540

5.4.1 Návrh obvodu stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru BFP540

Napájení vstupního dílu přijímače se předpokládá dvěma články baterií 1,5 V. Napájecí napětí bude $U_N = 3$ V, popř. nižší při vybíjení, např. 2,7 V. Zapojení napájení tranzistoru BFP540 a nastavení pracovního bodu je na obr.5.10.

Popis návrhu pracovního bodu byl již popsán v části **4.1**. Výpočet pracovního bodu navrhovaného zapojení bude podobný. Zapojení na obr.5.10 obsahuje blokovací kondenzátory, které na pracovní stejnosměrný bod ve statickém režimu nemají žádný vliv. Sériová indukčnost L1 je pro stejnosměrné napájení zbytečná, ale způsobuje úbytek napájecího napětí, proto je nutné brát ji v úvahu již nyní. Ve výsledném zapojení bude nezbytná a nelze ji proto zanedbat.



Obr.5.10 Obvod stejnosměrného napájení tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA.

Ve statickém režimu se na obr.5.10 stejnosměrně uplatní rezistory Rb1, Rc1 a Rc2, indukčnost L1 a tranzistor BFP540. Kondenzátory C1, C2 a C3 slouží jako blokovací kondenzátory v režimu VF zesilovače, ve spolupráci s L1, Rc1 a Rc2. Rc1 a Rc2 slouží jako stejnosměrné zatěžovací rezistory. Teplotní stabilizace stejnosměrného pracovního bodu je provedena zapojením rezistoru Rb1 mezi Rc1 a Rc2. Rezistor Rc1 zvyšuje napětí pro předřadný bázový rezistor Rb1 a zároveň s blokovacím kondenzátorem C2 filtruje napětí v místě připojení Rb1. Kondenzátor C3 s rezistorem Rc2 blokuje zesilovač z pohledu napájení.

Uvedený výpočet odporu rezistorů je orientační pro prvotní volbu hodnot pro simulátor, kde se vypočtené hodnoty zkontrolují a případně vhodně dokorigují. Indukčnost L1 je nyní zanedbána a její vliv se bude korigovat až při simulaci. Hodnota Rc1 je volena vzhledem k minimalizovanému VF zesílení na hodnotu asi 39 až 68 Ω . Tento interval slouží pro doladění pracovního bodu.

Výpočet *Rc2* pro pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA je dán vztahem (11):

$$Rc2 = \frac{U_N - U_{CE}}{I_C} - Rc1 \quad , \tag{11}$$

$$Rc2 = \frac{3,0-1,2}{2\cdot 10^{-3}} - Rc1 = (900 - Rc1)\Omega$$

Nejbližší hodnota odporu *Rc2* z řady E12 je 820 Ω . Hodnota *Rc1* je pak podle (11) zvolena *Rc1* = 68 Ω . Proud *I_B* je s proudem *I_C* vázán vztahem (12):

$$I_B = \frac{I_C}{BF} \quad , \tag{12}$$

$$I_B = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{107} = 18,6 \cdot 10^{-6} A = 18,6 \ \mu A \quad .$$

Na základě znalosti bázového proudu lze vypočítat hodnotu odporu *Rb1* vztahem (13). Napětí U_{BE} se pohybuje v intervalu 700 až 800 mV, proto je zvolená hodnota $U_{BE} = 0,75$ V.

$$Rb1 = \frac{U_N - Rc2 \cdot (I_C + I_B) - U_{BE}}{I_B} , \qquad (13)$$

$$Rb1 = \frac{3,00 - 820 \cdot (2,00 + 0,19) \cdot 10^{-3} - 0,75}{18,6 \cdot 10^{-6}} = 31,98 \ k\Omega$$

Hodnota *Rb1*, přibližně 32 k Ω , bude dále rozdělena na dvě hodnoty tak, aby bylo možné použít trimr pro případné dostavení a měření režimů pracovního bodu. Důvodem rozdělení odporu *Rb1* jsou horší VF vlastnosti ladících součástek, jako jsou právě odporové trimry. Použitím pevné rezistoru s hodnotou např. 10 k Ω s blokovacím kondenzátorem, dojde k oddělení stejnosměrného obvodu od vysokofrekvenčního. Ve stejnosměrné napájecí části obvodu může být použit téměř libovolný typ odporového trimru s hodnotou např. 47 k Ω .

Po provedení stejnosměrné analýzy došlo pouze k doladění odporu *Rb1* na hodnotu 30,304 k Ω . Hodnoty simulovaného pracovního bodu jsou: $U_{CEsim} = 1,22$ V a $I_{Csim} = 1,97$ mA.

5.4.2 Návrh vstupního obvodu šumového přizpůsobení ve struktuře kondenzátor-mikropásek

Všechny obvody budou simulovány na desce plošného spoje FR4, jak již bylo v kapitole **5.2** uvedeno, při testování parametrů tranzistoru BFP540. Zapojení vstupního zesilovače, obsaženého ve vstupním dílu UHF přijímače, je na obr.5.11. Napájení a obvody pracovního bodu jsou totožné se zapojením na obr.5.10. Došlo pouze k zahrnutí vysokofrekvenčních vlivů reálných blokovacích kondenzátorů a prokovek na spodní stínící vrstvu desky plošného spoje.

Šumové přizpůsobení obvodu na obr.5.11 ve struktuře kondenzátor-mikropásek je navržené pro optimalizovaný pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA. Nejmenší šumové číslo navrženého zesilovače je právě při tomto pracovním bodě.



Obr.5.11 Zapojení vstupního zesilovače s tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek.

Obvod šumového přizpůsobení je tvořen kondenzátorem C1 a k němu příslušným mikropáskem s délkou P = 64 mm a šířkou W = 1,42 mm. Návrh tohoto vstupního obvodu byl proveden pomocí software Ansoft Designer v režimu *Smith Tool* pro daný navržený pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a zaručuje minimální šumové číslo zesilovače s tímto typem vstupního obvodu šumového přizpůsobení tranzistoru BFP540. Šířka mikropásku 1,42 mm je právě rovna charakteristické impedanci vedení 50 Ω . Výsledky S-parametrů jsou na obr.5.12 a detail S_{21} , S_{11} a S_{22} je na obr.5.13. Výsledky šumového přizpůsobení jsou na obr.5.14 a detail šumového přizpůsobení je na obr.5.15.

Z výsledků S-parametrů S_{11} a S_{22} plyne špatné impedanční přizpůsobení vstupu i výstupu tranzistoru vzhledem k charakteristické impedanci 50 Ω . Na obr.5.13 jsou patrnější přesné hodnoty činitelů odrazu na vstupu S_{11} i na výstupu S_{22} . Zároveň je zde patrný přenos S_{21} , který dosahuje přesně hodnoty 17 dB na konci pásma na 440 MHz.

Zapojení na obr.5.11 bez rezistoru Rz způsobilo nestabilitu zesilovače, protože parametr S_{22dB} vstoupil do kladné poloroviny hodnot S-parametů. Stabilitu lze zajistit různými metodami: zatížením zesilovače, zavedením záporné zpětné VF vazby, změnou pracovního režimu nebo pracovního bodu, atd.

Pro VF stabilizaci byly použity uvedené první dvě metody v kombinaci. Záporná zpětná vazba se projeví vždy v případě použití tranzistoru v pouzdře v zapojení se společným emitorem s nenulovou plochou kontaktních pinů pouzdra. Na obr.5.11 tuto plochu simulují mikropásky zapojené v emitoru tranzistoru. Každý pin emitoru je přímo spojen dvěmi prokovkami se spodní stínící vrstvou.



Obr.5.12 Závislost S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek.

Vysokofrekvenční stabilizace, zatížením výstupu zesilovače je velmi účinná, účinnější než záporná zpětná VF vazba, ale zároveň způsobuje pokles zesílení. Stabilita a velikost zesílení je v tomto případě otázkou kompromisu. Hodnota odporu zatěžovacího rezistoru byla stanovena funkcí ladění v Ansoft Designeru a byla stanovena tak, aby výsledný přenos S_{21} zesilovače mezi porty Port1 a Port2 byl alespoň 17 dB. Zároveň s laděním rezistoru Rz byla hledána i optimální velikost indukčnosti L1. Výstup zesilovače je spojen 50 Ω mikropáskovým vedením s portem Port2, které plní pouze přenosovou netransformační funkci. Na obr.5.11 je konečný návrh vstupního zesilovače s konfigurací obvodů šumového přizpůsobení: kondenzátor-mikropásek.



Obr.5.13 Detail závislosti S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek.

Na obr.5.14 je průběh šumového čísla navrženého zesilovače pro pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA. Na obr.5.15 je detail šumového čísla v místě svého minima. Porovnáním průběhu S_{II} na obr.5.12 nebo obr.5.13 je patrné, že minimum šumového čísla není frekvenčně totožné s minimem činitele odrazu na vstupu S_{II} . Příznivá hodnota šumového čísla je vykoupena horším impedančním přizpůsobení vstupu tranzistoru.



Obr.5.14 Závislost šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek.



Obr.5.15 Detail závislosti šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek.

5.4.3 Návrh vstupního obvodu šumového přizpůsobení ve struktuře kondenzátor-mikropásek s rezonančním obvodem

Na obr.5.16 je šumové přizpůsobení obvodu ve struktuře kondenzátor-mikropásek, která je doplněna kondenzátorem paralelně zapojeným k mikropásku P = 40 mm a W = 1,42 mm. Tato struktura vytváří rezonanční obvod. V závislosti na velikosti kapacity C8 se mění i délka mikropásku P = 40 mm a W = 1,42 mm. Jakost obvodu je závislá na kondenzátorech C1 a C2. Výsledky simulací S-parametrů jsou na obr.5.17 a detail S-parametrů je na obr.5.18. Obvod na obr.5.16 je mimo vstupní obvod šumového přizpůsobení stejný jako obvod na obr.5.11.

Navržený obvod, s optimalizovaným pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA, dosahuje opět nejmenšího možného šumového čísla tohoto zesilovače. Vytvoření rezonančního obvodu s činitelem jakosti větším, než v obvodu šumového přizpůsobení, vede ke zhoršení šumového čísla. Proto je šumové číslo horší, než v části **5.4.2**. Výsledky simulací šumového čísla jsou na obr.5.19 a detail na obr.5.20.



Obr.5.16 Zapojení vstupního zesilovače s tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek v rezonančním obvodě.



Obr.5.17 Závislost S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek v rezonančním obvodě.



Obr.5.18 Detail závislosti S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek v rezonančním obvodě.



Obr.5.19 Závislost šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek v rezonančním obvodě.



Obr.5.20 Detail závislosti šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek v rezonančním obvodě.

5.4.4 Návrh vstupního obvodu šumového přizpůsobení ve struktuře mikropásek-mikropásek

Na obr.5.21 je šumové přizpůsobení obvodu ve struktuře mikrpásek-mikropásek, s mikropásky P = 41 mm, W = 1,42 mm a P = 58,9 mm, W = 1,42 mm. Tento způsob přizpůsobení byl proveden z důvodu požadavku stejnosměrného spojení antény s kostrou (zde stínícím potenciálem). Mimo vstup šumového přizpůsobení je obvod na obr.5.21 stejný jako na obr.5.11. Opět je navržen pro optimalizovaný pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA.

Výsledky simulací S-parametrů jsou na obr.5.22 a detail na obr.5.23. Výsledky simulací šumvého čísla celého zesilovače jsou na obr.5.24 a detail na obr.5.25.



Obr.5.21 Zapojení vstupního zesilovače s tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-mikropásek.



Obr.5.22 Závislost S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-mikropásek.



Obr.5.23 Detail závislosti S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-mikropásek.



Obr.5.24 Závislost šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-mikropásek.



Obr.5.25 Detail závislosti šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a šumovým přizpůsobením vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-mikropásek.

5.4.5 Návrh vstupního rezonančního obvodu ve struktuře mikropásekkondenzátor

Na obr.5.26 je na vstupu tranzistoru rezonanční obvod s mikropásky P = 17 mm, W = 1,42 mm a P = 37,3 mm, W = 1,42 mm a s paralelním kondenzátorem C1. Zde se již nejedná o šumově přizpůsobený vstup tranzistoru, ale o kompromis šumového přizpůsobení s kvalitou rezonančního obvodu. Zapojení je opět navržené pro optimalizovaný pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA. Mimo vstupní rezonanční obvod je zapojení stejné se zapojením na obr.5.11.

Navržený rezonanční obvod umožnil lepší impedanční přizpůsobení vstupu zesilovače, pomocí odbočky na mikropáskovém rezonátoru. Zároveň tím vzrostla jakost obvodu. Struktura mikropásků splňuje výše uvedenou podmínku stejnosměrného spojení antény se stínícím potenciálem. Výsledky simulací S-parametrů jsou uvedeny na obr.5.27 a detail na obr.5.28. Výsledky simulací šumového čísla jsou na obr.5.29 a detail na obr.5.30.



Obr.5.26 Zapojení vstupního zesilovače s tranzistoru BFP540 použitého ve vstupním dílu UHF přijímače s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a rezonančním obvodem na vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-kondenzátor.



Obr.5.27 Závislost S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a rezonančním obvodem na vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-kondenzátor.



Obr.5.28 Detail závislosti S-parametrů vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a rezonančním obvodem na vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-kondenzátor.



Obr.5.29 Závislost šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a rezonančním obvodem na vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-kondenzátor.



Obr.5.30 Detail závislosti šumového čísla vstupního zesilovače s BFP540 na kmitočtu s pracovním bodem $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA a rezonančním obvodem na vstupu tranzistoru ve struktuře: mikropásek-kondenzátor.

5.4.6 Výběr vhodného zapojení pro ověření parametru přenosu S₂₁ a vstupního přizpůsobení při optimalizovaném pracovním bodě

Přehled zapojení vstupních zesilovačů vhodných pro vstupní díl UHF přijímače je uveden v částech **5.4.2** až **5.4.5**. Od jednotlivých zapojení je ve frekvenčním pásmu 430 MHz až 440 MHz při pracovním bodě $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA požadován přenos alespoň $S_{21} = 17$ dB, nejnižší hodnota šumového čísla, přijatelná hodnota vstupního přizpůsobení a stabilita celého zapojení.

V části **5.4.2** zapojení na obr.5.11 je šumové přizpůsobení vstupu tranzistoru ve struktuře: kondenzátor-mikropásek.

Výhody zapojení na obr.5.11:

- malé rozměry zapojení, pouze jeden mikropásek délky 64 mm
- nejnižší šumové číslo společně se zapojením na obr.5.21, F_{dB} přibližně 1 dB

Nevýhody zapojení na obr.5.11:

- zapojení nesplňuje podmínku stejnosměrného spojení antény se stínícím potenciálem
- velká hodnota vstupního *PSV* až 6,7
- malá selektivita vstupního obvodu
- velké zesílení ve značně širokém kmitočtovém pásmu, mnohonásobně širším než je pracovní pásmo zesilovače

Část **5.4.3** se zapojením na obr.5.16 se svými vlastnostmi příliš neliší od zapojení na obr.5.11. Jedná se o šumově přizpůsobený vstup s doplněným kondenzátorem, C8 paralelně k mikropásku P = 40 mm, W = 1,42 mm. Délka mikropásku musela být zkrácena v závislosti na velikosti kapacity C8.

Výhody zapojení na obr.5.16:

- nejmenší rozměry zapojení, pouze jeden mikropásek délky 40 mm
- malé šumové číslo, F_{dB} přibližně 1 dB

Nevýhody zapojení na obr.5.16:

- zapojení nesplňuje podmínku stejnosměrného spojení antény se stínícím potenciálem
- velká hodnota vstupního *PSV* až 6
- stále ještě značně malá selektivita vstupního obvodu
- velké zesílení ve značně širokém kmitočtovém pásmu, mnohonásobně širším než je pracovní pásmo zesilovače

Zapojení v části **5.4.4** bylo již více přiblíženo požadavkům na vstupní obvod, který je šumovým přizpůsobením ve struktuře: mikropásek-mikropásek. Toto zapojení je na obr.5.21. Obvodem šumového přizpůsobení zde jsou dva mikropásky P = 41 mm, W = 1,42 mm a P = 58,9 mm, W = 1,42 mm.

Výhody zapojení na obr.5.21:

- zapojení splňuje podmínku stejnosměrného spojení antény se stínícím potenciálem
- nejnižší šumové číslo společně se zapojením na obr.5.11, F_{dB} přibližně 1 dB

Nevýhody zapojení na obr.5.21:

- značné rozměry zapojení, dva mikropásky s délkou 41 mm a 58,9 mm jsou mnohem větší než ostatní obvody
- velká hodnota vstupního *PSV* až 6
- malá selektivita vstupního obvodu
- velké zesílení ve značně širokém kmitočtovém pásmu, mnohonásobně širším než je pracovní pásmo zesilovače

Poslední zapojení v části **5.4.5** na obr.5.26 bylo řešeno z pohledu požadavků na selektivitu vstupního obvodu. Z výsledků simulací v této části **5.4.5** je patrné, že došlo k výraznému zlepšení vstupní selektivity, ale zároveň se zhoršilo šumové číslo.

Výhody zapojení na obr.5.26:

- zapojení splňuje podmínku stejnosměrného spojení antény se stínícím potenciálem
- dostatečná selektivita vstupního obvodu
- přijatelná hodnota vstupního *PSV* pod hodnotou 2,5
- větší pokles zesílení v okolním kmitočtovém spektru

Nevýhody zapojení na obr.5.26:

- velké rozměry zapojení, dva mikropásky s délkou 17 mm a 37,3 mm
- velké šumové číslo F_{dB}, přibližně 1,6dB

Z tohoto stručného souhrnu parametrů jednotlivých zapojení přicházejí v úvahu poslední dvě zmíněné z části **5.4.4** (obr.5.21) a **5.4.5** (obr.5.26), pokud není požadavek na rozměry důležitější, než spojení antény se stínícím potenciálem. Rozhodujícím faktorem zmíněných zapojení je přijatelná úroveň šumového čísla. Pokud by vyhověla hodnota 1,5dB, pak by nejlepším řešením bylo zapojení na obr.5.26, zapojení s rezonančním obvodem na vstupu.

Vzhledem k obecnému pravidlu návrhu vstupního zesilovače s co nejmenším šumovým číslem bylo vybráno zapojení z části **5.4.4** na obr.5.21 pro praktickou realizaci. Na realizovaném zapojení bude ověřen výběr pracovního bodu s přenosem S_{21} .

5.5 Návrh desky plošného spoje a měření vlastností vybraného testovacího RF zesilovače s BFP540

5.5.1 Návrh desky plošného spoje testovacího RF zesilovače

Zapojení, pro ověření správného návrhu modelu tranzistoru a vytvořených simulací v software Ansoft Designer a pro praktická měření, bylo vybráno z části **5.4.4** na obr.5.21. Návrh desky plošného spoje byl v software Eagle 3.53. a byl prováděn s ohledem na simulované parametry vybraného zapojení na obr.5.21.

Navržená předloha pro výrobu desky plošného spoje je na obr.5.31. Osazovací plán desky plošného spoje navrženého zesilovače, podle části **5.4.4**, je na obr.5.32. Rozpiska součástek je uvedena v Příloze 3.

VF vstup i výstup zesilovače je pomocí SMA konektorů v přímém axiálním provedení. Vstupním portem je Port1 (bráno podle simulačního schéma na obr.5.21), který je připojen na mikropáskové vedení, zajišťující šumové přizpůsobení tranzistoru T1. Výstupním portem je Port2. Napájení je vyvedeno na kruhvé pady s průměrem 4 mm. Pracovní bod je možné v malém rozsahu měnit trimrem RT1, viz obr.5.32, v simulačních schématech označen jako Rb2.

Nevyužitá horní měděná plocha s nulovým potenciálem je ve vzdálenosti po 10 mm vodivě, drátovými propojkami, spojena se spodní celistvou zemnící plochou, aby se zabránilo případnému nežádoucímu vzniku vidů mezi horní a spodní měděnou deskou. Ponechání horní zemnící desky s mezerami přibližně trojnásobnými, mezi vlastním mikropáskem a vodivým okolím horní desky, způsobí malou změnu vlnové impedance daného mikropáskového nesymetrického vedení, ale umožní snadné připojování paralelních součástek, stejně jako sériových. Malá změna impedance směrem k vyšším hodnotám se na vlastnostech obvodu vzhledem k délce vlny 70 cm a poměrně malým rozměrům realizovaného testovacího zapojení příliš neprojeví.



Obr.5.31 Deska plošného spoje navrženého testovacího RF zesilovače ze strany Top, strana Bottom je tvořena celistvou měděnou vrstvou.



Obr.5.32 Osazovací plán navržené desky plošného spoje testovacího RF zesilovače.

5.5.2 Měření navrženého pracovního bodu testovacího RF zesilovače

Pracovní bod vyrobeného testovacího zesilovače byl navržen v části **5.4.1**. Zapojení zesilovače z obr.5.21 je pro měření pracovního bodu doplněno voltmetry na obr.5.33. Proud I_C je měřen nepřímo, pomocí úbytku napětí na rezistoru Rc2. Současně tímto rezistorem protéká proud I_B , který lze pomocí proudu I_C vyjádřit vzorcem (13):

$$I_B = \frac{I_C}{BF}$$

Proud rezistorem R_{C2} je tedy dán součtem proudu I_B a I_C podle vztahu (14):

$$I_B + I_C = \frac{U_{Rc2}}{Rc2} \quad . \tag{14}$$

Při velikosti stejnosměrného zesílení BF = 107, by byla chyba při zanedbání proudu I_B 1 %. S uvážením proudu I_B lze ze vztahu (12) a (14) substitucí proudu I_B vyjádřit velikost proudu I_C danou vztahem (15):

$$I_C \cdot \left(\frac{1}{BF} + 1\right) = \frac{U_{Rc2}}{Rc2} \quad . \tag{15}$$

Další úpravou lze vyjádřit Ic vztahem (16):

$$I_C = \frac{BF \cdot U_{Rc2}}{(1+BF) \cdot Rc2} \quad . \tag{16}$$



Obr.5.33 Zapojení vstupního RF zesilovače s tranzistorem BFP540 a s měřícími voltmetry pro měření pracovního bodu U_{CE} a I_C .

Úbytek napětí rezistoru Rc2 je U_{Rc2} = 1,65 V. Proud I_C je pak dán vztahem (16):

$$I_C = \frac{107 \cdot 1,654}{(1+107) \cdot 820} = 1,998 \cdot 10^{-3} A$$
.

Vypočítaný kolektorový proud ze měřeného úbytku napětí na Rc2 je po zaokrouhlení 2 mA.

Napětí U_{CE} bylo měřeno včetně úbytku napětí na cívce L1, jak je naznačeno na obr.5.33. Důvodem měření v tomto bodě je jistota přítomnosti stejnosměrné složky bez vysokofrekvenční, která je potlačena jednak blokovacím kondenzátorem C4 a vysokou reaktancí pro vysokofrekvenční signál, cívkou L1.

Důvod měření napětí ve zmíněném bodě je ten, že i když byl vstup i výstup zatížen umělými zátěžemi s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$, mohl by zesilovač kmitat a vzhledem k použití číslicového měřícího přístroje, by mohla klesnout přesnost měření. Zatížení vf vstupu i výstupu umělými zátěžemi bylo použito i při měření I_c .

Katalogově udaný odpor cívky L1 je $R_{LI} = 0,34 \Omega$. Vzhledem k proudu $I_C = 2,0$ mA je úbytek na cívce L1 dán $U_{LI} = R_{LI} \cdot I_C$ a po dosazení $U_{LI} = 0,34 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0,68$ mV. Tuto hodnotu úbytku lze zanedbat. Změřené napětí $U_{CE} = 1,209$ mV.

Přesné hodnoty $I_C = 2,0$ mA bylo dosaženo ladícím trimrem Rb2. Pracovní rozsah tohoto trimru je pro $U_{CE} = f(Rb2)$ od 1,61 V až do 1,95 V. Výpočtem podle vztahu (16) lze určit proudově nastavitelný rozsah pracovního bodu, který je v intervalu od 1,95 mA do 2,35 mA.

Z tohoto měření stejnosměrného pracovního bodu je možné uznat stejnosměrný návrh zesilovače jako správným a zároveň alespoň částečně potvrdit vhodný návrh modelu tranzistoru v Ansoft Designeru.

Použité měřící přístroje:

- Stabilizovaný zdroj Tesla BS554, FE VUT, katedra radioelektroniky DKP/1803,302
- Profesional Digital Multimetr UNIT UT70A, 3030106151
- 2 krát umělá zátěž 50Ω s SMA konektory

5.5.3 Měření S-parametrů pro navržený pracovní bod testovacího RF zesilovače

Zapojení zesilovače se od zapojení na obr.5.21 nijak neliší, pouze je trimr Rb2 nastaven na hodnotu odpovídající proudu $I_C = 2,0$ mA. S-parametry byly měřeny skalárním analyzátorem Anritsu 54147A. Závislost S-parametrů na kmitočtu je zobrazena na obr.5.34.



Obr.5.34 Závislost změřených S-parametrů na kmitočtu testovacího RF zesilovače při buzení vstupu P_{IN} = -20 dBm.

Přenos S_{21} zesilovače je vynesen pro dvě mezní hodnoty proudu I_C , které je možné pomocí trimru Rb2 nastavit. Činitel odrazu na vstupu i na výstupu nebyly na proudu I_C v rámci možností měření závislé, což bylo dáno hlavně zanedbatelnou změnou proudu I_C .

Porovnání grafických výsledků simulace a měření je na obr.5.35. Z grafu je patrný kmitočtový posuv měřených charakteristik směrem k nižším kmitočtům. Posunutí je způsobeno vstupním přizpůsobovacím obvodem složeným z mikropásků. Kmitočtový posuv naměřených S-parametrů je asi 40 MHz, což odpovídá větší délce vlny na mikropáskovém vedení a tím i elektricky delším rozměrům obou mikropásků.

Porovnáním maximální velikosti zisku S_{21} měřených a simulované charakteristiky, je úrovňově nejblíže k simulované charakteristice, při $I_C = 2,0$ mA, "červená" měřená charakteristika s $I_C = 2,2$ mA na obr.5.35. Pokles měřeného zisku S_{21} , proti simulovanému s parametrem obou křivek $I_C = 2,0$ mA, je 0,7 dB, při zanedbání absolutního kmitočtu a tím i posuvu 40 MHz. Vzhledem k měření parametrů bodu 1 dB zkreslení parametru S_{21} na obr.5.36, klesne přenos S_{21} při vstupním výkonu $P_{IN} = -20$ dBm přibližně o 0,3 dB. Absolutní pokles zisku S_{21} měřeného zesilovače je tedy asi o 0,4 dB proti simulovanému při zanedbání kmitočtového posuvu. Důvodem této korekce je fakt, že dosud simulované charakteristiky byly vždy pro "lineární analýzu", která nepostihuje vznik intermodulačních produktů při různém vstupním výkonovém buzení.



Obr.5.35 Závislost změřených a simulovaných S-parametrů na kmitočtu testovacího RF zesilovače při buzení vstupu P_{IN} = -20 dBm. (S_{11} a S_{21} simulované, byly vždy pro navržený proud I_C = 2,0 mA.)

Použití vstupního výkonu P_{IN} = -20 dBm zaručilo dostatečný odstup C/N, při měření na skalárním analyzátoru Anritsu 54147A, a potlačení rušení, které se již od výkonu přibližně -30 dBm podílelo na zkreslení měření.

Při pohledu na měřené parametry zesilovače v porovnání s požadovanými, pro pracovní pásmo 430 až 440 MHz, je zisk S_{21} větší než 15 dB. Simulovaný zisk byl ale 17,4 dB a požadovaný alespoň 17 dB. Kmitočtovým posuvem neklesl jen přenos S_{21} , ale došlo i ke zhoršení vstupního přizpůsobení S_{11} až na hodnotu -1,6 dB. Výstupní přizpůsobení S_{22} , podle obr.5.34 a tendence vývoje na obr.5.35 naměřených hodnot, dospělo mírného zlepšení a pohybuje se nejhůře na hodnotě -8,5 dB.

Závislost měřeného přenosu S_{21} na budícím výkonu P_{IN} je na obr.5.36. Rozsah měřeného výkonu je omezen již zmíněným odstupem C/N. Pro stanovení bodu P_{-1} tato závislost a měřené body svým rozsahem nestačí.

Srovnáním naměřených hodnot se simulovanými z pohledu vytvořeného modelu tranzistoru je možné potvrdit správnost tohoto vytvořeného modelu v software Ansoft Designer. Celkové parametry testovacího RF zesilovače se až na kmitočtový posuv všech charakteristik blíží simulovaným průběhům S-parametrů. Návrh testovacího RF zesilovače splnil svoji úlohu a výsledné zkušenosti budou použity pro konstrukci vstupního zesilovače v navrhované vstupní části přijímače.



Obr.5.36 Měření S_{21} přenosu v závislosti na buzení vstupu P_{IN} testovacího RF zesilovače, na středním kmitočtu 435MHz.

Použité měřící přístroje:

- Stabilizovaný zdroj Tesla BS554, FE VUT, katedra radioelektroniky DKP/1803,302
- Profesional Digital Multimetr UNIT UT70A, 3030106151
- Skalární Network Analyzer 10MHz ÷ 20GHz Anritsu 54147A, K454001

6 Návrh vstupního dílu UHF přijímače

6.1 Rozbor požadavků a návrh řešení vstupního dílu UHF přijímače

V kapitole 2 je uvedeno několik základních požadavků a problémů, týkajících se navrhovaného vstupního dílu. Zapojení na obr.2.1 je základním modelem popisující obecný přijímač. Konkrétní blokové schéma zaměřené na požadované parametry bude vykazovat větší či menší odlišnosti, ale základní funkce se nemění.

Vstupní pásmová propust v zapojení na obr.2.1 zajišťuje potlačení okolí pracovního spektra a zároveň zajišťuje potlačení zrcadlových kmitočtů, aby pronikly na vstup směšovače. Tento princip je výhodný použít v kmitočtové oblasti s velkými vysílanými výkony a relativně velkými výkony nebo napětí na vstupech přijímačů, stovky μV až jednotky mV. Těchto parametrů je dosahováno v oblasti krátkých vln (HF).

V oblasti velmikrátkých vln (VHF) jsou napětí na vstupech přijímačů obvykle o řád menší, nebo i více. Neprojevují se zde příliš mnoho atmosférické šumy a rušení. Oblast ultrakrátkých vln (UHF) je ještě specifičtětší. Atmosférické rušení se zde vůbec neuplatňuje a hlavním omezením jsou zde většinou parametry vlastního přijímače, než rušení atmosferické, průmyslové nebo šířením, jako v oblasti HF.

Z tohoto závěru plyne, že vstupu přijímače v oblasti UHF, ale i v jiných pásmech, by měla být věnována výrazná pozornost, neboť tato část bude udávat a ovlivňovat výsledné parametry celého přijímače. Je nutné vstupní signál nejprve s co nejmenším útlumem zesílit na dostatečnou úroveň, aby nedošlo k výraznému poklesu poměru *C/N*. Tím je i zároveň požadován co nejmenší útlum vstupní pásmové propusti. Vysvětlení šumových poměrů aktivních i pasivních prvků je vysvětleno v části **2.3**.

Malý útlum pásmové propusti bude dosažen zmenšením kvality filtru a zvětšením šířky pásma. Tento parametr je ale podmíněn mezifrekvenčním pracovním kmitočtem. V oblasti UHF je právě zde problém, aby měl vstupní filtr ostatečný útlum na zrcadlovém kmitočtu a zároveň malý útlum v propustném pásmu. Proto se tento problém řeší dvěma filtry. Vstupní pásmovou propustí s malým útlumem v propustném pásmu a co největším útlumem v jeho okolí a filtrem potlačující zrcadlový kmitočet, tzv. "zrcadlovým" filtrem.

Zrcadlový filtr může vykazovat podstatně větší útlum, kde jeho ztráty kryje již vstupní tranzistor a tím nedochází k výraznému zhoršení poměru *C/N*. Zároveň ale tento filtr výrazně potlačuje zrcadlový kmitočet filtruje dále vstupující signály v okolí pracovního pásma.

Blokové schéma přijímače se nyní trochu změní. Upravené blokové schéma je na obr.6.1. Popis ostatních bloků se od popisu z části **2** nezměnil. Pouze heterodyn je značen LO (z anglického názvu local oscilator).



Obr.6.1 Blokové schéma přijímače pro pásmo UHF.

6.2 Návrh vstupního zesilovače s tranzistorem BFP540 v kompromisu optimalizace spotřeby a účinnosti

6.2.1 Návrh upraveného pracovní bodu vstupního RF zesilovače

Navržený zesilovač v části **5.4.4** byl vyroben a otestován vzhledem k navrženému pracovnímu bodu $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2$ mA. Zároveň byla ověřena možnost šumového přizpůsobení pomocí mikrpáskového vedení. Jedním z nejdůležitějších parametrů, parametr S_{21} , vykazoval vyhovující zisk přibližně 17 dB, i když na nižším kmitočtu, což ale nebylo dáno parametry tranzistoru, ale parametry obvodu šumového přizpůsobení.

Změřený pracovní bod, optimalizovaný vzhledem ke spotřebě, splnil požadované parametry, zadané v simulaci. Z rozložení úbytku napětí na obr.6.2 v obvodu, zajišťující pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2,0$ mA, je patrné výrazně neúčinné rozložení úbytků napětí na jednotlivých rezistorech navrženého testovacího RF zesilovače vzhledem k napájení 3 V. Navržený testovací RF zesilovač byl ale takto navržen pro cílené testování S-parametrů při navrženém pracovním bodě.



Obr.6.2 Zapojení stejnosměrného obvodu z části **5.4.4** zajišťujícího pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2,0$ mA s naměřenými hodnotami úbytků napětí.

Zapojení na obr.6.2 je možné napájet napětím 1,5V v případě vynechání Rc2, popř. náhradou 820 Ω za rezistor do 68 Ω . V úpravě zapojení pracovního bodu, pro větší účinnost, je nutné snížit úbytek napětí na Rc1 a Rc2 na hodnotu menší než 0,5 V.

Zmenšení úbytku napětí na Rc2, při zachování proudu $I_C = 2,0$ mA, se dosáhne snížením hodnoty Rc2, na hodnotu $Rc2_N$. Zvolený úbytek napětí na modifikovaných $Rc1_N$ a $Rc2_N$ je požadován menší než 0,5 V. Z podmínky zachování proudu $I_C = 2,0$ mA je:

$$I_{C} = \frac{U_{Rc2}}{Rc2} = \frac{U_{Rc2N}}{Rc2_{N}} \quad .$$
(17)

Z rovnice (17) se $Rc2_N$ vyjádří:

$$Rc2_{N} \leq \frac{Rc2}{U_{Rc2}} \cdot U_{Rc2 N} = \frac{Rc2}{U_{Rc2}} \cdot \left(U_{(Rc1 + Rc2)N} - U_{Rc1N} \right) , \qquad (18)$$

$$Rc2_N \le \frac{820}{1,655} \cdot (0,50 - 0,14) = 178 \Omega$$

Simulačně byly testovány různé hodnoty $Rc2_N$, dále značené opět jako Rc2, z řady E12 od 56 Ω až do 180 Ω , vždy při $I_C = 2,0$ mA a napájení $U_N = 3$ V. S-parametry obvodu se téměř neměnili, pouze mírně vzrůstal zisk obvodu S_{21} o desetiny dB se snižujícím se úbytkem napětí na Rc2. Optimální hodnota Rc2 byla přibližně 100 Ω , od které již přírůstky S_{21} byly zanedbatelné.

Schéma zapojení, zajišťující nový pracovní bod s větší účinností, je na obr.6.3. Vzhledem ke zmenšení úbytku napětí na Rc2 bylo nutné doplnit obvod pracovního bodu novým rezistorem Rb2, který současně s Rb1 zatěžuje Rb3 a zajišťuje tím větší úbytek napětí na Rb3.



Obr.6.3 Zapojení modifikovaného obvodu s upraveným pracovním bodem $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2,0$ mA.

Ohmická hodnota Rb1 byla ponechána z původního obvodu na obr.6.2. Návrh byl soustředěn na rezistory Rb2 a Rb3, které nyní musí rozdělit větší úroveň napětí, proti řešení na obr.6.2 převzatého z kapitoly **5**.

Přidáním rezistoru Rb2 došlo ke změně zatěžovací struktury rezistoru Rc2. Software Ansoft Designer umožňuje provést stejnosměrnou analýzu vytvořeného obvodu podle obr.6.3 a variací Rb3, při zvolených hodnotách Rb2 z řady E12 byly hledány hodnoty, které jsou blízké hodnotám z řady E12 při proudu $I_C = 2,0$ mA. Nejbližší hodnotě $I_C = 2,0$ mA byla kombinace rezistorů Rb2 = 12 k Ω a Rb3 = 18 k Ω , viz obr.6.3. Přesná hodnota proudu vypočítaná softwarově stejnosměrnou analýzou je $I_{C-SIM} = 2,016$ mA.

Výpočtem je provedena kontrola návrhu a pracovního bodu. Z měření na testovacím zesilovači i ze simulací byl zjištěn skutečný úbytek $U_{BE} \approx 0.8$ V. Proud I_B lze z I_C vyjádřit vztahem (7). Napětí U_{Rb2} je možné vyjádřit vztahem (19):

$$U_{Rb2} = U_{BE} + \frac{I_C}{BF} \cdot Rb1 \quad , \tag{19}$$

$$U_{Rb2} = 0.8 + \frac{2 \cdot 10^{-3}}{107} \cdot 10 \cdot 10^{3} = 0.987 V$$

Pak I_{Rb1} je dán vztahem (7) a I_{Rb2} vztahem (20):

$$I_{Rb1} = \frac{I_C}{BF}, \quad I_{Rb2} = \frac{U_{Rb2}}{Rb2} \quad .$$
(7), (20)

Proud I_{Rb3} je dán vztahem (21):

$$I_{Rb3} = I_{Rb1} + I_{Rb2} = \frac{I_C}{BF} + \frac{U_{Rb2}}{Rb2} \quad , \tag{21}$$

a výběrem hodnoty $Rb2 = 12 \text{ k}\Omega$, splňující simulačně ověřenou podmínku výpočtu hodnoty Rb3, která je násobkem řady E12, je hodnota I_{Rb3} při BF = 107 a $I_C = 2 \text{ mA z} (21)$:

$$I_{Rb3} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{107} + \frac{0.987}{12 \cdot 10^{3}} = 0.1 \cdot 10^{-3} A$$

Úbytek napětí na rezistoru Rc2 lze vyjádřit vztahem (22):

$$U_{Rc2} = Rc2 \cdot \left(I_C + I_{Rb3}\right) \quad , \tag{22}$$

$$U_{Rc2} = 100 \cdot (2, 0 \cdot 10^{-3} + 0, 1 \cdot 10^{-3}) = 0,210 V$$

Z napětí U_{Rb2} a U_{Rc2} a napájecího napětí U_N je možné vypočítat *Rb3* podle vztahu (23):

$$Rb3 = \frac{U_N - U_{Rb2} - U_{Rc2}}{I_{Rb3}} \quad , \tag{23}$$

$$Rb3 = \frac{3,000 - 0,987 - 0,210}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 18030 \ \Omega \cong 18 \ k\Omega$$

Úbytek napětí na rezistoru Rc1 je dán (24):

$$U_{Rc1} = Rc1 \cdot I_C \quad , \tag{24}$$

$$U_{Rc1} = 68 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0,136 V \quad .$$

Napětí U_{CE} je pak dáno vztahem (25):

$$U_{CE} = U_N - U_{Rc2} - U_{Rc1} - U_{L1} \quad , \tag{25}$$

.

při zanedbání úbytku napětí U_{Ll} na L1, zdůvodněné v 5.5.2 je hodnota U_{CE} :

$$U_{CE} = 3,000 - 0,136 - 0,210 = 2,654V$$

Vypočítaný pracovní bod je, $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2,0$ mA. Výpočtem *Rb3* byla provedena kontrola softwarového návrhu, při zvolené hodnotě *Rb2* = 12 k Ω . Drobná odchylka vypočtené hodnoty *Rb3* o 30 Ω z 18 k Ω způsobí malou odchylku pracovního bodu odečtené z Ansoft Designeru na $U_{CEsim} = 2,651$ V a $I_{Csim} = 2,016$ mA.

6.2.2 Návrh vstupního RF zesilovače

Vstupní pásmová propust z blokového schéma na obr.6.1 části **6.1** bude navržena jako součást vstupního RF zesilovače. Kromě mikropásků šumového přizpůsobení, vychází následující návrh z otestovaného návrhu v kapitole **2.4.4** na obr.5.21. Pracovní bod, navržený v **6.2.1**, $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2,0$ mA, byl aplikován podle zapojení na obr.6.3 na navrhovaný RF zesilovač. Rozborem naměřených parametrů v kapitole **5.5.3**, např. na obr.5.34, je patrný velký přenos vstupního RF zesilovače ve velkém kmitočtovém rozsahu. Úroveň pásma přenosu, mimo pracovní rozsah, je pouze o 6 dB menší v kmitočtovém rozsahu 250 MHz až 1750 MHz.

V případě zapojení tohoto zesilovače bez dalších vstupních obvodů, zajišťujících přenos pouze v pracovním pásmu, bude tento tranzistor vykazovat zisk v pracovním rozsahu od 130 MHz až do 1920 MHz. Proto je nutné použít na vstupu zesilovače, místo nízkošumového mikropáskového přizpůsobení, selektivní rezonanční obvod za cenu zvýšení šumového čísla.

Velikost šumového čísla v poměru se selektivitou obvodu je dána použitím vstupního dílu. V případě speciálního provozu, kde by byla zpracovávána malá úroveň signálu a úrovně okolního spektra budou velmi malé, popřípadě budou obsaženy pouze šumy, bude preferováno malé šumové číslo.



Obr.6.4 Zapojení selektivního vstupního RF zesilovače s pracovním bodem $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2,0$ mA.

V opačném případě, který je pravděpodobnější, je provozování zařízení ve spektru, kde okolí pracovního pásma využívají ostatní služby, kterými je televizní a rozhlasové vysílání, telekomunikační veřejné i neveřejné prostředky, datové přenosy, radarové a ostatní systémy. V případě nízkošumového širokopásmového zesilovače dojde s mnohem větší pravděpodobností k přebuzení ("zahlcení") vstupu tranzistoru a vzniku intermodulačních produktů třetího a vyššího řádu. Selektivní obvod s větším šumovým číslem dokáže zabránit vzniku intermodulačních produktů. Zvýšení šumového čísla má za následek, jak plyne z radiokomunikační rovnice viz [3], nutnost: 1) zvýšení vysílacího výkonu, 2)zvýšení zisku přijímací nebo vysílací antény, nebo 3)snížení vzdálenosti na trase přijímač-vysílač.

Z uvedeného rozboru vyplývá, že selektivní vstupní díl s větším šumovým číslem bude nutné provozovat na menší vzdálenost, nebo s anténou s větším ziskem. Ale stále je to výhodnější, neboť změna je vždy konstantou. Pokud ale dojde k přebuzení vstupu a vzniku intermodulačních produktů, přijímač je téměř, nebo úplně, nepoužitelný v blízké i vzdálené oblasti a je závislý na obsazení okolního spektra jinými složkami, na širokopásmovosti vstupního dílu a popř. i na filtračních vlastnostech antény. Odolnost proti přebuzení je tedy dána i selektivitou vstupu zesilovače.

Návrh vstupního selektivního rezonančního obvodu byl proveden pomocí software Ansoft Designer a byl řešen s cílem dosáhnout co největší selektivitu a zároveň co nejmenší šumové číslo, pokud to bude možné.



Obr.6.5 Návrh vstupního selektivního rezonančního obvodu ve Smithově diagramu při současném šumovém přizpůsobení tranzistoru BFP540.

Na obr.6.5 je zobrazen Smithův diagram s vyznačeným bodem opimální šumové impedance vstupu tranzistoru včetně kondenzátoru C3 (vyznačen šipkou s označením NF) a křivkou přizpůsobení odpovídající parametrům rezonančního obvodu, která je dána kapacitami C1, C2 a k nim paralelně zapojeným mikropáskem s délkou P = 15,7 mm.

Grafický softwarový návrh ve Smithově diagramu v Ansoft Designeru je umístěn v položce Circut a Smith tool. Odečtená optimální šumová normovaná impedance na vstupu zesilovače, bez vstupního obvodu C1-C2-mikropásek, kde mezi bázi a simulační port byl ještě vložen kondenzátor C3, je $z_{NF} = (3,12 + j0,77) \Omega$. Po odnormování, vynásobení $Z_0 = 50 \Omega$, je $Z_{NF} = (156,0 + j38,5) \Omega$. Z obr.6.5 nebo i z hodnoty Z_{NF} je patrné, že bude nutné transformovat impedanci z 50 Ω na impedanci Z_{NF} , tj. z_{NF} krát. Kondenzátor C3 odděluje stejnosměrný pracvní bod, a proto byl návrh vstupního šumového přizpůsobení prováděn přímo s tímto kondenzátorem. Pro tento návrh je Smithův diagram ideální pomůckou.

Vstupní selektivní obvod plní funkci transformačního článku impedance z 50 Ω na impedanci Z_{NF} a zároveň funkci selektivního vstupního filtru. Z návrhových simulací šumového přizpůsobení vyplynula závislost selektivity na poloze přizpůsobovací křivky ve Smithově diagramu, viz obr.6.6. Variace kapacit C1, C2 a mikropásku, vstupního rezonančního obvodu, se projeví v posuvu křivek po Smithově diagramu. Černé křivce odpovídají kondenzátory CI = 6,8 pF a C2 = 10 pF a délka mikropásku uvedená v tab.6.1.



Obr.6.6 Variace C1, C2 a mikropásku selektivního rezonančního obvodu zajišťující současně šumové přizpůsobení tranzistoru BFP540.

Zobrazené křivky, části kružnic, na obr.6.6 vycházejí všechny z bodu [1,00;0,00], což odpovídá $Z_0 = 50 \Omega$ na vstupu přijímače. Např. červená křivka začíná ve zmíněném bodě, ale vzhledem k průběhu všech charakteristik po stejném úseku kružnice je překryta zelenou, následně modrou, hnědou a černou křivkou.

Tab.6.1 Tabulka parametrů vstupního rezonančního obvodu pro různé stupně selektivity pro střední kmitočet $f_0 = 435$ MHz a konstantní šířku mikropásku W = 1,42 mm.

C1 [pF]	6,8	10	15	22	33
C2 [pF]	10	12	18	27	39
P [mm]	50,4	44,1	34,2	25,2	15,7

První návrh vstupního obvodu byl řešen klasickým LC obvodem ve Smithově diagramu. Postupným zvětšováním selektivity, kdy se hodnoty C1 a C2 zvětšovali a klesala hodnota indukčnosti na desítky nH bylo podmětem vyzkoušet místo cívky, krátký úsek na konci zkratovaného vedení. Výsledky jsou uvedeny v tab.6.1. Délka *P* mikropásku klesla, při vyšších hodnotách C1 a C2, až na nízké desítky mm, což je již délka prakticky realizovatelná.



Obr.6.7 Závislost přenosu S_{21} zesilovače na kmitočtu při variaci C1, C2 a mikropásku selektivního rezonančního obvodu zajišťujícího současně šumové přizpůsobení tranzistoru BFP540.

Zvyšování selektivity, vzrůst Q rezonančního obvodu, vede ke zvyšování šumového čísla. Závislost šumového čísla na kmitočtu s parametrem C1 a C2 je na obr.6.8. Se zvyšování C1 a C2 se při hodnotách C1 = 33 pF a C2 = 39 pF výrazně zvyšuje selektivita, ale tím i zároveň vzrůstá šumové číslo. V případě kapacit C1 = 39 pF a C2 = 47 pF je šumové číslo horší než 3,5 dB.

Závislost přenosu S_{21} na kmitočtu v blízkém okolí pracovního pásma je na obr.6.9. Minimální zisk v pracovním pásmu je $S_{21} = 16$ dB. Na obr.6.10 jsou výsledky simulací parametrů S_{11} , S_{21} a S_{22} v úzkém kmitočtovém rozsahu. V širším kmitočtovém rozsahu jsou S-parametry zobrazeny obr.6.11.



Obr.6.8 Průběh šumového čísla zesilovače v závislosti na kmitočtu při variaci C1, C2 a mikropásku selektivního rezonančního obvodu.



Obr.6.9 Závislost přenosu S_{21} vstupního RF zesilovače v závislosti na kmitočtu pro C1 = 33 pF, C2 = 39 pF a délku mikropásku P = 15,7 mm.



Obr.6.10 Závislost vstupního činitele odrazu S_{11} , přenosu S_{21} a výstupního činitele odrazu S_{22} vstupního RF zesilovače v závislosti na malém rozsahu kmitočtu pro C1 = 33 pF, C2 = 39 pF a délku mikropásku P = 15,7 mm.






Obr.6.12 Průběh šumového čísla vstupního RF zesilovače v závislosti na kmitočtu pro C1 = 33 pF, C2 = 39 pF a délku mikropásku P = 15,7 mm.



Obr.6.13 Závislost vstupního a výstupního přizpůsobení vstupního RF zesilovače v závislosti na kmitočtu pro C1 = 33 pF, C2 = 39 pF a délku mikropásku P = 15,7 mm.

Vstupní činitel odrazu S_{11} RF zesilovače je v pracovním pásmu 430 MHz až 440 MHz menší než -9,9 dB, což odpovídá poměru stojatých vln PSV1 < 2. Výstupní činitel odrazu S_{22} vykazuje horší parametry proti vstupu. S_{22} je v pracovním pásmu menší než 3,3 dB a PSV2 < 5,3. Závislost vstupního a výstupního poměru PSV stojatých vln na kmitočtu je na obr.6.13. Závislost šumového čísla na kmitočtu, pro zvolené hodnoty C1 = 33 pF a C2 = 39 pF, je na obr.6.12. Šumové číslo v pracovním pásmu nepřesáhne hodnotu 2,5 dB.

Kondenzátor C1 a C2 společně s mikropáskem délky P = 15,7 mm tvoří vstupní rezonanční obvod, pásmovou propust podle obr.6.1, která zajišťuje potlačení složek okolního kmitočtového spektra a současně šumové přizpůsobení vstupu tranzistoru k impedanci $Z_0 = 50 \Omega$. Mikropásek s délkou P = 15,7 mm je plnohodnotnou náhradou cívky. Svými parametry zajišťuje větší provozní Q a menší sériový odpor, ale z vlastního principu funkce je náchylnější na příjem jakéhokoliv rušení. Podmínka stejnosměrného spojení vstupu VF signálu se zemí, nebyla splněna. Důvodem je fakt, že návrh na obr.6.4 je jednou z nejednodušších variant, která zaručuje selektivitu vstupu se současným šumovým přizpůsobením a malými rozměry vstupního obvodu. Jakákoliv jiná varianta šumového přizpůsobení je rozměrově mnohem větší, nebo používá dvou transformačních cívek, které ve výsledku ještě svými vlastnostmi zvětšují šumové číslo.

Jinou variantou je možnost připojení cívky přímo ke vstupu. V oblasti pracovního pásma by měla cívka výrazně větší reaktanci než je charakteristická impedance vstupu. Na nižších kmitočtech reaktanční útlum potlačuje nežádoucí příjem z oblasti HF a nižších kmitočtových pásmech až po stejnosměrnou oblast. Toto řešení je problematické použít v kombinaci se vstupním článkem paralelně s C1 obr.6.4. Minimální hodnota indukčnosti L_{DC} , ve funkci tlumivky v pracovním pásmu, zajišťující stejnosměrné spojení vstupu se zemí je dána vztahem (26) odvozeným z reaktance cívky $X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$.

$$L_{DC} \ge \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min}} = \frac{10 \cdot Z_0}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min}} \quad . \tag{26}$$

Dosazením za $Z_0 = 50 \Omega$ a $f_{min} = 430$ MHz, je L_{DC} :

$$L_{DC} \ge \frac{10 \cdot 50}{2 \cdot \pi \cdot 430 \cdot 10^6} = 185 \ nH$$

Rezonanční kmitočet vytvořeného paralelního rezonančního obvodu je dán Thomsonovým vztahem (27) z [2], [3]:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{DC} \cdot C1}} \quad . \tag{27}$$

Dosazením L_{DC} nejbližší hodnotou 180 nH z řady E12 a *C1* do Thomsonova vztahu je f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{185 \cdot 10^{-9} \cdot 33 \cdot 10^{-12}}} = 64,4 \text{ MHz}$$

Možnost použití L_{DC} je omezena výsledkem Thomsonova vztahu, kmitočet f_0 je požadován větší než největší pracovní kmitočet zesilovače, s kontrolou možného vzniku vlastních oscilací zesilovače. Proto tento návrh se vstupní indukčností, jako tlumivky, není do návrhu zařazen a může být vyzkoušen a ověřen měření v průběhu praktické realizace.

Podmínka stejnosměrného spojení vstupu se zemí nebude v této fázi návrhu splněna. Nejvíce ohroženými prvky zesilovače, který může být ohrožen ze vstupu, jsou proto kondenzátory C1 a C2. Další obvody jsou chráněny mikropáskem vstupního rezonančního obvodu P = 15,7 mm a W = 1,42 mm.

Kondenzátor C3 plní funkci oddělení stejnosměrného napájení tranzistoru a zároveň přenos vstupního VF signálu. Rezistory Rb1, Rb2, Rb3, Rc1 a Rc2 slouží pro nastavení pracovního bodu $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2,0$ mA. Rozdělením stejnosměrných úbytků napětí na rezistoru Rb1 a ostatních s blokovacím kondenzátorem C5 je zajištěno oddělení vstupního VF signálu od stejnosměrného napájení s malým útlumem vstupního VF signálu. Rb2 a Rb3 slouží pro výraznější snížení napětí při současném zajištění stejnosměrné (teplotní) záporné zpětné vazby společně s Rc2.

Rezistory Rc1 a Rc2 dělí kolektorové napětí a společně s Rb1, Rb2 a Rb3 nastavují pracovní bod tranzistoru. Rezistor Rc1 byl navržen v **5.4.2** a zajišťuje společně s C7 úplné vysokofrekvenční oddělení kolektoru tranzistoru od napájecího obvodu. Mimo napájení tranzistoru, rezistor Rc2 vytváří zmíněnou teplotní stabilizaci pracovního bodu. Kondenzátor C8 filtruje případné rychlé kolísání napájecího napětí a ostatní rušení, které se šíří po napájení obvodu.

Mikropásky v emitoru tranzistoru BFP540 na obr.6.4 představují pady tranzistoru a simulují slabou VF zápornou zpětnou vazbu. Kolektorovou zátěž tohoto tranzistoru představuje indukčnost L1 a přes kondenzátor C4 připojený 50 Ω výstup paralelně s rezistorem Rz a kondenzátorem C9. Návrh hodnot L1, C6 a Rz je uveden v **5.4.2**. Současný návrh vstupního RF zesilovače tyto hodnoty v zapojení na obr.6.4 znovu zkoumal. Ale i zde byly hodnoty možným optimem. Kondenzátor C9 zajišťuje stabilitu zesilovače proti vlastnímu kmitání, které způsobila změna selektivity vstupního obvodu.

6.2.3 Konstrukce vstupního RF zesilovače

Realizace vstupního RF zesilovače s pásmovým filtrem je společně s filtrem Helix pro potlačení zrcadlového kmitočtu, směšovačem, DP filtrem směšovače a MF filtrem realizována na společné DPS vstupního dílu UHF přijímače zrcadlené strany Top,viz obr.6.14.



Obr.6.14 Navržená DPS vstupního dílu UHF přijímače ze strany Top po zrcadlení pro negativní fotorezist.

Rozložení jednotlivých bloků je patrné z osazovacího schéma na obr.6.15. Vstupní signál z antény je veden na vstupní SMA panelový konektor označený PORT1. Jednotlivé bloky s popisem jsou vzájemě odděleny kovovými přepážkami pro vzájemné oddělení zpracovávaného signálu. Jak již bylo v 6.2.2 uvedeno, mikropásek vstupního rezonančního obvodu s označením M, na obr.6.15, nahrazuje cívku pro svoje lepší vlastnosti. Zároveň ale vyzařuje do svého okolí a stejně tak přijímá, proto jsou jednotlivé přepážky pro spolehlivou funkci nezbytné.



Obr.6.15 Osazovací plán navržené desky plošného spoje vstupního UHF přijímače a grafické zobrazení jednotlivých částí.

Přerušovaná čára na obr.6.15, která začíná u kondenzátoru C18 a končí u diody D1, značí vzdušný spoj ze strany Bottom. Tento vzdušný spoj je realizovaný izolovaným vodičem nejkratší délky, který je veden těsně spodní zemnící desky. Vzhledem ke stínění celého vstupního dílu krabičkou z horní i spodní části, nehrozí naidukování jakéhokoliv rušení do tohoto spoje.

Rozdělení na obr.6.15 je téměř shodné s blokovým schématem na obr.6.1. Fyzické rozložení součástek přibližně odpovídá rozložení v simulačním schématu na obr.6.4. Popis jednotlivých součástek byl upraven tak, aby v celém vstupním dílu byl každý prvek jednoznačně identifikovatelný.

Materiálem použitým na výrobu DPS je opět FR4 se stejnými parametry jako v předchozí realizaci v části 5. Parametry materiálu FR4 byly uvedeny v kapitole 5.2. Rozpis použitých součástek a jejich pouzder je v Příloze 4.

6.2.4 Měření pracovního bodu vstupního RF zesilovače

Výsledky naměřených hodnot jednotlivých úbytků napětí jsou zakresleny v obvodu na obr.6.16. Z vypočítaných a naměřených parametrů plynou jisté odchylky, které jsou dány pevnými hodnotami rezistorů bez možnosti doladění pracovního bodu, jako tomu bylo u testovacího RF zesilovače. Mimo toto omezení jsou ohmické hodnoty udávány vždy u použitých rezistorů s 5 % přesností.



Obr.6.16 Zapojení modifikovaného obvodu s navrženým pracovním bodem $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2,0$ mA a naměřenými hodnotami úbytků napětí.

Měřením obvodu na obr.6.16 byl změřen upravený pracovní bod s $U_{CE_MĚŘENÉ} = 2,62$ V a $I_{C_MĚŘENÉ} = 2,02$ mA. Rozdíl mezi změřeným a vypočteným pracovním bodem je $\Delta_{Uce} = 0,03$ V a $\Delta_{Ic} = 0,01$ mA a relativní chyba $\delta_{Uce} = 1,1$ % a $\delta_{Ic} = 0,5$ %.

Měřený proud I_C byl vypočten ze změřeného úbytku napětí na Rc1, který nyní nebyl výrazně menší než úbytek napětí na Rc2, jako v části **5.5.2**, kde bylo nebezpečí vzniku výrazné chyby měření, dané neznalostí přesné hodnoty Rc2, v případě výpočtu I_C z úbytku napětí U_{Rc1} . Rozdíly mezi vypočteným (simulovaným) a měřeným pracovním bodem jsou zanedbatelné, vzhledem k možným změnám S-parametrů vstupního RF zesilovače.

Použité měřící přístroje:

- Stabilizovaný zdroj Tesla BS554, FE VUT, katedra radioelektroniky DKP/1803,302
- Profesional Digital Multimetr UNIT UT70A, 3030106151

6.2.5 Měření S-parametrů vstupního RF zesilovače

Měření parametrů jednotlivých bloků zesilovače nezávisle na sobě bylo vyřešeno osazením DPS vstupního dílu UHF přijímače všemi prvky kromě Helix filtru pro potlačení zrcadlového kmitočtu. Místo Helix filtru byla použita měřící DPS, na obr.6.17, osazená pouze konektory SMA, která umožnila měřit vstupní RF zesilovač a směšovač samostatně. Zároveň byl pomocí ní měřen i Helix filtr, kde měřící DPS simulovala plošný spoj vstupního dílu UHF přijímače.



Obr.6.17 Pomocná měřící DPS pro možnost samostatného měření vstupního RF zesilovače, směšovače a Helix filtru.

Rozměry měřící DPS nejsou příliš kritické, pouze je nutné dodržet rozměry šířky mikropásku a vzájemné rozteče vstupních a výstupních mikropásků z Helix filtru. Šířka mikropáskových vedení je W = 1,42 mm a vzájemná rozteč mikropásků je d = 33 mm. Výška je požadována co nejmenší, aby nedošlo k výraznému ovlivnění obvodu zesilovače rozptylovým polem, ale je realizačně omezena. Šířka mezery mezi mikropáskem a zemnící vrstvou by měla být opět přibližně trojnásobkem šířky mikropásku, což navržená konstrukce nesplňuje. Vzhledem k malé délce mikropásků měřící DPS vzhledem k pracovnímu kmitočtu lze transformační vliv tohoto úseku vedení zanedbat, současně se vzájemným vlivem kolmého uspořádání DPS vstupního dílu k měřící DPS. Délka měřící desky na obr.6.17 je 55 mm a výška 9 mm.

Z naměřených S-parametrů na obr.6.18 je patrné, že návrh vstupní pásmové propusti je posunut přibližně o 25 MHz níže od požadavku. Příčinou kmitočtového posuvu je nevhodná hodnota indukčnosti vedení nakrátko. Simulačně byly nejprve vyměněny kondenzátory C1 a C2 s cílem doladění kmitočtové odchylky. Výsledkem bylo zvýšení kmitočtu nad pracovní pásmo. Proto bylo nezbytné posunout zkrat mikropáskového vedení ve vstupní pásmové propusti. Pomocí měděné fólie byl přidán příčný úsek 1,8 mm ke zkratované části mikropáskového vedení, které se zkrátilo na novou délku $P_{lad} = 13,9$ mm (měřeno od středu průchozího 50 Ω vedení mezi C2 a C3). Vyměněné kondenzátory C1 a C2 byly opět nahrazeny původními hodnotami C1 = 33 pF a C2 = 39 pF.

Výsledky naměřených nových hodnot S-parametrů pro upravenou délku mikropásku $P_{lad} = 13.9$ mm jsou na obr.6.18 společně s původními parametry.



Obr.6.18 Výsledky změřených S-parametrů S_{11} a S_{21} v okolí pracovního pásma a výsledky po doladění vstupního rezonančního obvodu.

Porovnání naměřených parametrů po doladění mikropásku na $P_{lad} = 13,9$ mm a simulovaných parametrů při P = 15,7 mm je na obr.6.19 a 6.20, lze z nich zjistit přibližné rozdíly S-parametrů mezi simulací a návrhem. Porovnání S_{11} a S_{21} je na obr.6.19.

Vstupní činitel odrazu S_{11} vykazuje výborné vlastnosti očekávané podle návrhu. Přenos S_{21} simulovaný i měřený je detailněji zobrazen na obr.6.21. Skutečný měřený přenos klesl proti simulovanému o 1,5 dB na S_{21} = 15,5 dB. Zvlnění v pracovním pásmu nepřesáhlo 0,8 dB. Selektivita navrženého RF zesilovače se téměř od požadované nezměnila.

Výstupní činitel odrazu S_{22} na obr.6.20 nevykazuje tak výrazný poklesu v okolí středního kmitočtu jako při simulaci. Měřený S_{22} nepřesáhne hodnotu -2,9 dB na kmitočtu 430 MHz a směrem k vyšším kmitočtům klesá.

Uvedený návrh DPS vstupního dílu UHF přijímače na obr.6.14 je již uveden s upravenou délkou mikropásku vstupního selektivního obvodu $P_{lad} = P = 13,9$ mm. Podle této předlohy je nyní možné vyrobit vstupní díl se zaručenými parametry, v případě dodržení výrobních požadavků, uvedených v této kapitole.



Obr.6.19 Výsledky simulovaných a měřených S-parametrů S_{11} a S_{21} při doladění vstupního rezonančního obvodu na $P_{lad} = 13,9$ mm.



Obr.6.20 Výsledky simulovaných a měřených S-parametrů S_{12} a S_{22} při doladění vstupního rezonančního obvodu na $P_{lad} = 13,9$ mm.



Obr.6.21 Detail simulovaného a měřeného S_{21} parametru při doladěném vstupním rezonančním obvodu na $P_{lad} = 13,9$ mm.

Použité měřící přístroje:

- Stabilizovaný zdroj Tesla BS554, FE VUT, katedra radioelektroniky DKP/1803,302
- Profesional Digital Multimetr UNIT UT70A, 3030106151
- Skalární Network Analyzer 10MHz ÷ 20GHz Anritsu 54147A, K454001

6.3 Návrh filtru pro potlačení zrcadlového kmitočtu

6.3.1 Rozbor parametrů filtru pro potlačení zrcadlového kmitočtu

V kapitole **6.1** na obr. 6.1 je uvedeno upravené blokové schéma, které vystihuje podmínky a požadavky na vhodný návrh přijímače v kmitočtové oblasti UHF. Z rozboru v **6.1** o použití dalšího filtru pro potlačení zrcadlového kmitočtu jsou vysvětleny důvody, proč tomu tak je.

Ze zadaných požadavků na pracovní pásmo v rozsahu 430 až 440 MHz, standardní MF kmitočet s možností použití komerčně vyráběných filtrů vyplynuly podmínky návrhu filtru pro potlačení zrcadlového kmitočtu. Střední kmitočet pracovního pásma je $f_{S0} = 435$ MHz. Šířka pásma příjmu je $B = f_{max} - f_{min} = (440 \cdot 10^6 - 430 \cdot 10^6) = 10$ MHz. Rezonanční kmitočet f_0 je dán podle [2], [3] geometrickým průměrem f_{max} a f_{min} vztahem (28):

$$f_0 = \sqrt{f_{\max} \cdot f_{\min}} \quad , \tag{28}$$

po dosazení do (28) je f_0 :

 $f_0 = \sqrt{440 \cdot 10^6 \cdot 430 \cdot 10^6} = 434,97 \ MHz \approx 435 \ MHz = f_{s0}$.

V případě realizace filtru, pro potlačení zrcadlových kmitočtů, rezonančním obvodem, bude činitel jakosti Q takovéhoto obvodu dán z [2], [3] vztahem (2):

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

,

kde po dosazení je:

$$Q = \frac{435 \cdot 10^6}{10 \cdot 10^6} = 43,5$$

Z výpočtu činitel jakosti Q je patrné, že jednoduchý rezonanční LC obvod s provozním Q větším než 43,5 již bude mít po okrajích propustného pásma větší útlum než 3 dB. Použití rezonančního obvodu s tímto Q by vyžadoval MF kmitočet řádově vyšší desítky MHz v závislosti na strmosti poklesu modulové charakteristiky, což je vysvětleno níže.

Potlačení zrcadlového kmitočtu vyžaduje směšovač. Jeho základní parametry byly vysvětleny v kapitole **2.4**. Pro vysvětlení závislosti MF kmitočtu na vstupním kmitočtu a kmitočtu heterodynu, dále označen jako f_{LO} (kmitočet místního oscilátoru), byl uveden vztahem (5):

$$f_{mf} = k \cdot f_h + l \cdot f_s \quad .$$

Parametry *k* a *l* udávají na kolikáté vyšší harmonické se uplatňuje součet jednotlivých signálů. Směšovače většinou pracují s *k* a $l = \pm 1$. Pro snížení pracovního kmitočtu na MF kmitočet, musí být pouze *k* nebo *l* rovno -1, aby docházelo k odečtení obou signálů. Tuto skutečnost lze vyjádřit vztahem (29) ze vztahu (5):

$$f_{mf} = \pm f_{LO} \mp f_S \quad . \tag{29}$$

Praktická situace může vypadat následovně podle vztahu (30), kdy $f_{LO} > f_S$:

$$f_{mf} = f_{LO} - f_S \quad . \tag{30}$$

nebo podle (31) pro opačnou nerovnost $f_S > f_{LO}$:

$$f_{mf} = f_{S} - f_{LO} \quad . \tag{31}$$

Ze vztahu (30) a (31) vyplývá, že kmitočet místního oscilátoru f_{LO} může být větší nebo menší o hodnotu f_{mf} . Zpravidla se požívá f_{LO} větší než f_S podle (30) pro svoje určité výhody a nevýhody, které ale nejsou předmětem této kapitoly.

Směšovač, který podle (30) odečítá vstupní signál od signálu oscilátoru, bude sčítat a odčítat všechny přivedené složky na jeho vstup se signálem oscilátoru podle (5). Pokud tedy uvažuji kmitočet oscilátoru $f_{LO} = konst.$, je f_{mf} dán (30) ale stejně tak (32):

$$f_{mf} = f_Z - f_{LO} \quad . \tag{32}$$

Signál o kmitočtu f_Z je zrcadlovým kmitočtem ke kmitočtu f_S vázán (33), který je dán substitucí (30) a (32):

$$f_Z = f_S + 2 \cdot f_{mf} \quad . \tag{33}$$

Směšování signálu o f_Z probíhá za stejných podmínek jako f_S . Proto je nutné signál o f_Z účinně potlačit, jinak je na výstupu směšovače sečten se signálem o f_S a v dalším zpracování už není možné oba signály navzájem oddělit.

Vzhledem k zadanému požadavku řešení 1. mezifrekvenčního obvodu se sériově vyráběnými filtry, je volba MF kmitočtu omezena na téměř jedno řešení, které lze zároveň prakticky realizovat. Přestože profesionální zařízení používají MF filtry na kmitočtech 21 MHz, popř. jiných, na trhu se v kusové výrobě nedají téměř sehnat. Proto nezbývá než použít nejrozšířenější filtry s MF kmitočtem 10,7 MHz.

Použití jiných filtrů s nižším MF kmitočtem, jako jsou např.: filtry pro MF kmitočet 455 kHz, je principielně nerealizovatelné. Šířka pracovního pásma přijímaných kmitočtů musí být menší než polovina MF kmitočtu filtru pro ideální pravoúhlý filtr. Ve skutečnosti je nutné, aby byla šířka pracovního pásma menší, než MF kmitočet, aby bylo možné filtr pro potlačení zrcadlových kmitočtů realizovat.

Použití MF kmitočtu v oblasti stovek MHz je sice realizačně možné, ale pro demodulaci je stejně nutné transformovat MF kmitočet minimálně do oblasti nízkých desítek MHz. Takovéto zapojení pak obsahuje o jeden MF stupeň navíc, což je vzhledem k řešené optimalizaci spotřeby nevhodné.

Požadovaný filtr tedy musí zajistit v pásmu kmitočtů f_{Zmin} až f_{Zmax} podle (34) a (35) dostatečné potlačení všech těchto složek pro rozsah pracovních kmitočtů f_{Smin} až f_{Smax} :

$$f_{Z\min} = f_{S\min} + 2 \cdot f_{mf} \quad , \tag{34}$$

$$f_{Z\min} = 430 \cdot 10^6 + 2 \cdot 10 \cdot 10^6 = 450 MHz$$

$$f_{Z\max} = f_{S\max} + 2 \cdot f_{mf} \quad , \tag{35}$$

$$f_{Z \min} = 440 \cdot 10^6 + 2 \cdot 10 \cdot 10^6 = 460 \ MHz$$

Potlačení pásma zrcadlových kmitočtů je nutné provést i v případě, že pásmo zrcadlových kmitočtů žádná radiokomunikační služba nepoužívá. Je to z toho důvodu, že v celém kmitočtovém spektru je obsažen šum popř. atmosférické a průmyslové rušení, které když se dostane na vstup zesilovače, tak je zesíleno a doplněno o šum vlastního zesilovače. Vstupní selektivní obvod svými parametry nedokáže dostatečně potlačit pásmo zrcadlových kmitočtů. Potlačení je pouze několik málo dB, viz obr.6.21.

Směšovač, který provádí přeložení užitečného signálu s určitým poměrem C/N do MF pásma, když bude mít na kmitočtu f_Z šum, přeloží na stejný kmitočet MF i tento šum, který způsobí zhoršení poměru C/N.

Filtr pro potlačení zrcadlových kmitočtů musí zajistit zvlnění v propustném pásmu zvlnění nepřesahující 3 dB a současně dostatečný útlum pásma zrcadlových kmitočtů. V případě, že pásmo zrcadlových kmitočtů je volné, potlačení šumu, který již zanedbatelně zvětší C/N, je požadováno alespoň 20 dB. Pro praktický provoz je pak hodnota potlačení zrcadlových kmitočtů požadována větší. Tato podmínka tedy říká, že v pásmu f_{Smin} až f_{Smax} je požadováno zvlnění nejvýše 3 dB a v pásmu f_{Zmin} až f_{Zmax} pak větší než minimální hodnota útlumu 20 dB.

Zobrazená situace umístění filtru vůči pracovním a zrcadlovým kmitočtům je na obr.6.22. Tento obrázek názorně ukazuje kmitočet filtru, kde vykazuje minimální potlačení zrcadlového kmitočtu.



Obr.6.22 Situace polohy filtru vůči pracovnímu rozsahu kmitočtů f_{Smin} až f_{Smax} a pásmu zrcadlových kmitočtů f_{Zmin} až f_{Zmax} .

Nejmenší potlačení zrcadlového kmitočtu filtr dosahuje při příjmu signálu f_{Smin} , kdy je f_{LO} na minimální hodnotě. Zde je zrcadlový kmitočet nejblíže propustné charakteristice filtru, pouze f_{mf} od f_{Smax} . Výkonové úrovně naznačené na obr.6.22 vystihují příjem signálu na kmitočtu f_{Smin} a f_{Zmin} se stejnou výkonovou úrovní. Na kmitočtu $f_{LOmin} = f_{Smax}$ je naznačen výkon oscilátoru, pro porovnání s výkony přijímaných signálů.

Z uvedených teoretických poznatků vyplývají požadavky na filtr pro potlačení rozsahu zrcadlových kmitočtů. Pásmo propustnosti se zvlněním maximálně 3 dB musí být od pásma útlumu většího než 20 dB vzdáleno ne víc než $f_{mf} = 10,7$ MHz.

Hledáním vhodného typu filtru byl nalezen typ filtru Helix, který svými vlastnostmi převyšuje vlastnosti ostatních možných filtrů v tomto kmitočtovém rozsahu. Svými vlastnostmi je nejpoužívanější v pásmu VHF a UHF. Filtry Helix jsou užívány v profesionálních zařízeních pro svoje výborné elektrické vlastnosti. Mechanické vlastnosti těchto filtrů jsou, proti klasickým LC obvodům, o něco horší a jsou závislé na konstrukci filtru.

6.3.2 Popis parametrů a konstrukce filtru Helix

Základní velmi stručné seznámení s těmito filtry je možné nalézt v [6]. Helix filtry, někdy označované i Helical, jsou filtry na rozmezí LC rezonančních obvodů a dutinových rezonančních obvodů. Zobrazený tvar jedné rezonanční komory Helix filtru je na obr.6.23. Fyzikální popis Helix filtru by vyžadoval analytické řešení Maxwellových rovnic, popř. použití softwarové aplikace pro řešení elektromagnetického pole ve 3D, jako jsou např. Femlab nebo Ansis aj. Vlastní rozbor těchto filtrů a jejich vlastností a požností by mohl být námětem na samostatnou diplomovou práci. Zde jsou uvedeny v hrubých obrysech základní parametry návrhu se základními empirickými nebo poloempirickými vztahy a návrh s využitím specifického návrhového software Helical.



Obr.6.23 Rezonátor typu Helical, **a**) v řezu bokorysu, **b**) v řezu půdorysu čtvercového rezonátoru nebo **c**) v řezu půdorysu kruhového rezonátoru s rozměry podle [7].

Filtr na obr.6.23 je obvodem tzv. "prvního řádu". Tento popis značí, že je obvod složen pouze z jedné rezonanční dutiny. Přibližně lze princip obvodu vysvětlit na cívce umístěné v rezonanční dutině, jak je patrné z obr.6.23. Rezonanční kmitočet dutiny je zpravidla mnohem vyšší než je pracovní kmitočet. Cívka umístená svím středem ve středu dutiny je jedním koncem (na obr.6.23 je to spodní konec) vodivě spojena s dutinou, kde tento spoj je většinou "nese" celou cívku. Někdy se tento spoj řeší i svedením konce závitu svisle dolu na spodní stěnu rezonátoru, kde je cívka opět vodivě připevněna. Na tomto konci vykazuje dutina rezonátoru nejmenší impedanci, která jde v ideálním případě k 0 Ω .

Vybuzení elektromagnetické vlny tohoto rezonátoru zajišťuje cívka v rezonátoru nebo jiný rezonátor. V případě buzení cívkou je cívka připojena odbočkou, přibližně půl závitu od konce vodivého spojení cívky s dutinou, na nesymetrický koaxiální nebo mikropáskový napaječ. V případě buzení vedlejší dutinou je přenesena elektromagnetická vlna výřezem v boční stěně, v místě nejvyšší impedance. Nejvyšší impedance této dutiny je v místě na opačném konci cívky spojené s rezonanční dutinou. Konec cívky v místě nejvyšší impedance je volný. Umístění cívky v dutině je v jejím středu a délka cívky v porovnání s délkou dutiny je patrná z obr.6.23. Díky této vlastnosti buzení dutiny jinou dutinou je možné vytváře Helix filtry vyšších řádů. Pak vedlejší dutina, která je budící nemusí být buzena cívkou, ale další rezonanční dutinou.

Rezonance Helix filtru která ještě nebyla vysvětlena, nevzniká rezonancí dutiny jako u dutinových rezonátorů, ale cívka umístěná v dutině vykazuje indukčnost a současně jednotlivé závity vykazují kapacitu k plášti dutiny. Vzhledem k téměř absolutnímu stínění je veškerá elektromagnetická energie uzavřena uvnitř rezonátoru, chová se tato cívka jako paralelní rezonanční obvod. Obvodem nejnižšího řádu, který bude konstruován podle naznačeného popisu s elektromagnetickou vazbou je obvod druhého řádu, tedy se dvěmi dutinami.

Helix filtr byl popsán empirickými a poloempirickými vztahy v [6] nebo [7]. Podle [7] jsou uvedeny návrhové a výpočetní vztahy. Činitel jakosti rezonátoru naprázdno je podle (36):

$$Q = 35.9 \cdot d \cdot \sqrt{f} \quad , \tag{36}$$

kde d [cm] je průměr cívky, měřeno od středu vodiče a f [MHz] je střední kmitočet.

Počet závitů cívky v rezonátoru je:

$$N = \frac{2674}{d \cdot f} \quad . \tag{37}$$

Stoupání závitů cívky je:

$$p = \frac{1759}{d^2 \cdot f} \quad \left[z\dot{a}v \,/\,cm\right]. \tag{38}$$

Impedance rezonátoru v místě mezi posledním závitem cívky a horní stěnou rezonátoru je:

$$Z_0 = \frac{136190}{d \cdot f} \quad [\Omega]. \tag{39}$$

Optimální průměr vodiče cívky a mezery mezi jednotlivými závity je:

$$g = \frac{1}{2 \cdot p} \quad [cm]. \tag{40}$$

Výpočet zmenšení impedance rezonátoru, zvětšení jakosti a snížení středního kmitočtu filtru vlivem dielektrika jiného než vzduchu jsou uvedeny v [7].

6.3.3 Návrhový software Helical

Software Helical je jednoúčelovým programem pro návrh Helix filtru. Free verze použitého software byla Helical Version 2.04. Zadání dat pro výpočet je přehledné s uvedenými jednotkami. Jednotlivými parametry jsou: střední kmitočet [MHz], šířka pásma [MHz], řád filtru (počet rezonančních dutin), impedance vstupu rezonátoru [Ω], impedance rezonátoru mezi koncem cívky a horní stěnou dutiny [Ω] a vložný útlum v propustném pásmu [dB]. Software Helical vypočítá jednotlivé fyzické rozměry dutinového rezonátoru a cívky a graficky zobrazí místo odbočky pro připojení napájení cívky.

Kromě těchto fyzických rozměrů tento software vypočítá parametry náhradního modelu filtru a vykreslí útlumovou charakteristiku, vstupní činitel odrazu, vstupní PSV, fázové zpoždění a vstupní impedanci v závislosti na kmitočtu s možností nastavení zobrazovaného rozsahu. V režimu zobrazení je možné u zmíněných charakteristik ladit střední kmitočet a šířku pásma. Všechny změny se pak automaticky promítnou do ostatních parametrů. Vypočtená grafická data jsou zobrazena i v tabulce vypočtených hodnot, ale tento software neumožňuje jejich kopírování nebo exportování, proto je výhodnější vytvořit např. v Ansoft Designeru model filtru složený z ideálních obvodových prvků a simulační data exportovat zde.

Drobným problémem je absence jednotek v režimu zobrazení vypočítaných hodnot fyzických rozměrů. Pomocí vztahů (36), (37) a (39) byly přepočteny ze softwarem vypočítané bezrozměrné parametry filtru na rozměr. Vztahem (36) byl určen průměr d z Q, z (37) byl určen z N a z (39) ze Z_0 . Pro impedanci $Z_0 = 500 \Omega$ bylo průměrné $d_{vyp} = 0,631$ cm. Programem stanovená hodnota d = 0,2478, je 2,546 násobek d_{vyp} , což odpovídá přepočtu cm na inch. Všechny délkové rozměry uvedené v software Helical jsou v inch.

6.3.4 Návrh rozměrů filtru Helix

Návrh fyzických rozměrů filtru Helix za pomoci software Helical je velice jednoduchý. Pouze jen nutné pamatovat na jednotky délky inch. Kopie obrazovky tohoto software je na obr.6.24. Rozměry rezonátoru jsou platné pro kruhovou i čtvercovou dutinu. Čtvercová dutina vykazuje, proti kruhové, lepší vlastnosti. Helix rezonátor je tedy dán vnitřními parametry výšky a šířky nebo průměru. Impedance je s těmito rozměry svázána, ale současně závisí i na kmitočtu.

Rozměry cívky jsou dány délkou (výškou) cívky, jejím průměrem, počtem závitů a roztečí závitů. Průměr drátu cívky je dán intervalem hodnot od minimálního do maximálního.

Posledním délkovým parametrem je vazba mezi rezonančními dutinami. Je udána výřezem ve společné stěně-přepážce dvou sousedních rezonančních dutin. V závislosti na řádu filtru a povoleném zvlnění, které lze zvolit zadaným útlumem, jsou softwarem počítány vhodné vzduchové mezery, definující vazbu, v místě největší impedance, viz obr.6.24.

Uvedené parametry jsou základní konstrukční rozměry. Uvedený činitel jakosti rezonátoru je výborným parametrem pro hodnocení různých rozměrů filtrů na jednom kmitočtu.

Shield:	FICIOIIAI	Coupling:
Height = 0,94394		K(1,2): 0,3723428
Width = 0,62929		K(2.3): 0.3723428
Resonator impedance = 358		. ()
Coil:		
Length = 0,51917		
Diameter = 0,34611		
Number of turns = 6,9408		ĸ
Wire spacing (1/TPI)= 0,0749		
Wire:		
Minimum diameter = 0,02996 (#20)		
Maximum diameter = 0,04494 (#18)		
Tap: (for 50 ohms)		
Turns = 0,218		
Degrees = 78,481		
Unloaded resonator Q ∨alues:		
Square chamber Q = 787		
(Round chamber Q = 656)		

Distorial

Set physical size by adjusting resonator impedance on Design page

Obr.6.24 Kopie obrazovky vypočtených parametrů software Helical.

Vypočítané parametry na obr.6.24 softwarem Helical jsou parametry Helix filtru použitého ve vstupním dílu UHF přijímače. V tab.6.2 jsou uvedeny parametry odečtené ze software Helical s přepočítanými délkovými rozměry označenými symboly shodně s obr.6.25 pro zvolený 3. řád filtru. Jsou zde uvedeny parametry Helix rezonátoru pro tři různé kmitočty a ostatní parametry, mimo stejných rozměrů dutiny a řádu filtru.

Tab.6.2	Parametry odečtené ze software Helical pro tři různé kmitočty,
	stejné rozměry a 3. řád filtru.

	R	ezonát	or	Cívka			Drát		Vazba			
f	H	S	Z_0	l	d	N	g	\mathcal{O}_{min}	\mathcal{O}_{max}	K	L	Q
MHz	mm	mm	Ω	mm	mm	-	mm	mm	mm	mm	mm	1
415	24	16	375	13,20	8,79	7,27	1,80	0,73	1,09	9,57	14,43	769
435	24	16	358	13,20	8,79	6,94	1,90	0,76	1,14	9,46	14,54	787
455	24	16	342	13,20	8,79	6,63	2,00	0,80	1,20	9,37	14,63	805

Z jednotlivých řádků tab.6.2 vyplývá, že přeladění je možné dosáhnout, aniž by bylo nutné měnit rezonanční dutinu. Přeladění k nižším kmitočtům sice vyžaduje výměnu cívky, ale přesto lze rezonanční dutinu ponechat. Tím se však mění parametry filtru, Z_0 a Q. Proto je takovéto přeladění použít v relativně malém kmitočtovém rozsahu.

Ladění filtru je možné provádět i ladícími šrouby, které se šroubují v ose cívky v horní stěně filtru do místa, kde je největší impedance. Přítomnost ladícího šroubu způsobí snížení pracovního kmitočtu a poklesu Q rezonátoru a zvětšení útlumu v propustném pásmu.





Obr.6.25 znázorňuje umístění všech rozměrů z tabulky tab.6.2. Velikost vazby K je doplněna komplementárním L, které je pro konstrukci výhodnější. Je nutno dodat, že všechny rozměry jsou měřeny z vnitřní části rezonátoru.

Základní připojení Helix filtru k obvodu znázorňuje obr.6.26. Bod napájení cívky na odbočce se v závislosti na impedanci rezonátoru mírně mění. Pro impedanci $Z_0 = 500 \Omega$ je odbočka přibližně uprostřed. Ve znázorněných místech je možné připojit koaxiální napaječ nebo konektor, ale stejně tak je možné provést připojení na nesymetrické mikropáskové napájení. V případě obr.6.26 a) "sedí" filtr dnem na plošném spoji a v případě obr.6.26 b) "leží" filtr položený na stěně, na které je vyvedeno napájení. V obou případech je filtr na DPS

umístěn na straně celistvé zemní plochy a napájení cívky na odbočce je vedeno z skrz DPS na mikropáskové vedení. Lze nalézt různé jiné varianty řešení, ale obě uvedené varianty byly úspěšně použity.



Obr.6.26 Napájení filtru Helix a) skrz dno (boční řez), b) skrz dno (půdorysný řez), c) skrz boční stěnu (boční řez), d) skrz boční stěnu (půdorysný řez).

6.3.5 Konstrukce Helix filtru

Vnitřní rozměry dutiny i cívky Helix filtru jsou uvedeny v tab.6.2 v řádku pro f = 435 MHz. Při kusové výrobě cívky je velmi výhodné navinout o jeden závit navíc (N+1) s tím, že délka cívky *l* bude měřena pouze na rozsahu N.

Pohledem na rozměry je patrná velká zabraná plocha na DPS vstupního dílu UHF přijímače Helix filtrem, viz obr.6.15. Vzhledem k výšce SMD prvků vysokých maximálně čtyřnásobek tloušťky plošného spoje, bylo požadováno umístění filtru s co nejmenší zabranou výškou. Filtr tvaru kvádru má nejmenší výšku ve stavu "naležato", kdy všechny tři dutiny leží svojí boční stranou na DPS vstupního dílu. Překvapivě je zde provedeno napájení přes dno Helix filtru, které je nyní kolmo na DPS vstupního dílu.

Dno Helix filtru je tvořeno DPS z materiálu FR4 a je o něco málo větší než dno kvádru. Použitým materiálem na rezonátor Helix filtru je pocínovaný ocelový plech tloušťky 0,7 mm. Helix filtr okótovaný na obr.6.25 je záměrně kótovaný zevnitř, protože zde téměř nezáleží na tloušťce stěn. Jediným místem, kde se tloušťka stěn projeví jsou přepážky mezi dutinami.

Napájení skrz dno umožňuje pomocí DPS na obr.6.27 připojit Helix filtr ze strany součástek na DPS vstupního dílu. Zároveň je využito potřebné místo nad stranou Top DPS vstupního dílu UHF přijímače pro vzniklé rozptylové pole mikropásků. Spodní strana Bottom by mohla být dnem UHF přijímače, ale vzhledem k použití panelových konektorů SMA je nutné i ze spodní strany ponechat mezeru mezi stranou Bottom a dnem krabičky vstupního dílu.



Obr.6.27 DPS pro připojení Helix filtru k DPS vstupního dílu UHF přijímače.

6.3.6 Výsledky měření Helix filtru

Výběr vhodného Helix filtru byl proveden vyrobením tří různých velikostí Helix filtru na společném pracovním kmitočtu. Vzhledem ke kusové výrobě jednotlivých filtrů, byly naměřené výsledky jednotlivých filtrů více či méně rozdílné od požadovaných parametrů. Rozměrové parametry jednotlivých filtrů jsou uvedeny v tab.6.3. Vzhledem k omezeným časovým možnostem výroby a testování Helix filtrů, nebyly všechny filtry doladěny na pracovní kmitočet a posloužily pouze jako testovací vzorek pro ověření vlastností.

Tab.6.3Parametry odečtené ze software Helical pro tři různé rozměry na
stejném kmitočtu a 3. řádu Helix filtru.

	R	ezonáto	or	Cívka			Drát		Vazba			
f	Н	S	Z_0	l	d	N	g	\mathcal{O}_{min}	\mathcal{O}_{max}	K	L	Q
MHz	mm	mm	Ω	mm	mm	-	mm	mm	mm	mm	mm	-
435	17,2	11,6	500	9,44	6,29	9,69	0,97	0,39	0,59	6,77	10,4	562
435	24,5	16,4	350	13,5	8,99	6,79	1,99	0,80	1,19	9,67	14,8	805
435	34,3	22,9	250	18,9	12,6	4,85	3,90	1,56	2,34	13,5	20,8	1126

Výsledky měření nejsou pro omezený rozsah této práce příliš důležité. Na jejich základě lze konstatovat, že menší rozměry filtru vedou k menší kvalitě filtru, většímu útlumu v propustném pásmu a obtížnější výrobě. Nejlepší vlastnosti vykazoval filtr se $Z_0 = 250 \Omega$.

Při výrobě není nutné přesně na desetiny mm vyrobit Helix filtr, ale je nutné dodržet přesné poměry mezi stranami a hlavně výšku filtru *S* a výšku přepážky *L*, na které závisí výrazně šířka propustného pásma filtru. Vzhledem k velmi špatné dostupnosti přepážky po vyrobení Helix filtru již není možné tento filtr korigovat na šířku pásma, ale pracovní

kmitočet lze jednoduše doladit postupným zkracováním konce cívek. Proto je výhodné vyrobit cívku minimálně s polovinou závitu navíc, ale lépe je ponechat celý závit a měřením a postupným zkracováním filtr doladit.

Vyrobený filtr se dnem DPS podle obr.6.27 byl pro měření přiletován na měřící DPS na obr.6.17. Výsledky měření filtru po doladění na nejlepší dosažitelné hodnoty jsou na obr.6.28.



Obr.6.28 Výsledky simulace a měření Helix filtru pro vstupní díl UHF přijímače.

Simulovaná charakteristika byla získána vytvořením náhradního modelu, navrženého filtru, získaného ze software Helical, v Ansoft Designer s ideálními L, C prvky. Výsledky simulací byli již standardně exportovány do Excelu a byly doplněny o naměřené parametry.

Realizovaný Helix filtr vykazuje maximální zvlnění 3 dB v propustném pásmu a potlačení nejnižšího zrcadlového kmitočtu více než 20dB, na kmitočtu $f_{Zmin} = 450,7$ MHz, proto bude tento filtr 3. řádu použit do konstrukce vstupního dílu UHF přijímače. Nejmenší hodnota útlumu 1,5 dB je ve středu propustného pásma. Na kmitočtu 440 MHz je pak útlum téměř 4,5 dB. Vstupní činitel odrazu je až do kmitočtu 437 MHz nižší než -10 dB, ale směrem k vyšším kmitočtům roste a na 440 MHz má vstupní činitel odrazu pouze -3,4 dB.

Byly testovány i filtry s různým umístěním spoje cívky a rezonátoru při zachování všech vzdáleností. Tento princip lze s výhodou popsat uhlovým natočením cívky vůči budící cívce. Praktickými realizacemi byly zkoušeny na točení cívek po 90° a po 180°. Zároveň je možné kombinovat různé směry vinutí cívek. Z naměřených výsledků je výhodnější souhlasné vinutí všech cívek, ale nesouhlasné řešení nevykazuje výrazné rozdíly. Z testů vzájemného natáčení cívek vůči sobě nebyly zjištěny výrazné odchylky. Podrobnější analýze nebylo možné věnovat, z časových důvodů, více prostoru.

Použité měřící přístroje:

• Skalární Network Analyzer 10MHz ÷ 20GHz Anritsu 54147A, K454001

6.4 Návrh směšovače a filtru pro výběr rozdílové složky

6.4.1 Rozbor požadavků a parametrů směšovače

Parametry směšovače byly zmíněny v úvodní kapitole **2.4** a problémy se směšováním zrcadlového kmitočtu byly podrobněji rozebrány v **6.3.1**. Použití pasivního směšovače vyžaduje dostatečnou úroveň vstupního signálu i místního oscilátoru a signál v přeloženém pásmu podléhá poměrně výraznému útlumu. I přes tento problém se pasivní diodové směšovače používají pro svůj velký dynamický rozsah.

V koncepci této práce by pasivní směšovač nesplnil několik požadavků. Prvním požadavkem je nedostatečný zisk vstupního signálu na vstupním RF zesilovači v případě použití pasivního směšovače. Směšovač by bez problémů pracoval i s tímto ziskem, ale na jeho výstupu by došlo k výraznému poklesu poměru *C/N*. Výstupní signál v přeloženém pásmu je proti vstupní úrovni výrazně utlumen a proto je nutné v případě malých vstupních úrovní doplnit směšovač jedním blokem MF zesilovače, ještě před MF filtrací, což je nevýhodné vzhledem k případnému vzniku intermodulačních produktů a současně tento blok MF zesilovače zvětšuje spotřebu přijímače.

Aktivní směšovač tak může nahradit pasivní směšovač a jeden blok MF zesilovače. Předností aktivních směšovačů je, že výstupní signál má obvykle úroveň alespoň takovou, s jakou vstupoval do směšovače.

Směšovače lze rozdělit na aditivní a multiplikativní. Vzhledem k použití tranzistoru BFP540 ve vstupním RF zesilovači, k ověření jeho funkce při optimalizovaném pracovním bodě a ke zkušenostem s návrhem tohoto tranzistoru je použit i pro aktivní směšovač. Od směšovače se požaduje přeložení pásma s konstantním ziskem bez závislosti na vstupní úrovni. Tento parametr je splněn pouze do určité výkonové úrovně a pak již začíná přenos do přeloženého pásma postupně klesat. Tento fakt v případě lineární modulace a překročení této úrovně vede ke vzniku intermodulačních produktů.

Základní myšlenkou je nastavení pracovního bodu na kraj pracovní charakteristiky, kde se vyskytuje nejvíce nelinearit potřebných pro účinné směšování. Vstupní signál i signál od místního oscilátoru (LO), které jsou přiváděny přes oddělovací kondenzátory na vstup bipolárního tranzistoru BFP540, řadí toto zapojení do skupiny aditivních směšovačů.

Statický pracovní bod je možné nastavit tak, že tranzistor bude téměř zavřený nebo téměř otevřený. Z pohledu spotřeby tranzistoru je předurčeno použití statického pracovního bodu téměř zavřeného tranzistoru. V případě nastavení statického pracovního bodu na zavřený tranzistor, bude tranzistor také směšovat, ale vstupní výkon musí zajistit přechod v pracovní charakteristice ze zavřeného stavu k otevřenému, což vyžaduje přesné úrovně výkonu místního oscilátoru. V tomto případě je přítomna největší nelinearita při současném nejmenším zisku směšovače.

6.4.2 Návrh směšovače s BFP540

Zapojení směšovače na první pohled není výrazně odlišné od zapojení zesilovače. Liší se v nastaveném pracovním bodě tranzistoru. Na obr.6.29 je simulační schéma navrženého směšovače. Při návrhu je nutné, vždy brát v úvahu, že vstupní signál je v kmitočtové oblasti přijímaného signálu a výstupní v MF kmitočtové oblasti. Z tohoto plyne, že při vhodné konstrukci nemůže dojít k rozkmitání směšovače. Důvodem je rozdílné naladění vstupního a výstupního rezonančního obvodu nebo jiného typu filtru.

Signál vstupující do směšovače, na obr.6.29, přihází z filtru pro potlačení spektra zrcadlových kmitočtů, označený jako výkon P_{IN} , přes oddělovací kondenzátor C1. Kondenzátor C1 současně s C2 vytváří dělič výkonu mezi přijímaným signálem a signálem místního oscilátoru a zároveň každý kondenzátor tvoří sériovou reaktanci ke vstupu 50 Ω tak, aby paralelní spojení C1 a C2 vytvářelo optimální impedanční zatížení vstupu tranzistoru.

Teoretická bloková schémata směšovačů obsahují vždy pásmovou propust v každé bráně směšovače, aby se zabránilo pronikání signálu místního oscilátoru do antény a vstupního signálu do oscilátoru. V této konstrukci již nevyhoví jednoduchý paralelní LC obvod, viz **6.3.1**.

Potlačení signálu směšovače, ve směru k anténě Helix filtrem, je závislé na kmitočtu, viz obr.6.22, a nejmenší hodnoty dosahuje na kmitočtu f_{LOmin} . Vzhledem ke zpětnému přenosu vstupního RF zesilovače $S_{12} < -30$ dB, lze považovat toto oddělení za postačující. V případě požadavku potlačení pronikání vstupního signálu do místního oscilátoru, bylo by nutné použít Helix filtr mezi místním oscilátorem a vstupem směšovače.



Obr.6.29 Simulační schéma navrženého aktivního směšovače.

Pracovní bod směšovače na obr. 6.29 zajišťují rezistory Rb1, Rb2 a Rb3 společně s Rc1a Rc2. Blokovací kondenzátor C4 vytváří oddělení vstupního signálu od napájecího obvodu. Parametry pracovního bodu byly zjišťovány simulací pomocí software Ansoft Designer v závislosti konverzního zisku (poměru výkonové úrovně výstupního přeloženého signálu k úrovni vstupního signálu) na kmitočtu, viz obr.6.30. Konverzní zisk TG_{xy} udává zesílení přeloženého signálu ze vstupu *y* na výstup *x*. Podle obr.6.29 je TG_{31} konverzní zisk frekvenčně přeloženého signálu na bráně 3 (P_{OUT}) proti vstupnímu signálu na bráně 1 (P_{IN}).

Návrh pracovního bodu byl prováděn v režimu ladění a pomocí iteračních simulací. Konverzní zisk pro nalezený optimální pracovní bod s největší možnou odolností je na obr.6.32. Zde je patrný rozsah vstupních hodnot výkonu, při kterých je konverzní zisk konstantní. Překročením hranice vstupního výkonu -15 dBm začne docházet ke zkreslení původních vstupních signálů. Na takovéto zkreslení jsou nejcitlivější lineární modulace. Nastavení vhodné úrovně výkonu místního oscilátoru, kdy je konverzní zisk největší, je orientačně dáno na obr.6.31. Zlom v charakteristice je dán chybou simulace Ansoft Designeru.

Použití odporové kolektorové zátěže se ukázalo jako jedna z nejjednodušších a zároveň nejúčinnějších testovaných variant. Blokovací kondenzátory C5 a C6 musí nyní zajistit potlačení jednak VF složek vstupního signálu a jedna MF složek a jejich harmonických.



Obr.6.30 Orientační závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} na kmitočtu $f_1 = f_S$.

Kontrola pracovního bodu by byla možná provést podobným způsobem jako v **6.2.1**. Stejnosměrný návrh statického pracovního bodu je shodný s návrhem testovacího RF zesilovače a vstupního RF zesilovače. Rozdíl je ve sledovaném VF parametru konverzního zisku TG. Simulací zjištěný statický pracovní bod směšovače je $U_{CE_sim} = 2,53$ V a $I_{C\ sim} = 1,32$ mA.

Reaktance vazebního kondenzátoru C7 je nutné navrhnout pro kmitočet $f_{mf} = 10,7$ MHz. Simulačně byla nalezna minimální dostatečná hodnota 2,7 nF. Paralelně k výstupu je zapojen ještě sériový rezonanční obvod, který slouží jako odlaďovač základního vstupního signálu v pásmu f_{Smin} až f_{LOmax} .



Obr.6.31 Orientační závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} na výkonu místního oscilátoru P_{LO} .



Obr.6.32 Závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} na výkonu vstupního signálu P_{IN} .

6.4.3 Návrh filtru pro výběr rozdílové složky na výstupu směšovače

Návrh filtru typu dolní propust (DP), byla navržena pomocí "Insert Filter Design item" v Ansoft Designeru. Navržený filtr pátého řádu typu DP s Besselovou aproximací a mezním kmitočtem $f_m = 11$ MHz byl, po převodu ideálních obvodových prvků (L, C) na reálné, mírně doladěn na hodnoty řady E12. Vzniklé zvlnění, vzhledem k přenosu úzkopásmových modulací a ostře selektivnímu MF krystalovému filtru, nemá na rozdílové složky na výstupu směšovače, téměř žádný vliv. Filtr byl doladěn tak, aby na kmitočtu 10,7 MHz vykazoval pokles o 3 dB, což odpovídá f_{mf} . Vstupní činitel odrazu je na f_{mf} lepší než -10dB. Simulační schéma upraveného DP filtru je na obr.6.33. Výsledky S-parametrů filtru jsou na obr.6.34.



Obr.6.33 Simulační schéma DP filtru pro potlačení nežádoucích složek na výstupu směšovače. V měřeních směšovače a DP filtru je zátěž z obr.6.29 nahrazena tímto DP filtrem.



Obr.6.34 Výsledky simulace S-parametrů navrženého DP filtru pro směšovač.



Obr.6.35 Závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} s DP filtrem na výstupu směšovače na kmitočtu $f_1 = f_S$.

Použití indukčností v jednotkách μ H je omezeno samorezonančním kmitočtem (SFR). SFR se uplatňuje u všech pasivních indukčností a se snižující se hodnotou *L* samorezonanční kmitočet vzrůstá. Použité indukčnosti L2 a L3 jsou značky Murata s f_{SRF} = 75 MHz. Tento kmitočet je mnohem menší než přijímaný kmitočet, ale kondenzátory C10, C11 a C12 tvoří dostatečné VF blokování, kdy se už uvedené cívky chovají jako obecné impedance.

Od obvodu na obr.6.33 je požadováno potlačení vstupních VF složek, ale i vyšších harmonických MF kmitočtu, především $2 f_{mf}$. Na tomto kmitočtu 21,4 MHz navržený DP filtr podle simulace vykazuje potlačení 34 dB. Navržený sériový rezonanční obvod (odlaďovač) na výstupu směšovače pomáhá filtrovat všechny kmitočtové složky v rozsahu 430 MHz až 450 MHz, pro které tvoří zátěž s charakteristickou impedancí 75 Ω . Tato vysoká hodnota se ukázala při simulaci jako optimální, při nižších hodnotách charakteristické impedance sériového rezonančního obvodu byl konverzní zisk již menší.

Výsledky simulací směšovače s DP filtrem na obr.6.33 zapojeným na výstupu směšovače na obr.6.29 jsou na obr.6.35, 6.36 a 6.37. Z obr.6.35 je patrný vliv útlumu DP filtru zapojeného na výstupu směšovače. Útlum DP filtru je při porovnáním obr.6.32 a 6.36 přibližně 2 dB, podle obr.6.34 je útlum filtru 4,4 dB. Rozdíl je daný změnou konverzního zisku směšovače, který se změnil při náhradě DP filtru za 50 Ω výstup. Vzniklý skok konverzního zisku směšovače z obr.6.30 a obr.6.35 je dán přiblížením kmitočtu vstupního signálu s f_S ke kmitočtu místního oscilátoru f_{LO} a softwarového problému Ansoft Designeru počítat konverzní zisk v okolí zázněje dvou kmitočtů na f_{LO} .

Závislost zisku směšovače na budícím výkonu je na obr.6.35, stejně jako na obr.6.31 s ostrým maximem, které ve skutečnosti nenastane. Vzniklý skok je způsobený chybnou analýzou Ansoft Designeru.

Chyba v režimu dvoutónové analýzy nastala pravděpodobně i při simulaci obr.6.31 a obr.6.36. Nárůst zisku s náhlým poklesem nebylo možné změnou okolních parametrů potlačit.



Obr.6.36 Orientační závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} s DP filtrem na výstupu směšovače na výkonu místního oscilátoru P_{LO} .



Obr.6.37 Závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} s DP filtrem na výstupu směšovače na výkonu vstupního signálu P_{IN} .

6.4.4 Měření parametrů směšovače včetně DP filtru

Statický měřený pracovní bod směšovače je $U_{CE_MĚŘENÉ} = 2,54$ V a $I_{C_MĚŘENÉ} = 1,27$ mA. Rozdíl změřené a simulačně vypočítané hodnoty je $\Delta_{Uce} = 0,01$ V a $\Delta_{Ic} = 0,05$ mA a relativní chyba $\delta_{Uce} = 0,4$ % a $\delta_{Ic} = 3,8$ %. Vliv uvedené chyby je způsoben 5 % tolerancí použitých rezistorů, chybou měření a

Měření samotného směšovače s DP filtrem bylo možné za pomoci měřící desky, viz obr.6.17 a neosazených transformačních obvodů MF filtru. DP filtr byl propojen přímo s výstupním konektorem SMA. Filtr směšovače je navržen na výstupní impedanci 50 Ω , proto bylo možné měřit jednotlivé parametry směšovače.

Naměřené výsledky jsou nyní více odlišné, než předchozí. Rozdíl je způsoben použitím dvoutónové harmonické analýzy. Během simulace nebyl Ansoft Designer schopen některé body charakteristiky rozumě simulovat a některé hodnoty simulace končily v nekonečnu. Proto jsou naměřené výsledky směšovače uvedeny samostatně.



Obr.6.38 Měřená závislost konverzního zisku směšovače s DP filtrem TG_{31} na kmitočtu f_{IN} , pro $f_{LO} = 445$ MHz, výkon oscilátoru $P_{LO} = 2$ dBm, vstupní výkon $P_{IN} = -20$ dBm.

Vliv DP filtru směšovače je patrný z charakteristiky na obr.6.38. Při zvětšování kmitočtu vstupního signálu od 434,3 MHz směrem k vyšším kmitočtům, klesá MF kmitočet a tím i útlum DP filtru a roste konverzní zisk. Zmenšováním kmitočtu vstupního signálu narůstá rozdílová složka (zvětšuje se MF kmitočet) a začíná se výrazně projevovat vliv DP filtru. Na kmitočtu f_{IN} = 400 MHz je konverzní zisk -37 dB při parametrech stejných jako na obr.6.38.

Vzhledem ke skutečnosti, že s každou vyšší harmonickou klesá výkon *n*-té harmonické, je potlačení filtru dostatečné. Kontrolou většího rozsahu spektra bylo zjištěno, že parametry filtru, vzhledem k vyšším harmonickým MF kmitočtu a vstupního signálu, vyhovují. Výsledky změření nalezených složek vyšších harmonických jsou uvedeny v tab.6.4 pro frekvenční rozsah 2 MHz až 2 GHz. Z této tabulky vyplývá, že všechny vyšší harmonické složky než základní složka, jsou potlačeny nejméně o 40 dB.



Obr.6.39 Měřená závislost konverzního zisku směšovače s DP filtrem TG_{31} na výkonu místního oscilátoru P_{LO} , pro $f_{IN} = 435$ MHz, $f_{LO} = 445$ MHz a vstupní výkon $P_{IN} = -20$ dBm.



Obr.6.40 Měřená závislost konverzního zisku směšovače s DP filtrem TG_{31} na vstupním výkonu P_{IN} pro f_{IN} = 435 MHz, f_{LO} = 445 MHz s parametrem výkonu P_{LO} .

fharmonické	P _{OUT}
MHz	dBm
10	-16,0
445	-57,8
890	-62,9
1335	-67,0
1780	-58,0

Tab.6.4 Naměřené složky vyšších harmonických na výstupu DP filtru směšovače při $f_S = 435$ MHz, $f_{LO} = 445$ MHz, $P_{IN} = -20$ dBm a $P_{LO} = 2$ dBm.

Velikost konverzního zisku směšovače závisí na úrovni signálu místního oscilátoru. Na obr.6.39 je tato závislost změřena a od simulované se liší menším konverzním ziskem asi o 5 dB. Vzhledem k nepříliš věrohodným výsledků harmonické dvoutónové analýzy nebyly jednotlivé charakteristiky umístěny ve společných grafech. Optimální změřený výkon místního oscilátoru je $P_{LO_OPTIM} = 4,5$ dB. Tento výkon je již dostatečně vysoký. Výkon P_{LO} by se měl pohybovat maximálně do 6 až 7 dBm, aby nedošlo ke zničení směšovače. Doporučený maximální bezpečný výkon je přibližně kolem 4,5 až 5 dBm.

Porovnání tří závislostí konverzního zisku závislého na vstupním výkonu P_{IN} je pro různé úrovně místního oscilátoru na obr.6.40.

Použité měřící přístroje:

- Stabilizovaný zdroj Tesla BS554, FE VUT, katedra radioelektroniky DKP/1803,302
- Profesional Digital Multimetr UNIT UT70A, 3030106151
- Signal generator 8656B Hewlett Packard, 0,1 ÷ 990 MHz, 3029U08725
- Sweep oscilator 8350B Hewlett Packard, RF Plug-in 0,01 ÷ 26,5 GHz 83595A, 2414A00484
- Spektrální analyzátor EMC Analyzer E7404A, Hewlett Packard, 9 kHz ÷ 13,2 GHz, US39150114

6.5 Návrh mezifrekvenčního filtru

6.5.1 Rozbor parametrů a požadavků MF filtru

Mezifrekvenční filtr zajišťuje selektivitu celého přijímače. Selektivita může být rozdělena do 1. a 2. mezifrekvence. Výborné vlastnosti MF filtrů, kterých je možné dosáhnout, jsou dány na úkor pevně daného středního kmitočtu, který nelze měnit. Toto je důvod, proč se v řetězci zpracování přijímaných dat provádí směšování na MF kmitočet. Výsledkem současné změny kmitočtu místního oscilátoru a vstupního přijímaného signálu je konstantní rozdílový kmitočet, na kterém lze provádět filtraci MF filtrem. Tento princip umožňuje fiktivní ladění MF filtrů.

Použití směšovače, filtrů směšovače a místního oscilátoru je určitou komplikací, kterou by nahradil laditelný vysoce selektivní filtr. Ale z fyzikálních důvodů je tento problém nerealizovatelný. Proto je použití směšovače za těchto požadavků nevyhnutelné.

Směšování vstupního signálu na mezifrekvenční má i svoje výrazné výhody. MF obvody pracují na konstantním kmitočtu a šířka jejich pracovního pásma je zpravidla srovnatelná s šířkou přenášeného pásma. Protože nedochází ke změně středního kmitočtu přijímaného pásma, nemění MF obvody svoje vlastnosti při kmitočtovém ladění přijímače.

MF filtry pracují na různých fyzikálních principech a vlastnostech různých materiálů. MF filtry pro mezifrekvenční kmitočet 10,7 MHz jsou většinou krystalové. Jejich aplikace nebývají příliš obvodově ani mechanicky náročné. Při dodržení požadavků výrobce nebývají s použitím těchto filtrů problémy.

6.5.2 Impedanční přizpůsobení vstupu a výstupu MF filtru

Jedním ze základních požadavků krystalových filtrů pro jejich správnou činnost je jejich impedenční přizpůsobení. Impedance krystalových filtrů bývá většinou nízké jednotky k Ω . V případě že má krystalový filtr impedanci 50 Ω nebo 75 Ω , jedná se o zapojení s integrovaným impedančním transformátorem.



Obr.6.41 Simulační schéma DP filtru pro potlačení nežádoucích složek na výstupu směšovače s impedančním transformátorem 3 kΩ na výstupu.
 Transformační obvod byl simulován společně se směšovačem na obr.6.29.

Použitý krystalový filtr v této práci má vstupní a výstupní impedanci 3 k Ω a šířku pracovního pásma 15 kHz. Pro transformaci byl navržen paralelní LC obvod s SMD cívkami. Zapojení paralelního LC obvodu k DP filtru směšovače je na obr.6.41. Kondenzátory C13 a C14 tvoří impedanční transformátor z 50 Ω na 3 k Ω společně s L4. Tento obvod současně dále pásmově filtruje MF signál. Vliv filtračního účinku je patrný z obr.6.42 pro přijímaný kmitočet 435 MHz. Výsledky simulace jsou pro zapojení směšovače z obr.6.29 s obvodem DP filtru a impedančním transformátorem z obr.6.41. Impedance výstupního portu byla nyní nastavena na požadované 3 k Ω .



Obr.6.42 Závislost konverzního zisku směšovače TG_{31} s DP filtrem na výstupu směšovače a s impedančním transformátorem na 3 k Ω na kmitočtu $f_1 = f_S$ bez MF filtru.

Z testovacích měření tohoto obvodu bylo zjištěno příliš velké zvlnění propustného pásma až 11 dB. Vzhledem k této skutečnosti a možnostem volby jiných metod impedančního přizpůsobení, nebyla tato metoda impedanční transformace dále zkoumána, více je např. v [6].

Použití rezonančního LC obvodu pro transformaci impedance přináší nezanedbatelný útlum. Jednodušším obvodovým řešením je použití VF transformátoru. Jedním z požadavků je, že aby došlo k transformaci impedance bez jejího ovlivnění transformátorem, měla by být vstupní a výstupní impedance několika násobně větší, než transformovaná impedance. Z praxe lze považovat vstupní a výstupní impedanci transformátoru za zanedbatelnou, je-li alespoň trojnásobkem transformované impedance.

Z této podmínky plyne následující požadavek na VF transformátor. Na kmitočtu 10,7 MHz musí vykazovat největší možnou vlastní impedanci vstupu a výstupu. Vstupní a výstupní impedance transformátoru naprázdno je přibližně dána reaktancí vstupního a výstupního vynutí a přímoúměrně závisí na indukčnosti těchto vinutí. Indukčnost cívky je dána vztahem (41) z [2], [3]:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{S}{l} \cdot N^2 \quad . \tag{41}$$

Ze vztahu (41) plyne několik závěrů pro dosažení pokud možno velké indukčnosti. Vzduchová cívka je ovlivněna svým průřezem S, střední délkou magnetických siločar l a počtem závitů N. V případě použití cívky na pevném VF jádru, je možné dosáhnout stejné indukčnosti při poměrně menším počtu závitů. Použití toroidního jádra zajistí minimální rozptylové pole v okolí transformátor a současně umožní vytvořit vinutí s velkou indukčností.

Při volbě materiálu toroidního jádra je nutné použít jádro, které bude pro daný kmitočtový rozsah určeno a bude v něm mít malý útlum. Současně je tak ale potřeba použít jádro s velkou relativní permeabilitou v pracovním rozsahu kmitočtů.

Výrobci toroidních jader většinou udávají parametry jádra parametrem A_L , jako indukčnost vinutí na 1000 závitů. Současně je ale potřeba vědět, v jakém kmitočtovém rozsahu je tento parametr platný a jestli daný materiál nebude VF magnetické pole již pohlcovat. Závislost indukčnosti L a počtu závitů N cívky namotané na toroidním jádru je pak dána vztahem (42):

$$L = A_L \cdot N^2 \quad [H; H \cdot zav^{-2}, záv^2].$$
(42)

Výběrem toroidního jádra z nabídky trhu přišly v úvahu feritová toroidní jádra Amidon z materiálu 61, konkrétně FT 23-61 a FT 37-61. Tato jádra jsou ze stejného materiálu a liší se svým průměrem. Konstantní kmitočtové vlastnosti tohoto materiálu jsou katalogově udávány do kmitočtu přibližně 17 MHz a největší indukčnost jádro dosahuje na kmitočtu asi 145 MHz. Ostatní materiály z nabídky trhu vyhazovali mnohem menší A_L , nebo měly menší použitelný kmitočtový rozsah. Základní katalogové parametry těchto dvou jader jsou v tab.6.5.

Тур ј	ádra:	FT 23-61	FT 37-61
A_L	mH/1000z	24,8	55,3
$A_{L_lz\acute{a}v}$	nH/z	24,8	55,3
l_e	mm	13,4	21,5
A_e	mm ²	2,1	7,6
Ø _{vnější}	mm	5,8	9,5
Ø _{vnitřní}	mm	3,1	4,5
t	mm	1,5	3,2

Tab.6.5 Některé katalogové parametry feritového jádra FT 23-61 a FT 37-61.

Jednotlivé parametry z tab.6.5 jsou: A_L – indukčnost vinutí 1000 závitů, l_e – střední délka siločáry, A_e – průřez jádra, $\mathcal{O}_{vnějši}$ – vnější průměr jádra, $\mathcal{O}_{vnitřni}$ – vnitřní průměr jádra a t – tloušťka jádra. Odlišné hodnoty A_L jsou způsobeny různým průřezem jádra a různou délkou siločar v jádru.

Požadovaná minimální indukčnost je podle výše uvedené podmínky dána (43):

$$L_{\min} = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} \ge \frac{3 \cdot Z_0}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad . \tag{43}$$

Dosazením do (43) je minimální požadovaná indukčnost vynutí připojeného na impedanci $Z_0 = 50 \Omega$:

$$L_{\min 50\Omega} \ge \frac{3 \cdot 50}{2 \cdot \pi \cdot 10, 7 \cdot 10^6} = 2,23 \ \mu H$$

Pro impedanci $Z_0 = 3 \text{ k}\Omega$ je minimální indukčnost:

$$L_{\min 50\Omega} \ge \frac{3 \cdot 3 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 10,7 \cdot 10^6} = 133,9 \ \mu H$$

Vyjádření N ze vztahu (42) je počet závitů dán (44):

$$N_{\min} = \sqrt{\frac{L_{\min}}{A_{L_{\perp}1z\dot{a}v}}} \quad .$$
(44)

Dosazením do (44) je pro jádro FT 23-61 a impedanci vinutí $Z_0 = 50 \Omega$, minimální počet závitů: $\sqrt{2.33 \cdot 10^{-6}}$

$$N_{\rm min} = \sqrt{\frac{2,33 \cdot 10^{-6}}{24,8 \cdot 10^{-9}}} = 9,7 \ z \dot{a} v \quad .$$

Počet závitů pro impedanci $Z_0 = 3 \text{ k}\Omega$ pro stejné jádro je:

$$N_{\min} = \sqrt{\frac{133,9 \cdot 10^{-6}}{24,8 \cdot 10^{-9}}} = 73,5 \ z \dot{a} v \quad .$$

Vzhledem k miniaturním omezeným rozměrům jádra, především vnitřního obvodu, bylo nutné počet závitů ve stejném transformačním poměru snížit na 55z/7,2z při transformaci 3 k Ω /50 Ω . Zpětnou analýzou byla zjištěna reaktance vinutí, transformujícího 3 k Ω , $X_L > 5$ k Ω a vinutí, transformujícího 50 Ω , pro 7 závitů $X_L = 81,7 \Omega$.

Vinutí transformující impedanci 3 k Ω bylo vinuto měděným smaltovaným vodičem s hedvábným opředením o průměru 0,1 mm a vinutí transformující impedanci 50 Ω bylo vinuto měděným vodičem s hedvábným opředením o průměru 0,45 mm. Použití těchto hodnot bylo zvoleno a jejich vyhovující hodnoty byly potvrzeny praktickým měřením.

Možnost navinutí většího počtu závitů na jádře FT 23-61, pro splnění vypočtených parametrů, je možné dosáhnout zmenšením průměru vodiče vinutí. Zde je ale omezujícím faktorem VF odpor vinutí při velkém počtu závitů a současně větší vliv mezizávitové kapacity. Z těchto důvodu byl volen menší počet závitů se zvoleným průměrem 0,1 mm pro3 k Ω transformaci impedance a 0,45 mm pro 50 Ω transformaci impedance.

Upravené hodnoty poměru závitů 55z/7z nesplňují požadavek minimálního trojnásobku reaktance transformačního vinutí proti transformované impedanci, proto byl pro porovnání navržen impedanční transformátor s jádrem FT 37-61. Vzhledem k rozměrům jádra a rozměrům vstupního dílu UHF přijímače jsou tato jádra svou velikostí na hranici použití uvnitř stíněného boxu MF filtru na obr.6.15, kde se zapojí na neosazené místo rezonančního transformátoru impedance. Výsledky návrhu vynutí pro jádro FT 37-61 jsou totožné s návrhem pro FT 23-61, pouze je dosazeno vhodné A_L . Poměr závitů je pro jádro FT 37-61 v nezmenšeném poměru 48z/6,6z pro impedanční transformaci 3 k Ω /50 Ω .

Použití impedančního transformátoru na vstupu a výstupu filtru vyžaduje použití dvou toroidních jader. Navržený impedanční transformátor s FT 37-61 sloužil jako normál vhodného návrhu, vůči kterému byl porovnáván návrh s jádrem FT 23-61.

Výsledky měření byly prováděny na již plně osazeném dílu UHF přijímače a srovnáním měřených charakteristik MF filtru, nebyl největší rozdíl útlumu, vlivem impedančního zatížení vstupu i výstupu a ztrát při transformaci vzájemně větší než 1,5 dB v propustném pásmu. Dokonce s jádry FT 23-61 bylo v propustném pásmu dosaženo menšího zvlnění. Na základě naměřených hodnot, uvedených v kapitole **7**, byl použit impedanční transformátor s toroidním jádrem FT 23-61 a poměrem závitů 55z/7z.

Velikost kondenzátoru C26 z obr.6.43 byla pokusně laděna proměnným kondenzátorem a optimální hodnota zvlnění filtru v propustném pásmu se vyskytovala při nízkých jednotkách pF. Změřená optimální hodnota kondenzátoru C26 pro změnu zvlnění filtru byla nalezena pro kapacitu 2,2 pF. Větší kapacita způsobila větší zvlnění propustného pásma. Změna kapacity C26 se na šířku pásma projevila zanedbatelně.

6.6 Realizace vstupního dílu UHF přijímače

Složení vstupního dílu UHF přijímače, s označením jednotlivých bloků, je patrné na obr.6.16 a upravený výsledný návrh na obr.6.44. Celkové schéma vstupního dílu UHF přijímače je na obr.6.43. Popis jednotlivých součástek je jiný, než byl použit v simulačních schématech, aby byly jednotlivé obvodové součástky vzájemně nezaměnitelné.

Přijímaný vstupní signál je přiváděn na konektor PORT1. Signál místního oscilátoru je přiváděn na konektor PORT2 a výstupní MF signál je na PORT3. Tranzistor T1 je aktivním prvkem vstupního RF zesilovače, filtr F1 je Helix filtr, tranzistor T2 je aktivním prvkem směšovače, cívky L3, L4 a kondenzátory C20, C21 a C22 jsou DP filtrem na výstupu směšovače. Filtry F2 a F3 tvoří krystalový filtr a VF transformátory realizují impedanční přizpůsobení MF filtru.

Ochrana proti přepólování napájecího napětí je tvořena diodou D1. Zároveň je propojení mezi napájecí průchodkou PR1 a diodou realizováno slabým měděným vodičem s průměrem 0,3 mm, který by se v případě opačného napájení vstupního dílu UHF přijímače měl přepálit. Praktické testování záměny polarity napájecího napětí nebylo testováno.

DPS vstupního dílu UHF přijímače je včetně filtru umístěna v kovové krabičce s vnějšími rozměry: (72 x 66 x 30) mm. Krabička je opatřena víčky pro zajištění stínění a nežádoucího příjmu. Krabička, včetně víček, je vyrobena z ocelového pocínovaného plechu v síle 0,7 mm. Z tohoto materiálu je vyroben i Helix filtr.

Ukázka vyrobeného vstupního dílu UHF přijímače je na obr.6.45. Je zde uveden pro doplnění popis jednotlivých SMA konektorů pro připojení k dalším blokům. Na obr.6.46 a obr.6.47 jsou pohledy z boku vstupního dílu UHF přijímače.

Na obr.6.48 jsou zobrazeny konstrukce jednotlivých Helix filtrů pro společný kmitočet, ale pro rozdílné impedance rezonátorů při různých velikostech.



Obr.6.43 Schéma zapojení vstupního dílu UHF přijímače.


Obr.6.44 Upravený osazovací plán navržené desky plošného spoje vstupního UHF přijímače. (Popis jednotlivých bloků je shodný s obr.6.15.)



Obr.6.45 Skutečná podoba vyrobeného vstupního dílu UHF přijímače. (Pohled shora.)



Obr.6.46 Skutečná podoba vyrobeného vstupního dílu UHF přijímače. (Pohled na SMA konektor pro připojení místního oscilátoru, na napájecí průchodku a na tři ladící šrouby Helix filtru s pojisnými maticemi.)



Obr.6.47 Skutečná podoba vyrobeného vstupního dílu UHF přijímače. (Pohled na SMA konektory, vlevo je vstupní, uprostřed výstupní MF a vpravo je konektor pro připojení místního oscilátoru.)



Obr.6.48 Vyrobené Helix filtry a jejich porovnání s rozměry vstupního dílu UHF přijímače.

Na obr.6.48 jsou zobrazeny jednotlivé vyrobené Helix filtry a komponenty pro jejich výrobu. Na obr.6.48 je: a) testovací konstrukce Helix filtru pro $Z_0 = 500 \Omega$, b) testovací konstrukce Helix filtru pro $Z_0 = 250 \Omega$, c) testovací konstrukce pro $Z_0 = 350 \Omega$, d) je výsledná konstrukce Helix filtru pro $Z_0 = 358 \Omega$ aplikovaná ve vstupním dílu UHF přijímače. Na obr.6.48e) je zobrazena část komponentů pro výrobu Helix filtru se $Z_0 = 500 \Omega$ a na f) je zobrazena část komponentů pro výrobu Helix filtru se $Z_0 = 358 \Omega$.

7 Měření vstupního dílu UHF přijímače

7.1 Měření bodu 1 dB zkreslení vstupního dílu UHF přijímače

Výsledky měření bodu 1 dB zkreslení P_{-1} jsou uvedeny na obr.7.1 modrou křivkou. Černá čárkovaná přímka slouží pro stanovení bodu P_{-1} . Odchylka výstupního výkonu měřeného na MF kmitočtu 10,7 MHz od čárkované přímky o 1 dB nastane pří vstupním výkonu $P_{IN} = -25$ dBm a výstupním výkonu $P_{OUT} = -11,7$ dBm $= P_{-1}$.



Obr.7.1 Výsledky měření bodu 1 dB zkreslení P_{-1} vstupního dílu UHF přijímače pro f_{IN} = 435 MHz, f_{LO} = 445,687 MHz a P_{LO} = 2 dBm.

Celkový bod *P*₋₁ přijímače je dán jednak 1 dB zkreslením vstupního RF zesilovače a pak vstupní úrovní konstantního konverzního zisku směšovače. Oba tyto jevy působí současně a určují výsledný 1 dB bod celého přijímače.

7.2 Měření přenosu vstupního dílu UHF přijímače ve frekvenčním pracovním pásmu

Závislost měření zisku G_{RX} vstupního dílu UHF přijímače měřeného na MF kmitočtu na MF výstupu vzhledem k úrovni vstupního signálu na kmitočtu je na obr.7.2. Zvlnění zisku G_{RX} (konverzního přenosu) výrazně převyšuje očekávané výsledky při návrhu. Absolutní hodnota zvlnění v propustném pásmu je 6,5 dB.



Obr.7.2 Výsledky měření zisku G_{RX} vstupního dílu UHF přijímače v závislosti na rozsahu vstupních pracovních kmitočtů pro P_{IN} = -30 dBm a P_{LO} = 2 dBm.

Návrh a měření vstupního RF zesilovače přitom splnilo podmínky zvlnění propustného pásma, stejně tak měřený Helix filtr vyhověl podmínce největšího možného zvlnění propustného pásma 3 dB. V případě sečtení obou zvlnění RF zesilovače (0,8 dB) a Helix filtru (3 dB), by bylo největší zvlnění propustného pásma menší než 4 dB.

Důvodem nárůstu zvlnění by mohlo být méně kvalitní přizpůsobení výstupu RF zesilovače, které ovlivnilo parametry Helix filtru jak v propustném pásmu, tak podle následujících měření i v nepropustném pásmu (pásmu útlumu).

Odstranění tohoto nedostatku nebylo z časových důvodů zvládnuto. Řešením je zlepšení výstupního přizpůsobení RF zesilovače. V nejjednodušším případě by pomohlo na výstup RF zesilovače zapojit 1 až 2 dB útlumový článek se vstupně výstupní impedancí 50 Ω , za cenu snížení zisku vstupního Rf zesilovače a tím celého vstupního dílu UHF přijímače.

V případě kompenzace nepřizpůsobení výstupu RF zesilovače reaktančními prvky by bylo možné dosáhnout menšího zvlnění, ale hrozí vznik vlastních oscilací RF zesilovače.

7.3 Měření přenosu vstupního dílu UHF přijímače ve frekvenčním zrcadlovém pásmu

Měření těchto parametrů úzce souvisí s parametry filtru pro potlačení zrcadlových kmitočtů, kterým je Helix filtr. Naměřené výsledky vstupního dílu UHF přijímače na obr.7.3 se skládají ze zisku RF zesilovače v pásmu zrcadlových kmitočtů, z útlumu Helix filtru v pásmu zrcadlových kmitočtů a z konverzního zisku smešovače.



Obr.7.3 Výsledky měření vstupního dílu UHF přijímače při příjmu signálu zrcadlového kmitočtu v závislosti na kmitočtů pro P_{IN} = -30 dBm a P_{LO} = 2 dBm.

V této charakteristice je tedy patrné, že výstupní signál P_{OUT} je, proti vstupnímu signálu s výkonem P_{IN} = -30 dBm, utlumen o 5,5 dB na nejbližším zrcadlovém kmitočtu k propustnému pásmu Helix filtru. Tato velikost útlumu je složena ze zisku RF zesilovače (15,6 dB), z útlumu Helix filtru většího než 20 dB (přibližně je tedy přenos -20 dB), z konverzního zisku směšovače s DP filtrem (4,5 dB) a z útlumem MF filtru (\approx 2 dB, přenos je tedy asi -2dB). Součtem všech přenosů je tedy hodnota přibližně -2 dB.

Lze tedy usoudit, že zvlnění v propustném pásmu zvětšilo strmost boční charakteristiky Helix filtru.

Na obr.7.4 jsou již konkrétní výsledky měření potlačení signálu se zrcadlovým kmitočtem na kmitočtu. Princip měření a výpočtu této charakteristiky spočívá v nalezení komplementárních kmitočtů f_S ke kmitočtům f_Z a měření přenosu přijímače G_{RX} samostatně pro signál s f_S a samostatně s f_Z při stejný výkonových úrovních. Poměrem obou hodnot lze vyjádřit přenos nebo potlačení zrcadlových kmitočtů A_Z .

Jak je z obr.7.4 patrné, naměřený vstupní díl UHF přijímače nesplnil výsledky návrhu potlačení zrcadlových kmitočtů alespoň o 20 dB pro případ, že f_Z není úroveň větší než úroveň šumu. Podmínka potlačení zrcadlových kmitočtů je splněna až od kmitočtu $f_Z = 454,4$ MHz, což odpovídá $f_S = 433$ MHz. V pásmu 433 až 440 MHz tedy přijímač splňuje požadované potlačení zrcadlových kmitočtů.



Obr.7.4 Výsledky měření potlačení zrcadlových kmitočtů vstupního dílu UHF přijímače při příjmu signálu zrcadlového kmitočtu v poměru k příjmu signálu pracovního kmitočtu pro stejné úrovně vstupních výkonu $P_Z = P_S = P_{IN} = -30$ dBm a $P_{LO} = 2$ dBm.

7.4 Měření spotřeby vstupního dílu UHF přijímače

Spotřeba vstupního dílu UHF přijímače je ze změřeného pracovního napětí $U_N = 3,00$ V a odebíraného proudu $I_N = 5,50$ mA z napájecího zdroje dána (45):

$$P_N = U_N \cdot I_N \quad , \tag{45}$$

$$P_N = 3,00 \cdot 5,50 \cdot 10^{-3} = \underline{16,5 \ mW} \quad .$$

7.5 Měření selektivity vstupního dílu UHF přijímače

Měření selektivity vstupního dílu UHF přijímače je dáno parametry MF filtru. Závislost výstupní úrovně signálu v MF pásmu na změně vstupního kmitočtu při konstantním kmitočtu a výkonu místního oscilátoru je na obr.7.5. Z této charakteristiky je patrný i zisk G_{RX} vstupního dílu UHF přijímače.

Na obr.7.6 je zobrazen detail pásma propustnosti se zvlnění. Změnou kapacity C26 na obr.6.42 bylo nalezeno optimální zvlnění v propustném pásmu. Zvlnění v propustném pásmu nepřesahuje hodnotu 3 dB, jako tomu bylo při impedanční transformaci paralelním LC obvodem. Pro pokles o 3 dB je šířka pásma 17,5 kHz.

Měřením selektivity vstupního dílu UHF přijímače byly potvrzeny požadavky na selektivitu a zvlnění v propustném MF pásmu.



Obr.7.5 Výsledky měření selektivity vstupního dílu UHF přijímače na MF kmitočtu pro $f_{LO} = 445,699$ MHz, $P_{IN} = -40$ dBm a $P_{LO} = 2$ dBm.



Obr.7.6 Výsledky měření selektivity a zvlnění vstupního dílu UHF přijímače na MF kmitočtu pro f_{LO} = 445,699 MHz, P_{IN} =-40 dBm a P_{LO} = 2 dBm.

Použité měřící přístroje:

- Stabilizovaný zdroj Tesla BS554, FE VUT, katedra radioelektroniky DKP/1803,302
- Profesional Digital Multimetr UNIT UT70A, 3030106151
- Signal generator 8656B Hewlett Packard, 0,1 ÷ 990 MHz, 3029U08725
- Signal Generator SML3 Rohde & Schwarz, 9 kHz ÷ 3,3 GHz, 1090.3000.13
- Spektrální analyzátor EMC Analyzer E7404A, Hewlett Packard, 9 kHz ÷ 13,2 GHz, US39150114

8 Závěr

Podle zadání byl vytvořen model tranzistoru BFP540 fy.INFINEON v software Ansoft Designer. Pomocí Ansoft Designeru a modelu BFP540 byl nalezen optimalizovaný pracovní bod $U_{CE} = 1,2$ V a $I_C = 2,0$ mA vzhledem k zisku VF zesilovače. Navržený optimalizovaný pracovní bod byl prakticky prověřen testovacím RF zesilovačem. Výsledky optimalizace pracovního bodu potvrdily výsledky návrhové simulace. Pouze došlo ke kmitočtovému posuvu obvodu šumového přizpůsobení. Vlastnosti tranzistoru splnily požadované parametry, především přenos $S_{21} = 17$ dB.

Ze zjištěných poznatků z návrhu a konstrukce testovacího RF zesilovače byl navržen vstupní RF zesilovač s upraveným pracovním bodem $U_{CE} = 2,65$ V a $I_C = 2,0$ mA pro větší účinnost zesilovače při napájení 3 V, než tomu bylo u testovacího RF zesilovače. Podle dalších požadavků na vstupní díl UHF přijímače byl nalezen vhodný typ filtru pro potlačení zrcadlových kmitočtů, filtr Helix 3. řádu. Směšovač byl řešen jako aktivní aditivní, opět s tranzistorem BFP540, doplněný DP LC filtrem 5. řádu. Mezifrekvenční výstup byl osazen MF krystalovým filtrem.

Měřením navrženého a realizovaného vstupního dílu UHF přijímače byly zjištěny určité odchylky naměřených parametrů celého zařízení od naměřených výsledků jednotlivých bloků vstupního dílu UHF přijímače. Nejvýraznějším problémem je nedostatečné potlačení zrcadlových kmitočtů v pásmu 430 MHz až 433 MHz, menší než požadované minimum 20 dB. Druhým nedostatkem zařízení je příliš velké zvlnění, 6,5 dB, konverzního zisku celého přijímače v závislosti na kmitočtu.

Měřením selektivity byla zjištěna šířka přijímaného pásma pro pokles o 3 dB na MF výstupu 17,5 kHz. Souhrnným pohledem na navržený vstupní díl UHF přijímače lze konstatovat, že zařízení nesplnilo v celém pracovním rozsahu zadané parametry, ale jsou splněny až od kmitočtu 433 MHz výše. Zařízení lze v tomto rozsahu považovat za vyhovující.

9 Použitá literatura

- [1] INFINEON: SIEGET45 BFP540 Tranzistor. http://www.infineon.com/upload/Document/SmallSignalDiscretes/Tranzistors/ Datasheets/bfp540.dpf
- [2] Hanus S., Svačina J. VYSOKOFREKVENČNÍ A MIKROVLNNÁ TECHNIKA (Přednášky). VUT v Brně, Brno 2004.
- [3] Prokeš A. RÁDIOVÉ PŘIJÍMAČE A VYSÍLAČE (Přednášky). VUT v Brně, Brno 2003.
- [4] Chapter 4 Bipolar Junction Transistors. <u>http://nina.ecse.rpi.edu/shur/Ch4/</u>
- [5] Sischka F. *GUMMEL-POON BIPOLAR MODEL, MODEL DESCRIPTION, PARAMETER EXTRACTION.* Agilent Technologies GmbH, Munich 2001 <u>http://eesof.tm.agilent.com/docs/iccap2002/MDLGBOOK/7DEVICE_MODELING/</u> <u>3TRANSISTORS/1GummelPoon/GP_DOCU.pdf</u>
- [6] Daneš J. a kolektiv. *AMATÉRSKÁ RADIOTECHNIKA A ELEKTRONIKA [4.Díl]*. Naše vojsko, n.p., v Ústí nad Labem 1989.
- [7] <u>http://www.rfcafe.com/references/electrical/helical_resonator.htm</u>
- [8] *Performance Measurements of a Motorola VHF Micor Helical Filter Modified for* 220MHz. <u>http://www.qsl.net/k5lxp/projects/Helical/Helical.html</u>
- [9] Yu M., Dokas V. *High Performance Helical Resonator Filters*. http://maxwell.uwaterloo.ca/~myu/publications/04EU_HEL.PDF

IS =	82.84	aA
VAF =	28.383	V
NE =	3.19	-
VAR =	19.705	V
NC =	1.172	-
RBM =	1.3	Ω
CJE =	1.8063	fF
TF =	6.76	ps
ITF =	1	mA
VJC =	0.81969	V
TR =	2.324	ns
MJS =	0	-
XTI =	3	-
BF =	107.5	-
IKF =	0.48731	А
BR =	5.5	-
IKR =	0.02	А
RB =	5.4	Ω
RE =	0.31111	-
VJE =	0.8051	V
XTF =	0.4219	-
PTF =	0	deg
MJC =	0.30232	-
CJS =	0	fF
XTB =	0	-
FC =	0.73234	
NF =	1	-
ISE =	11.15	fA
NR =	1	-
ISC =	19.237	aA
IRB =	0.72983	mA
RC =	4	Ω
MJE =	0.46576	-

Tab.10.1 Tabulka parametrů tranzistoru BFP540 pro simulační software GP modelu.



Obr.11.1 Náhradní zapojení pouzdra SOT343.

Tab.11.1	Tabulka parazitních parametrů pouzdra SOT343
	planých do kmitočtu 6 GHz.

LBI =	0.47	nH
LBO =	0.53	nH
LEI =	0.23	nH
LEO =	0.05	nH
LCI =	0.56	рΗ
LEO =	0.58	nH
CBE =	136	fF
CCB =	6.9	fF
CCE =	134	fF

Rozpiska součástek testovacího RF zesilovače z kapitoly 5.:

položka	hodnota/pouzdro
C1	47p / 0805
C2	47pF / 0805
С3	100pF / 0805
C4	100nF / 0805
C5	100pF / 0805
C6	10uF / CT6032
L1	47nH / 0805
PORT1	SMA CONNECTOR 50Ω
PORT2	$SMA CONNECTOR 50\Omega$
R1	10k / 0805
R2	47k / R4312
R3	150 / 0805
R4	68 / 0805
R5	820 / 0805
T1	BFP540 / SOT343

Rozpiska součástek vstupního dílu UHF přijímače zapojení z obr.6.42:

položka	<u>hodnota / pouzdro</u>
C1	33pF / SMD 0805
C2	39pF / SMD 0805
С3	56pF / SMD 0805
C4	47pF / SMD 0805
С5	100pF / SMD 0805
Сб	100pF / SMD 0805
С7	100nF / SMD 0805
C8	10uF / SMD CT6032
С9	3,3pF / SMD 0805
C10	27pF / SMD 0805
C11	18pF / SMD 0805
C12	2,7nF / SMD 0805
C13	100pF / SMD 0805
C14	100pF / SMD 0805
C15	100pF / SMD 0805
C16	100nF / SMD 0805
C17	10uF / SMD CT6032
C18	100nF / SMD 1206
C19	4,7pF / SMD 0805
C20	270pF / SMD 0805
C21	330pF / SMD 0805
C22	270pF / SMD 0805
C26	2,2pF / SMD 0805
	· -
D1	1N4007 / SMD SMA
F1	Helix filtr dle návrhu v kapitole 6.3
F2	krystalový filtr 10,7 MHz/15 kHz
F3	krystalový filtr 10,7 MHz/15 kHz
L1	47nH / SMD 0805
L2	27nH / SMD 0805
L3	1,5µH / SMD 1210
L4	1,5µH / SMD 1210
PORT1	$SMA_CONNECTOR_50\Omega$
PORT2	SMA CONNECTOR 50Ω

PORT3SMA_CONNECTOR_ 50Ω	-					· _	
	PORT3	SMA_	COl	NNE	CTO	DR_	50Ω

R1	10k / SMD 0805
R2	12k / SMD 0805
R3	18k / SMD 0805
R4	68 / SMD 0805
R5	100 / SMD 0805
R6	220 / SMD 0805
R7	12k / SMD 0805
R8	12k / SMD 0805
R9	15k / SMD 0805
R10	270 / SMD 0805
R11	82 / SMD 0805
T1	BFP540 / SOT343
T2	BFP540 / SOT343
TR1	FT 23-61
TR2	FT 23-61