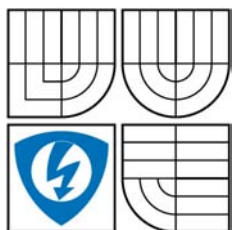


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VYSOKOFREKVENČNÍ A MEZIFREKVENČNÍ OBVODY KRÁTKOVLNNÉ RADIOSTANICE

HF AND IF CIRCUITS OF SHORTWAVE RADIO STATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE
DIPLOMA THESIS

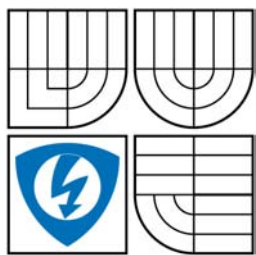
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. VÁCLAV ŠNAJDR

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ZBYNĚK LUKEŠ, Ph.D.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Václav Šnajdr

ID: 84532

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Vysokofrekvenční a mezifrekvenční obvody krátkovlnné radiostanice

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Postudujte koncepci vícepásmových krátkovlnných radiostanic. Zaměřte se na v.f. a m.f. části radiostanic (vstupní filtry, m.f. filtry, směšovače, BFO). Na základě studie navrhnete blokové schéma přijímací a vysílací části radiostanice.

Navrhnete obvodová schémata, mechanické uspořádání a desky plošných spojů vysílací a přijímací části KV radiostanice. Určíte základní parametry klíčových vysokofrekvenčních bloků.

Navrhnete prototypové desky plošných spojů. Navrhnete a realizujete funkční prototyp, určíte jeho technické parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DANEK, K. Moderní rádiový přijímač. Praha: BEN - technická literatura, 2005.

[2] The ARRL Handbook for Radio Communications. Newington: ARRL Publisher, 2003.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá studiem, popisem, návrhem a realizací vybraných bloků vícepásmové krátkovlnné radiostanice. Práce se rovněž zaměřuje na koncepci vícepásmových krátkovlnných radiostanic, přičemž důraz je kladen zejména na vysokofrekvenční a mezifrekvenční obvody.

První kapitola je věnována popisu navrženého blokového schématu transceiveru, který je koncipován v superheterodynním zapojení. Práce dále popisuje návrh vstupních pásmových filtrů, mezifrekvenčních krystalových filtrů a výstupních filtrů, a to včetně simulací navržených obvodů a prezentace změřených charakteristik realizovaných funkčních bloků. Dále jsou popsány obvody zesilovačů, které spojují a impedančně přizpůsobují jednotlivé bloky. Práce se také věnuje popisu generování SSB signálu ve vysílací části radiostanice a jeho výkonovému zesilování v koncovém stupni.

Klíčová slova

krátké vlny, radiostanice, pásmový filtr, vstupní filtr, mezifrekvenční krystalový filtr, výstupní filtr, zesilovač, směšovač, impedanční přizpůsobení, výkonový zesilovač, toroidní jádro, dvouotvorové jádro, MF, VF, CW, SSB, XTAL

Bibliografická citace

ŠNAJDR, V. *Vysokofrekvenční a mezifrekvenční obvody KV radiostanice: Diplomová práce*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 150 s.

Summary

The study, description, design and implementation of selected blocks of multiband short-wave radio station are dealt with in the thesis. Focus is placed on the concept of multiband shortwave radio stations, with an emphasis on high frequency and intermediate frequency circuits.

The first chapter is devoted to description of the transceiver block diagram which is designed as superheterodyne. The design of bandpass input filters, intermediate frequency crystal filters and output filters is described. Simulation results and the measured characteristics of the implemented functional blocks are presented. Furthermore, the amplifier circuits which maintain impedance matching of individual blocks are discussed. SSB signal generation in the transmitter part of radio station and final stage power amplification are depicted.

Keywords

short waves, transceiver, bandpass filter, input filter, IF crystal filter, output filter, amplifier, mixer, impedance matching, power amplifier, toroidal core, binocular core, multi-aperture core, IF, RF, CW, SSB, XTAL, PA

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Vysokofrekvenční a mezifrekvenční obvody krátkovlnné radiostanice“ 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 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Zbyňku Lukešovi, Ph.D. za účinnou pedagogickou pomoc a podporu při zpracování této diplomové práce. Poděkování za pomoc, podporu a cenné rady patří také Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. a zejména kolegovi Bc. Aleši Povalačovi za spolupráci na vývoji krátkovlnného transceiveru ALVA-1, jehož některé části byly v této práci navrženy a popsány. Největší dík však patří mým rodičům a prarodičům, bez jejichž podpory by tato práce nevznikla.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

OBSAH

1	Úvod	8
2	Blokové schéma transceiveru	9
3	Vstupní filtry	11
3.1	Vstupní pásmové filtry s vázanými rezonátory	12
3.1.1	Návrh filtru s kapacitně vázanými rezonátory	14
3.1.2	Příklad návrhu pásmového filtru	16
3.2	Příklad návrhu vstupního pásmového filtru pro pásmo 160 m v programu Ansoft Designer	19
3.3	Poznámky k návrhu a realizaci vstupních filtrů	21
3.3.1	Fotografie prototypu	22
3.4	Výsledky měření prototypu	23
4	Post-mix zesilovač	25
4.1	Měření odolnosti post-mix zesilovače	27
5	Mezifrekvenční filtry	29
5.1	Krystalové filtry, filtry s piezoelektrickými rezonátory	29
5.1.1	Návrh příčkového filtru	31
5.1.2	Příklad návrhu příčkového filtru	34
5.1.3	Filtr pro SSB, CW a Roofing filtr	38
6	Budič SSB - generování signálu SSB	40
6.1	Mikrofonní zesilovač a kompresor dynamiky	41
6.2	Směšovače SA612 - Kalkulace úrovní a impedanční přizpůsobení krystalových filtrů	43
6.3	Oddělovací zesilovač	47
6.4	Nastavení kmitočtu nosné prvního směšovače	48
6.5	Fotografie prototypu budiče SSB	49
7	Koncový stupeň	50
7.1	Napětím řízený atenuátor	50
7.2	Výkonový zesilovač	53
7.2.1	Realizace výkonového zesilovače	55
7.2.2	Fotografie prototypu	60
8	Výstupní filtry	61
8.1	Příklad návrhu výstupního filtru pro pásmo 160 m	61
8.2	Realizace výstupních filtrů	64

8.2.1	Stanovení počtu závitů na toroidních jádrech a jejich minimální velikosti pro daný výkon	64
8.2.2	Volba relé	66
8.2.3	Fotografie prototypu	66
8.3	Výsledky měření prototypu	67
9	Závěr	68
	Literatura	69
	Seznam zkratk a symbolů	72
	Seznam příloh	75
A	Výsledky simulací a měření	77
A.1	Vstupní filtry	77
A.1.1	Pásmová propust pro pásmo 160 m	77
A.1.2	Pásmová propust pro pásmo 80 m	80
A.1.3	Pásmová propust pro pásmo 40 m	83
A.1.4	Pásmová propust pro pásmo 30 m	86
A.1.5	Pásmová propust pro pásmo 20 m	89
A.1.6	Pásmová propust pro pásmo 17 m	92
A.1.7	Pásmová propust pro pásmo 15 m	95
A.1.8	Pásmová propust pro pásmo 12 m	98
A.1.9	Pásmová propust pro pásmo 10 m	101
A.2	Mezifrekvenční filtry	104
A.2.1	Frekvenční charakteristiky krystalového filtru pro SSB	104
A.2.2	Frekvenční charakteristiky krystalového filtru pro CW	107
A.3	Výstupní filtry	109
A.3.1	Výstupní dolní propust pro pásmo 160 m	109
A.3.2	Výstupní dolní propust pro pásmo 80 m	111
A.3.3	Výstupní dolní propust pro pásmo 40 m	113
A.3.4	Výstupní dolní propust pro pásmo 30/20 m	115
A.3.5	Výstupní dolní propust pro pásmo 17/15 m	117
A.3.6	Výstupní dolní propust pro pásmo 12/10 m	119
B	Výkresová dokumentace	121
B.1	Vstupní filtry	121
B.1.1	Schéma zapojení	121
B.1.2	Předlohy pro výrobu DPS	124
B.1.3	Osazovací výkresy	126
B.1.4	Seznam součástek	128
B.2	Post-mix zesilovač	130
B.2.1	Schéma zapojení	130

B.2.2	Předloha pro výrobu DPS	131
B.2.3	Osazovací výkres	131
B.2.4	Seznam součástek	131
B.3	Krystalové filtry	132
B.3.1	Schéma zapojení - testovací přípravek	132
B.3.2	Předloha pro výrobu DPS - testovací přípravek	132
B.3.3	Osazovací výkres - testovací přípravek	132
B.3.4	Schémata zapojení	133
B.3.5	Předlohy pro výrobu DPS	134
B.3.6	Osazovací výkres	134
B.3.7	Seznam součástek	135
B.4	Budič SSB	136
B.4.1	Schémata zapojení	136
B.4.2	Předloha pro výrobu DPS	138
B.4.3	Osazovací výkres	139
B.4.4	Seznam součástek	140
B.5	Koncový stupeň	141
B.5.1	Schéma zapojení	141
B.5.2	Předloha pro výrobu DPS	142
B.5.3	Osazovací výkres	144
B.5.4	Seznam součástek	145
B.6	Výstupní filtry	146
B.6.1	Schémata zapojení	146
B.6.2	Předloha pro výrobu DPS	148
B.6.3	Osazovací výkres	149
B.6.4	Seznam součástek	150

SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	Blokové schéma transceiveru [16], [20], [38]	9
3.1	Frekvenční charakteristiky obvodů z Obr. 3.3 a Obr. 3.4	12
3.2	Rezonanční křivky paralelního rezonančního obvodu pro různé hodnoty činitele jakosti	13
3.3	Schéma Čebyševovy pásmové propusti 3. řádu s induktivní vazbou	13
3.4	Schéma Čebyševovy pásmové propusti 3. řádu s kapacitní vazbou	13
3.5	K návrhu filtru	14
3.6	K návrhu filtru - kapacitně vázané rezonanční obvody [19].	14
3.7	K návrhu filtru - kapacitní dělič [19].	15
3.8	Schéma navrženého filtru	17
3.9	Frekvenční charakteristika navrženého filtru	18
3.10	Úvodní okno průvodce návrhem filtru v programu Ansoft Designer	19
3.11	Změna parametrů filtru - vlastní návrh	19
3.12	Navržený filtr - nevhodná varianta a volba duálního obvodu	20
3.13	Výsledný duální obvod s praktickými hodnotami součástek a jeho transfor- mace na „Electrical Circuit“	20
3.14	Fotografie prototypové desky vstupních pásmových propustí	22
3.15	Frekvenční charakteristiky vstupních pásmových filtrů pro pásma 160, 80, 40 a 30 m	23
3.16	Frekvenční charakteristiky vstupních pásmových filtrů pro pásma 40, 30, 20 a 17 m	24
3.17	Frekvenční charakteristiky vstupních pásmových filtrů pro pásma 17, 15, 12 a 10 m	24
4.1	Schéma zapojení post-mix zesilovače	25
4.2	Širokopásmové měření přenosové charakteristiky	26
4.3	Přenosová charakteristika kaskády post-mix zesilovač - krystalový filtr - 6dB atenuátor	26
4.4	Intermodulační průsečík třetího řádu (IP3) post-mix zesilovače	27
4.5	Bod jednodécibellové komprese (P_{-1dB}) post-mix zesilovače	28
4.6	Fotografie post-mix zesilovače, uprostřed transformátor s bifilárním vinu- tím na toroidním jádru Amidon FT37-43, dále tranzistor 2N5109.	28
5.1	Monolitický krystalový filtr v pouzdře [43]	29
5.2	A) Schématická značka krystalu, B) Náhradní obvod [38]	30
5.3	Průběh reaktance krystalu v závislosti na kmitočtu [38]	31
5.4	Koeficienty sériových a paralelních kapacit příčkových krystalových filtrů s počtem krystalů $n=2$ až 8 [8]	31
5.5	Měřicí přípravek pro návrh příčkových krystalových filtrů [16]	32
5.6	Testovací zapojení s $C_M=47$ pF - šířka pásma pro pokles o 3 dB	34
5.7	Testovací zapojení s $C_M=27$ pF - šířka pásma pro pokles o 3 dB	35
5.8	Testovací zapojení s $C_M=33$ pF - šířka pásma pro pokles o 3 dB	36

5.9	Výsledek návrhu - schéma zapojení šestikrystalového filtru	36
5.10	Výsledek návrhu - přenosová charakteristika realizovaného šestikrystalového filtru	37
5.11	Výsledek návrhu - přenosová charakteristika realizovaného šestikrystalového filtru - detail zvlnění v propustném pásmu	37
5.12	Frekvenční charakteristiky CW (zelená), SSB (černá) a Roofing filtru (modrá)	38
5.13	Fotografie realizovaných prototypů mezifrekvenčních krystalových filtrů pro CW a SSB (v krabičkách). Na samostatné DPS testovací přípravek používaný při návrhu.	39
6.1	Blokové schéma budiče SSB signálu (červeně zvýrazněná část)	40
6.2	Blokové schéma kompresoru dynamiky a typické zapojení pro zpracování hlasu [42]	41
6.3	Obecná převodní charakteristika obvodu SSM2166 [42]	42
6.4	IP3 a komprese směšovače SA612 [39]	43
6.5	Změřený konverzní zisk směšovače SA612	44
6.6	Schéma paralelního rezonančního obvodu pro impedanční přizpůsobení krystalových filtrů	45
6.7	Frekvenční charakteristiky transformačního přizpůsobovacího obvodu z Obr. 6.6	45
6.8	Schéma SSB filtru včetně přizpůsobovacích obvodů	46
6.9	Frekvenční charakteristika SSB filtru zapojeného mezi první a výstupní směšovač	46
6.10	Frekvenční charakteristika CW filtru zapojeného mezi první a výstupní směšovač	47
6.11	Schéma zapojení oddělovacího zesilovače	47
6.12	Nastavení kmitočtů nosné podle útlumové charakteristiky filtru (převzato z [16] a upraveno)	48
6.13	Fotografie desky budiče SSB signálu	49
7.1	Schéma zapojení napětím řízeného atenuátoru	50
7.2	Závislost útlumu atenuátoru na řídicím napětí pro napájecí napětí 1,5 V – výsledek simulace v PSpice	51
7.3	Závislost útlumu atenuátoru na řídicím napětí pro kmitočet vstupního signálu $f=1,8$; 15 a 30 MHz. Vložený útlum atenuátoru při plném řídicím napětí je 1,8 dB ($f=1,8$ MHz). (Napájecí napětí 1,5 V.)	51
7.4	Závislost útlumu atenuátoru na řídicím napětí pro napětí 0,5 (největší útlum); 1; 1,5; 2,5; 3 a 5 V (nejmenší útlum). (Napájecí napětí 1,5 V.) . . .	52
7.5	Fotografie realizovaného říditelného atenuátoru	52
7.6	Schéma zapojení koncového zesilovače	53
7.7	I. Zapojení push-pull II. a) Průběhy napětí na kolektoru v zapojení push-pull b) Výsledné zkreslení (Převzato z [24] a upraveno).	54
7.8	Nákres vinutí jednotlivých transformátorů v zesilovači. (Převzato z [24] a upraveno).	56

7.9	Fotografie možné realizace výstupního transformátoru	57
7.10	Srovnání různých typů tranzistorů (ne)použitelných v koncovém stupni . .	58
7.11	Frekvenční charakteristika výkonového zesilovače - detail zvlnění	59
7.12	Fotografie koncového stupně	60
8.1	Úvodní okno průvodce návrhem filtru v programu Ansoft Designer	61
8.2	Změna parametrů filtru - vlastní návrh	62
8.3	Navržený filtr - nevhodná varianta a volba duálního obvodu	62
8.4	Výsledný duální obvod s praktickými hodnotami součástek a jeho transfor- mace na „Electrical Circuit“	63
8.5	Kmitočtová charakteristika navržené dolní propusti pro pásmo 160 m . . .	63
8.6	Závislost maximální přípustné hustoty magnetického toku v toroidním já- dře na kmitočtu	65
8.7	Fotografie realizovaného výstupního filtru	66
8.8	Frekvenční charakteristiky jednotlivých výstupních filtrů	67

SEZNAM TABULEK

3.1	Rozdělení radioamatérských pásem	11
3.2	Parametry navržených a realizovaných vstupních pásmových filtrů	23
5.1	Parametry navržených a realizovaných krystalových filtrů	39
8.1	Parametry navržených a realizovaných výstupních dolních propustí	67

1 ÚVOD

Diplomová práce se zabývá studiem, popisem, návrhem a realizací vybraných bloků vícepásmové krátkovlnné radiostanice určené pro příjem a vysílání na radioamatérských kmitočtových pásmech módy CW a SSB, která nese název ALVA-1. Cílem je rovněž popsat koncepci vícepásmových krátkovlnných radiostanic, přičemž důraz je kladen zejména na vysokofrekvenční a mezifrekvenční obvody.

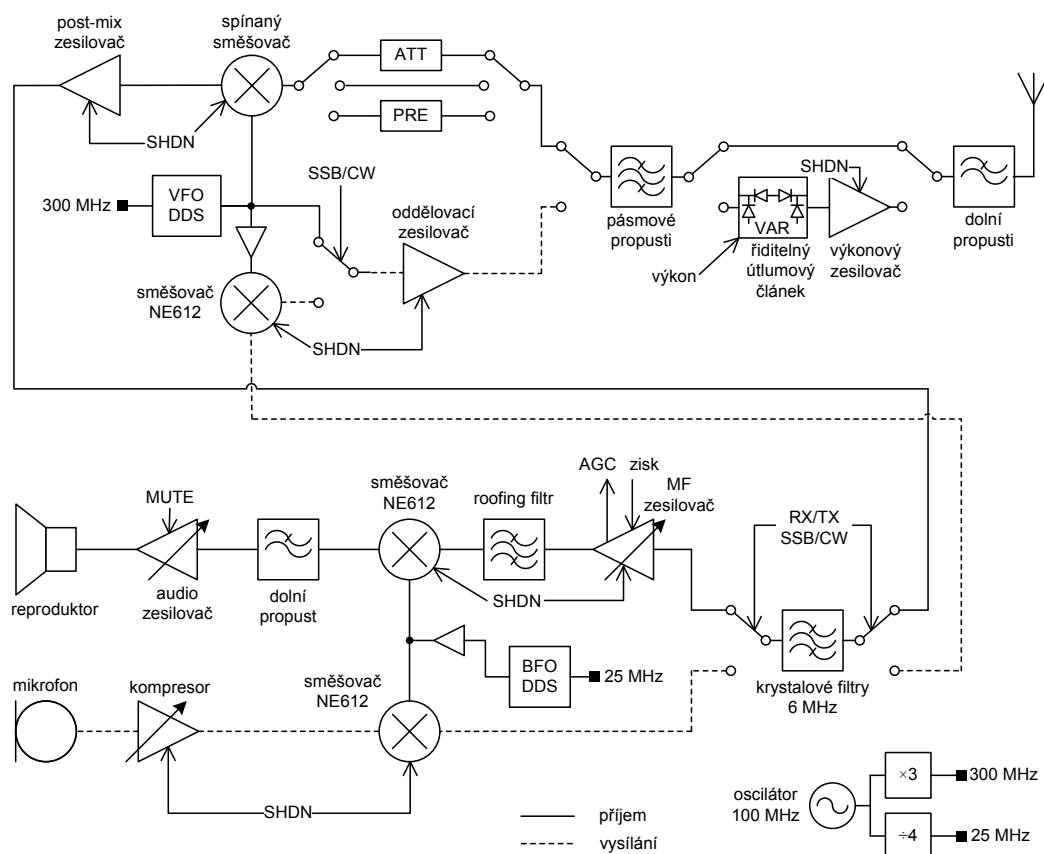
První kapitola je věnována popisu navrženého blokového schématu transceiveru, který je koncipován v superheterodynním zapojení. Práce dále popisuje návrh vstupních pásmových filtrů, mezifrekvenčních krystalových filtrů a výstupních filtrů, a to včetně simulací navržených obvodů a prezentace změřených charakteristik realizovaných funkčních bloků. Dále jsou popsány obvody zesilovačů, které spojují a impedančně přizpůsobují jednotlivé bloky. Práce se také věnuje popisu generování SSB signálu ve vysílací části radiostanice a jeho výkonovému zesilování v koncovém stupni.

Obvodová schémata, stejně jako předlohy pro výrobu desek plošných spojů a zejména výsledky simulací a měření¹, dokumentující vlastnosti navržených a realizovaných klíčových vysokofrekvenčních bloků, jsou uvedeny v příloze.

¹Veškeré spektrogramy uvedené v této práci, které jsou označeny stylizovaným logem R&S, byly sejmuty z obrazovky spektrálního analyzátoru Rohde & Schwarz FSL3 a všechny spektrogramy označené stylizovaným logem Agilent byly sejmuty z obrazovky EMC spektrálního analyzátoru Hewlett Packard E7404A.

2 BLOKOVÉ SCHÉMA TRANSCEIVERU

Na Obr. 2.1 je blokové schéma vícepásmového krátkovlnného transceiveru v superheterodynním zapojení s jedním směřováním na mezifrekvenční kmitočet 6 MHz. Transceiver je určen pro příjem a vysílání signálů v módech CW (nemodulovaná telegrafie) a SSB (fonický provoz).



Obr. 2.1: Blokové schéma transceiveru [16], [20], [38]

Při vysílání prochází signál z mikrofonu předzesilovačem pracujícím jako kompresor dynamiky, který zajišťuje konstantní úroveň buzení následujících bloků. Poté je přiveden na dvojité vyvážený směšovač SA612, na který přivádíme signál ze záznějového oscilátoru BFO (*Beat Frequency Oscillator*), který je tvořen modulem DDS (*Direct Digital Synthesis*). Za směšovačem máme amplitudově modulovaný signál se dvěma postranními pásmy a s potlačenou nosnou, dochází tedy k modulaci se dvěma postranními pásmy a potlačenou nosnou DSB-SC (*Double Side Band - Supressed Carrier*). Z tohoto signálu je krystalovým filtrem vybráno dolní LSB (*Lower Side Band*) nebo horní USB (*Upper Side Band*) postranní pásmo. Přepínání LSB a USB se provádí změnou kmitočtu BFO. Uvedený způsob generování signálu SSB se nazývá filtrační metoda generování signálu SSB [16].

Takto vytvořený signál SSB je přiveden na druhý směšovač SA612, kde dochází k jeho směšování se signálem přivedeným z lokálního oscilátoru VFO (*Variable Frequency*

Oscillator), opět realizovaným obvodem přímé číslicové frekvenční syntézy DDS, jehož taktovací kmitočet je odvozen z krystalového oscilátoru. Dále je signál zesílen v oddělovacím zesilovači, poté prochází pásmovými filtry, je přiveden do koncového stupně, kde je výkonově zesílen, a před vyzářením anténou prochází dolními propustmi pro potlačení vyšších harmonických kmitočtů.

Při příjmu je signál z antény opět filtrován dolními a pásmovými propustmi, dále je možné signál zesílit v předzesilovači nebo jeho výkon snížit průchodem přes útlumový článek a zabránit tak přebuzení přijímače silným signálem. Ve vstupním směšovači je signál převeden na mezifrekvenční kmitočet 6 MHz, prochází krystalovým filtrem a je zesílen v mezifrekvenčním zesilovači s funkcí automatického řízení zisku. Na vstup směšovače SA612 přichází mezifrekvenční signál a je směšován se signálem z BFO. Kmitočet signálu BFO je oproti mezifrekvenčnímu signálu odlišný o stovky Hz až jednotky kHz. Směšováním do pásma nízkofrekvenčních kmitočtů tak vzniká slyšitelný zázněj, tedy demodulovaná zvuková informace. Takto upravený signál prochází dolní propustí v nízkofrekvenčním předzesilovači pro potlačení nežádoucích produktů směšování, je zesílen v NF výkonovém zesilovači a přiveden do reproduktoru či vyveden na konektor sluchátek. Symbol SHDN značí řídicí signál – možnost odpojit daný blok od napájení a snížit tak spotřebu proudu například při napájení zařízení z baterie.

3 VSTUPNÍ FILTRY

Na přijímací anténu dopadají signály z širokého spektra rádiových kmitočtů. Pro správnou funkci přijímače je nutné zpracovávat pouze signály, které leží v žádaném pásmu, tedy takové, pro které je přijímač navržen a je schopen je zpracovat. Ostatní signály jsou nežádoucí a přispívají k rušení příjmu.

V našem případě budeme za nežádoucí považovat signály, ležící mimo radioamatérská pásma, která jsou definována doporučením Mezinárodní telekomunikační unie (ITU). Rozdělení jednotlivých pásem na dílčí úseky a v nich používané druhy provozu jsou stanoveny Mezinárodní radioamatérskou unií (IARU) a jsou uvedeny v [25], [26], [27]. Vstupní kmitočtové filtry (dále „filtry“) v přijímači jsou pásmové propusti, které slouží k výběru části kmitočtového spektra a k potlačení nežádoucích signálů, jejichž zdrojem jsou například výkonné rozhlasové vysílače. Tyto silné signály by mohly v přijímači způsobit křížovou modulaci nebo intermodulaci [17], [38], a proto je nutné je potlačit. K tomuto účelu je možné použít kmitočtové filtry různých typů a provedení od jednoduchých pasivních obvodů, přes aktivní filtry s operačními zesilovači, krystalové filtry až po elektromechanické filtry SAW. Ideální charakteristika kmitočtového filtru má obdélníkový tvar, nulový útlum v propustném pásmu a nekonečně velký útlum v pásmu nepropustném. K tomuto stavu se snažíme přiblížit, protože nedokonalost (nízké Q cívek a kondenzátorů) a parazitní vlastnosti reálných součástek (mezizávitová kapacita cívek, svody kondenzátorů) nám nedovolí výše zmíněný „ideální filtr“ realizovat.

Tab. 3.1: Rozdělení radioamatérských pásem

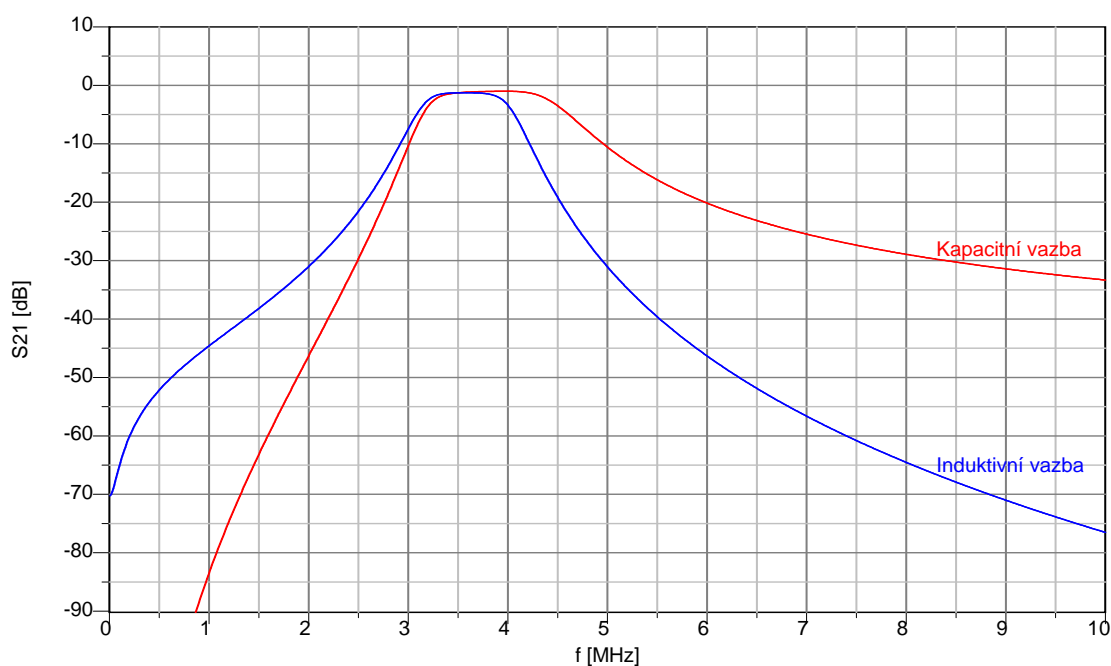
Pásmo		Střední frekvence pásma f_c [kHz]	Šířka pásma Δf [kHz]
Frekvence [MHz]	Vlnová délka [m]		
1,8	160	1905	190
3,5	80	3650	300
7	40	7100	200
10	30	10125	50
14	20	14175	350
18	17	18118	100
21	15	21225	450
24	12	24940	100
28	10	28850	1700

Výchozím bodem pro návrh byla Tab. 3.1, sestavená s použitím doporučení Mezinárodní radioamatérské unie [25], která definuje střední kmitočty jednotlivých pásem a jejich šířky. Vstupní filtry jsou navrženy tak, aby propustily uvedené pásmo s minimálním útlumem. Při návrhu byl kladen důraz na minimální vložný útlum filtrů a muselo tedy dojít k rozšíření propustného pásma filtru (viz další podkapitoly). Šířka pásma vstupních filtrů je tedy větší než minimální požadovaná šířka pásma uvedená v tabulce jako Δf . Následující podkapitoly se zabývají možnostmi návrhu vstupních filtrů. Jsou uvedeny postupy, které byly při návrhu vstupních filtrů použity. Dále jsou uvedeny praktické zkušenosti a kapitola je uzavřena výsledky měření a popisem realizovaných obvodů.

3.1 Vstupní pásmové filtry s vázanými rezonátory

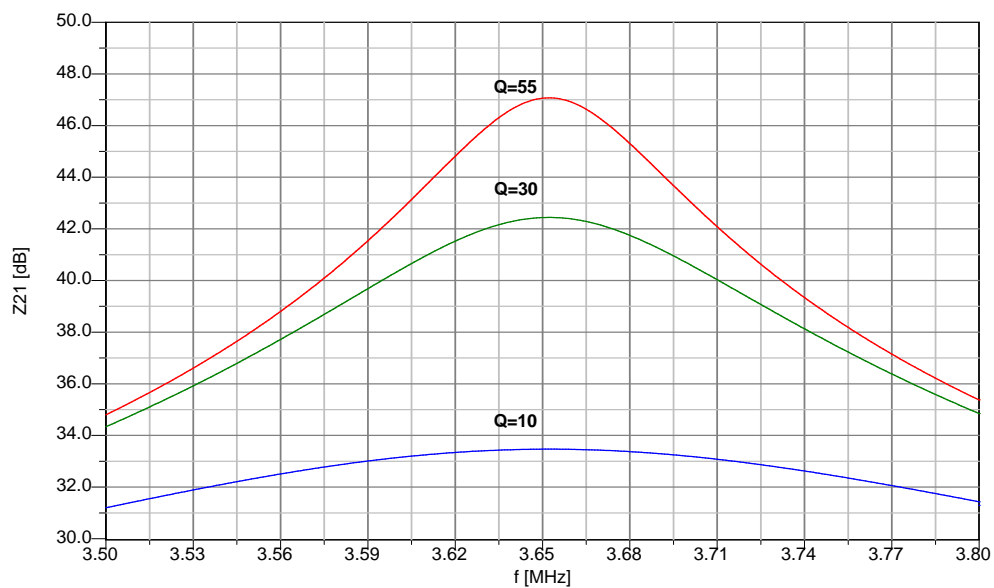
Základními prvky filtrů s vázanými rezonátory jsou paralelní (případně sériové) rezonanční obvody, které jsou na sebe vhodně navázány. Paralelní rezonanční obvod vykazuje při rezonanci (stav, kdy se velikosti kapacitní a induktivní reaktance co do velikosti rovnají) velkou impedanci. Strmost boků rezonanční křivky paralelního rezonančního obvodu a tím i selektivita obvodu (schopnost potlačit nežádoucí signály a vybrat signály žádané) je určena činitelem jakosti Q paralelního rezonančního obvodu (viz Obr. 3.2), který se rovná podílu rezonančního odporu a induktivní nebo kapacitní reaktance obvodu za rezonance [22].

Vazbu mezi obvody lze rozdělit na induktivní, kapacitní a na vazbu vzájemnou indukčností [16], [22]. Induktivně vázané obvody lépe potlačují vyšší kmitočty, kdežto kapacitně vázané obvody lépe potlačují kmitočty nízké. Pro srovnání obou variant viz Obr. 3.1.

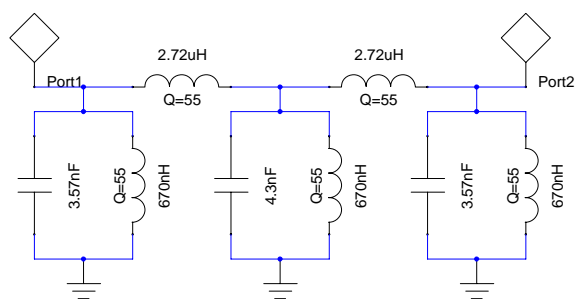


Obr. 3.1: Frekvenční charakteristiky obvodů z Obr. 3.3 a Obr. 3.4

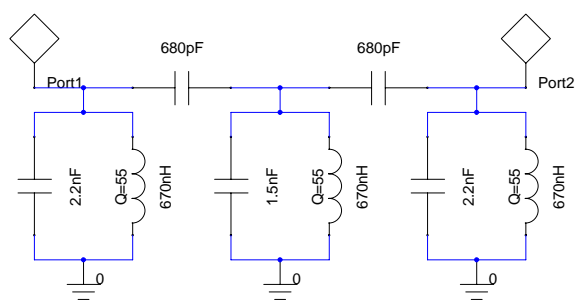
Varianta filtru s kapacitně vázanými rezonančními obvody obsahuje méně cívek než struktury s induktivní vazbou nebo s vazbou vzájemnou indukčností, což je z praktického hlediska výhodnější.



Obr. 3.2: Rezonanční křivky paralelního rezonančního obvodu pro různé hodnoty činitele jakosti



Obr. 3.3: Schéma Čebyševovy pásmové propusti 3. řádu s induktivní vazbou

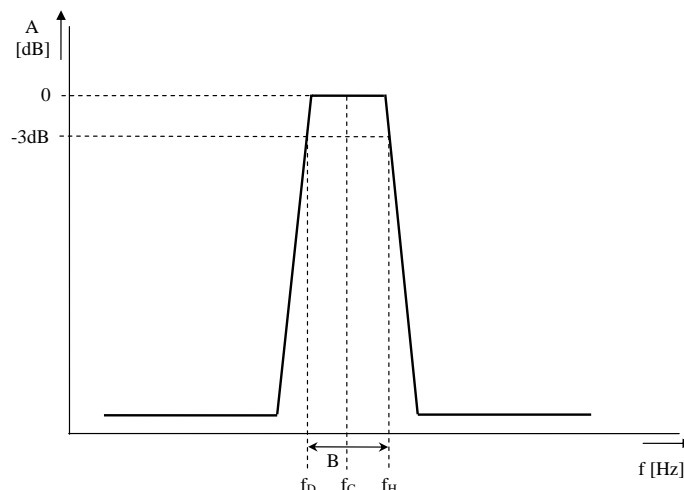


Obr. 3.4: Schéma Čebyševovy pásmové propusti 3. řádu s kapacitní vazbou

3.1.1 Návrh filtru s kapacitně vázanými rezonátory

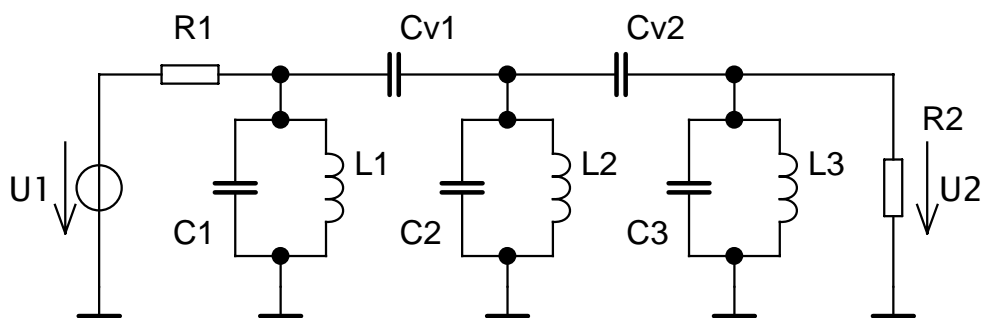
Následující postup návrhu filtru byl převzat z literatury [19] a upraven.

1. Zvolíme střední frekvenci filtru $f_C = f_0$ a šířku pásma $\Delta f = B = f_H - f_D$ pro pokles přenosu o 3 dB.



Obr. 3.5: K návrhu filtru

2. Zvolíme impedanci, na kterou budeme filtr navrhovat (pro rozsah KV je vhodné zvolit hodnotu cca 50–1500 Ω tak, aby výsledkem byly technologicky vhodné hodnoty součástek).
3. Zvolíme typ aproximace a řád filtru – čím vyšší řád filtru, tím strmější charakteristiku a užší pásmo propustnosti můžeme očekávat.



Obr. 3.6: K návrhu filtru - kapacitně vázané rezonanční obvody [19].

4. V katalogu filtrů (je možné použít [19]) vyhledáme potřebné koeficienty pro zvolenou aproximaci, přičemž v katalogu uvedené prvky l_i a c_i uvažujeme jako významově stejné koeficienty a_i (i značí číslo prvku).

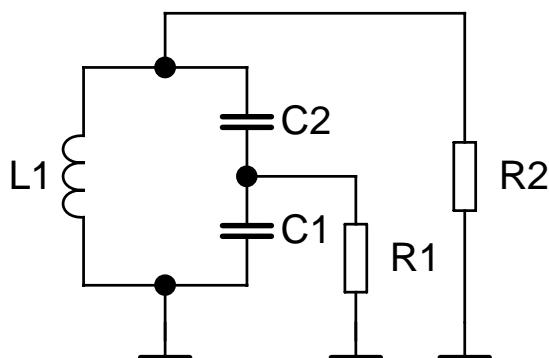
5. Provedeme výpočty podle vztahů (3.1),(3.2), u výpočtu podle vztahu (3.3) dosazujeme $m=1$ pro vnitřní a $m=2$ pro krajní rezonanční obvody.

$$C_v = \frac{1}{2\pi f_0 R} \quad (3.1)$$

$$L_i = \frac{\Delta f R}{2\pi f_0^2 a_i} \quad (3.2)$$

$$C_i = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_i} - mC_v \quad (3.3)$$

6. Pokud vypočtené hodnoty součástek z praktického hlediska vyhovují, můžeme přistoupit k bodu 7. V případě, že vypočtené hodnoty nebudou technologicky vhodné, změníme požadavek na impedanci filtru a výpočty opakujeme tak dlouho, až dosáhneme uspokojivého výsledku.
7. Aby bylo možné filtr propojit s dalšími bloky radiostanice, je v některých případech třeba zajistit, aby jeho vstupní a výstupní impedance byla odlišná od hodnoty, na kterou byl původně navržen, což provedeme v posledním kroku návrhu tak, že kondenzátory krajních rezonančních obvodů rozdělíme na dva kondenzátory v sérii, čímž obdržíme kapacitní dělič viz Obr. 3.7, přičemž pro výpočet využijeme vzorce (3.4),(3.5) a (3.6).



Obr. 3.7: K návrhu filtru - kapacitní dělič [19].

$$C_1 = C \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad (3.4)$$

$$C_2 = \frac{CC_1}{C_1 - C} \quad (3.5)$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.6)$$

3.1.2 Příklad návrhu pásmového filtru

Postupem uvedeným v předchozí kapitole navrhne pásmovou propust s vázanými rezonátory:

1. Parametry filtru: střední frekvence $f_0=3,65$ MHz, šířka pásma pro pokles přenosové charakteristiky o 3 dB $\Delta f=700$ kHz.
2. Zvolená hodnota vstupní/výstupní impedance $R=600 \Omega$.
3. Zvolená aproximace – Čebyšev, zvlnění přenosové charakteristiky v propustném pásmu $K=0,1$ dB – čím větší zvlnění v propustné části charakteristiky připustíme, tím strměji bude charakteristika klesat. Zvolíme 3. řád, výsledný obvod bude obsahovat tři cívky.
4. V katalogu filtrů, např. [19] str. 125, najdeme pro zvolené zvlnění $K=0,1$ dB a řád filtru potřebné koeficienty $l_1=1,0316$ a $c_2=1,1474$, které budeme považovat za $a_1=1,0316$ a $a_2=1,1474$.
5. Nyní přistoupíme k samotnému výpočtu:

$$C_v = \frac{1}{2\pi f_0 R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,65 \cdot 10^6 \cdot 600} \doteq 72,67 \text{ pF} \quad (3.7)$$

$$L_1 = \frac{\Delta f R}{2\pi f_0^2 a_1} = \frac{700 \cdot 10^3 \cdot 600}{2 \cdot \pi \cdot (3,65 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,0316} \doteq 4,864 \mu H \quad (3.8)$$

$$L_2 = \frac{\Delta f R}{2\pi f_0^2 a_2} = \frac{700 \cdot 10^3 \cdot 600}{2 \cdot \pi \cdot (3,65 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,1474} \doteq 4,373 \mu H \quad (3.9)$$

$$L_3 = L_1 = 4,864 \mu H \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_1} - mC_v = \\ &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (3,65 \cdot 10^6)^2 \cdot 4,864 \cdot 10^{-6}} - 1 \cdot 72,67 \cdot 10^{-12} \doteq 318,3 \text{ pF} \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$C_3 = C_1 = 318,3 \text{ pF} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_2} - mC_v = \\ &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (3,65 \cdot 10^6)^2 \cdot 4,373 \cdot 10^{-6}} - 2 \cdot 72,67 \cdot 10^{-12} \doteq 289,4 \text{ pF} \end{aligned} \quad (3.13)$$

6. Nyní provedeme impedanční přizpůsobení filtru kapacitním děličem k impedanci 50Ω . Kondenzátory C_1 a C_3 z Obr. 3.6 přepočítáme na sériovou kombinaci kondenzátorů podle schématu na Obr. 3.7.

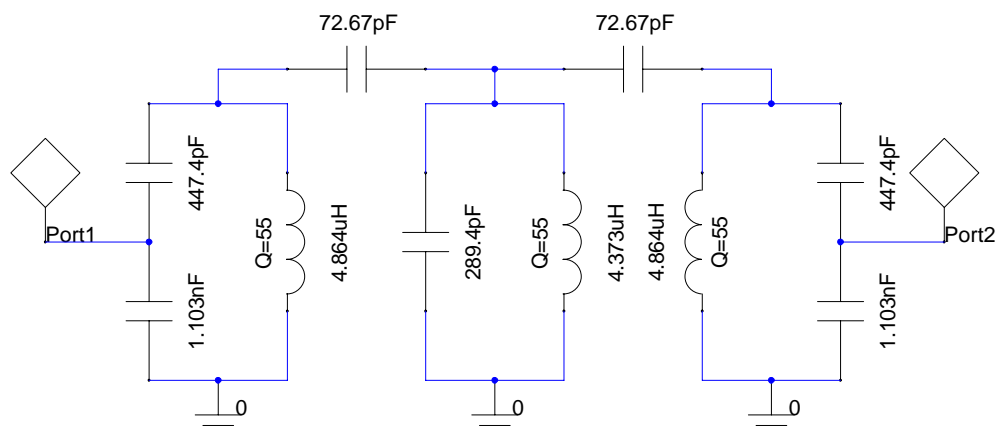
Přičemž platí:

- $C = C_1 = C_3$.
- Impedance, na kterou je obvod navržen, je $R_2=600\Omega$ (tato hodnota byla zvolena na začátku návrhu).
- Impedance, na kterou chceme tuto hodnotu transformovat – nová vstupní impedance filtru – je $R_1=50\Omega$.

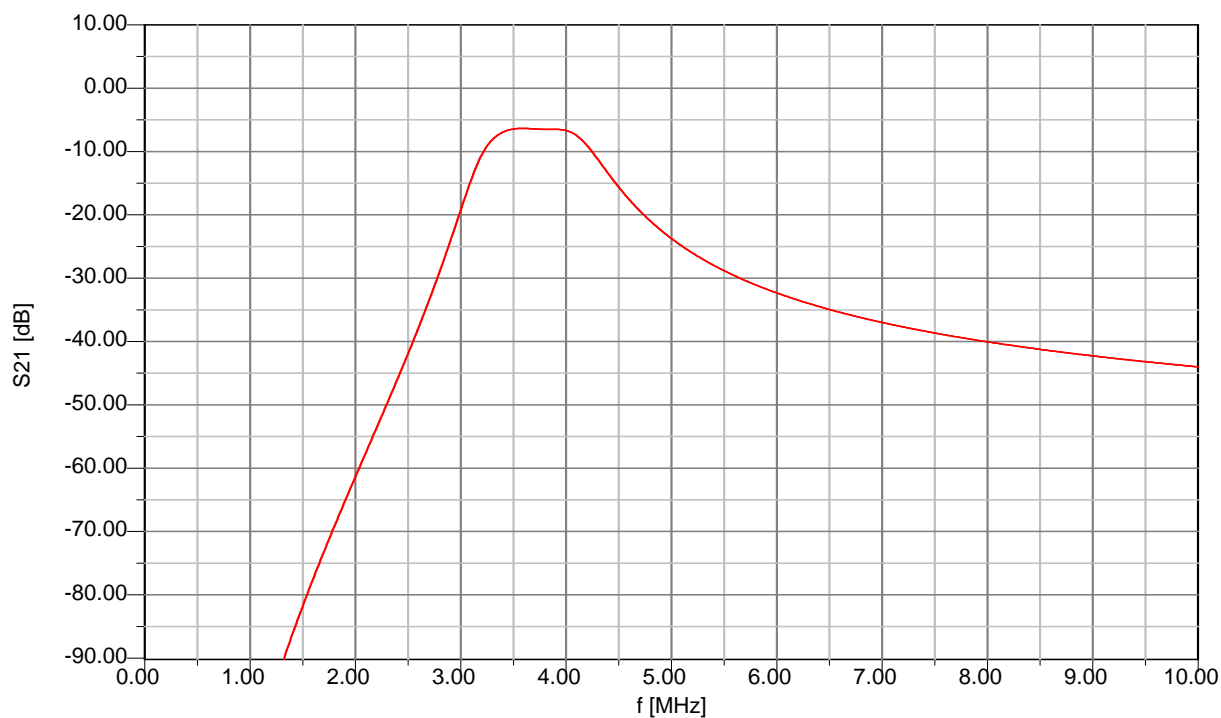
$$C_1 = C \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = 318,3 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\frac{600}{50}} = 1,103 \text{ nF} \quad (3.14)$$

$$C_2 = \frac{CC_1}{C_1 - C} = \frac{318,3 \cdot 10^{-12} \cdot 1,103 \cdot 10^{-9}}{1,103 \cdot 10^{-9} - 318,3 \cdot 10^{-12}} = 447,4 \text{ pF} \quad (3.15)$$

7. Nyní máme k dispozici všechny potřebné hodnoty součástek filtru. Použitím vhodného programu pro simulaci obvodů provedeme ověření vlastností navrženého obvodu. Výše uvedený postup je poměrně pracný a rutinní, proto je vhodné jej automatizovat a pro návrh využít vhodný počítačový program. Pásmové filtry byly navrženy a optimalizovány pomocí programu Ansoft Designer 3.5.2 [10] a o návrhu vstupní pásmové propusti v tomto programu pojednává následující podkapitola.



Obr. 3.8: Schéma navrženého filtru



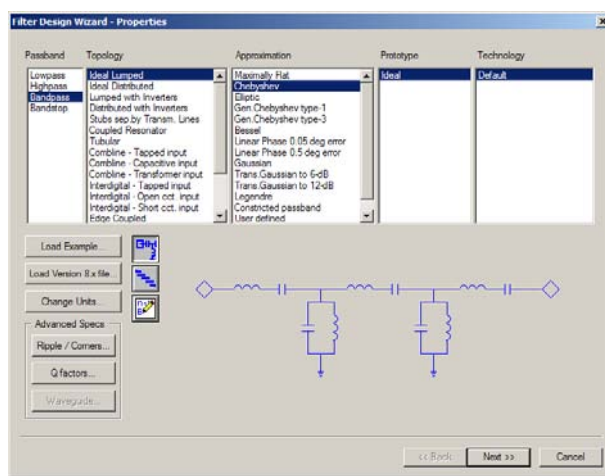
Obr. 3.9: Frekvenční charakteristika navrženého filtru

Navržený filtr byl simulován v programu Ansoft Designer, schéma obvodu je na Obr. 3.8 a jeho kmitočtová charakteristika na Obr. 3.9. Činitel jakosti kondenzátorů byl pro simulaci nastaven na hodnotu $Q=300$.

3.2 Příklad návrhu vstupního pásmového filtru pro pásmo 160 m v programu Ansoft Designer

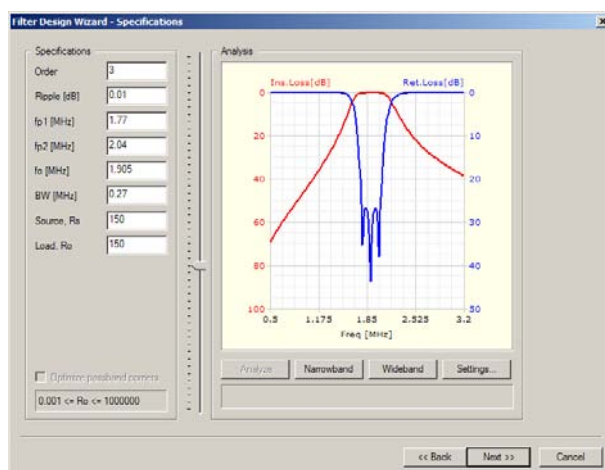
Pro realizaci vstupních filtrů transceiveru byly nejprve zvoleny vstupní filtry typu pásmová propust třetího řádu s vázanými rezonančními obvody, později se však ukázalo, že z praktického hlediska je vhodnější použít topologii ideální viz Obr. 3.10. Zvolená aproximace je Čebyševova se zvlněním propustného pásma 0,01 dB.

Po spuštění Ansoft Designeru zvolíme Project→Insert Filter Design, dojde ke spuštění průvodce návrhem kmitočtových filtrů. Průvodce nabízí široké možnosti výběru typu topologie, možné realizace (komponenty se soustředěnými parametry, mikropáskový filtr, ...), druhu filtru (DP, HP, PP, PZ) a následné aproximace – viz Obr. 3.10.



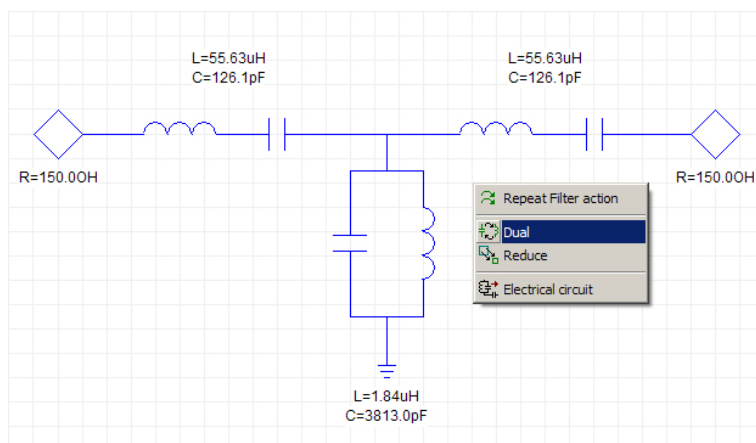
Obr. 3.10: Úvodní okno průvodce návrhem filtru v programu Ansoft Designer

Jak bylo uvedeno v úvodu této kapitoly, zvolíme filtr typu pásmová propust. V okně na Obr. 3.11 nastavujeme parametry filtru a na kmitočtové charakteristice sledujeme výsledky změny nastavení.

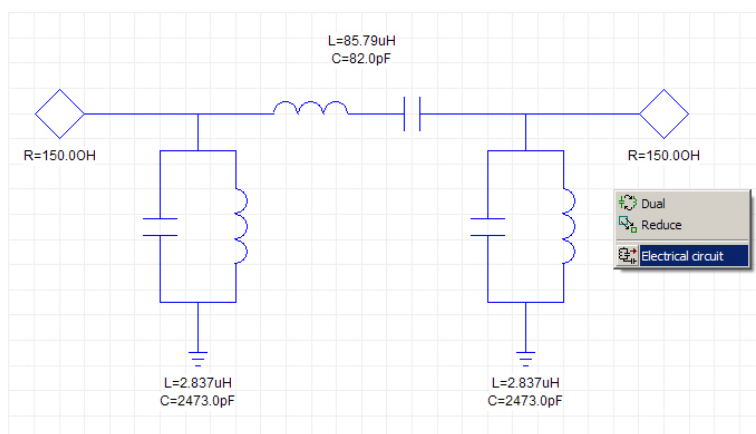


Obr. 3.11: Změna parametrů filtru - vlastní návrh

Zvolíme tedy střední kmitočet 1,905 MHz (pásmo 160 m) a šířku pásma mírně větší než je nutné, neboť čím bude šířka pásma větší, tím bude menší vložný útlum filtru při daném Q . Nakonec zvolíme impedanci filtru s ohledem na snadnou realizaci součástek. Jsme-li s kmitočtovou charakteristikou spokojeni, přejdeme k dalšímu kroku a průvodce ukončíme kliknutím na tlačítko „Next“ a poté „Finish“. Navržený obvod transformujeme na duální variantu, jak ukazuje Obr. 3.12, abychom na vstupu získali paralelní obvod, jehož kondenzátor lze rozdělit, což dovolí transformovat impedanci na $50\ \Omega$ podle Obr. 3.7.



Obr. 3.12: Navržený filtr - nevhodná varianta a volba duálního obvodu



Obr. 3.13: Výsledný duální obvod s praktickými hodnotami součástek a jeho transformace na „Electrical Circuit“

Hodnoty jednotlivých prvků upravíme tak, aby byly snadno realizovatelné (hodnoty kondenzátorů zaokrouhlíme do řady), přičemž sledujeme změny frekvenční charakteristiky vlivem zaokrouhlení vypočtených hodnot. V poslední fázi navržený filtr převedeme na „Elektrický obvod“ viz Obr. 3.13, který lze dále v programu Ansoft Designer upravovat jako „Circuit Design“ (možnost zobrazení frekvenční charakteristiky obvodu, ladění hodnot jednotlivých prvků při současném pozorování změn frekvenční charakteristiky apod.). Provedeme frekvenční analýzu a pokud filtr nesplňuje požadavky na něj kladené, optimalizujeme hodnoty jednotlivých prvků, dokud nedosáhneme vhodného kompromisu. Pokud filtr požadavky splňuje, můžeme přistoupit k realizaci.

3.3 Poznámky k návrhu a realizaci vstupních filtrů

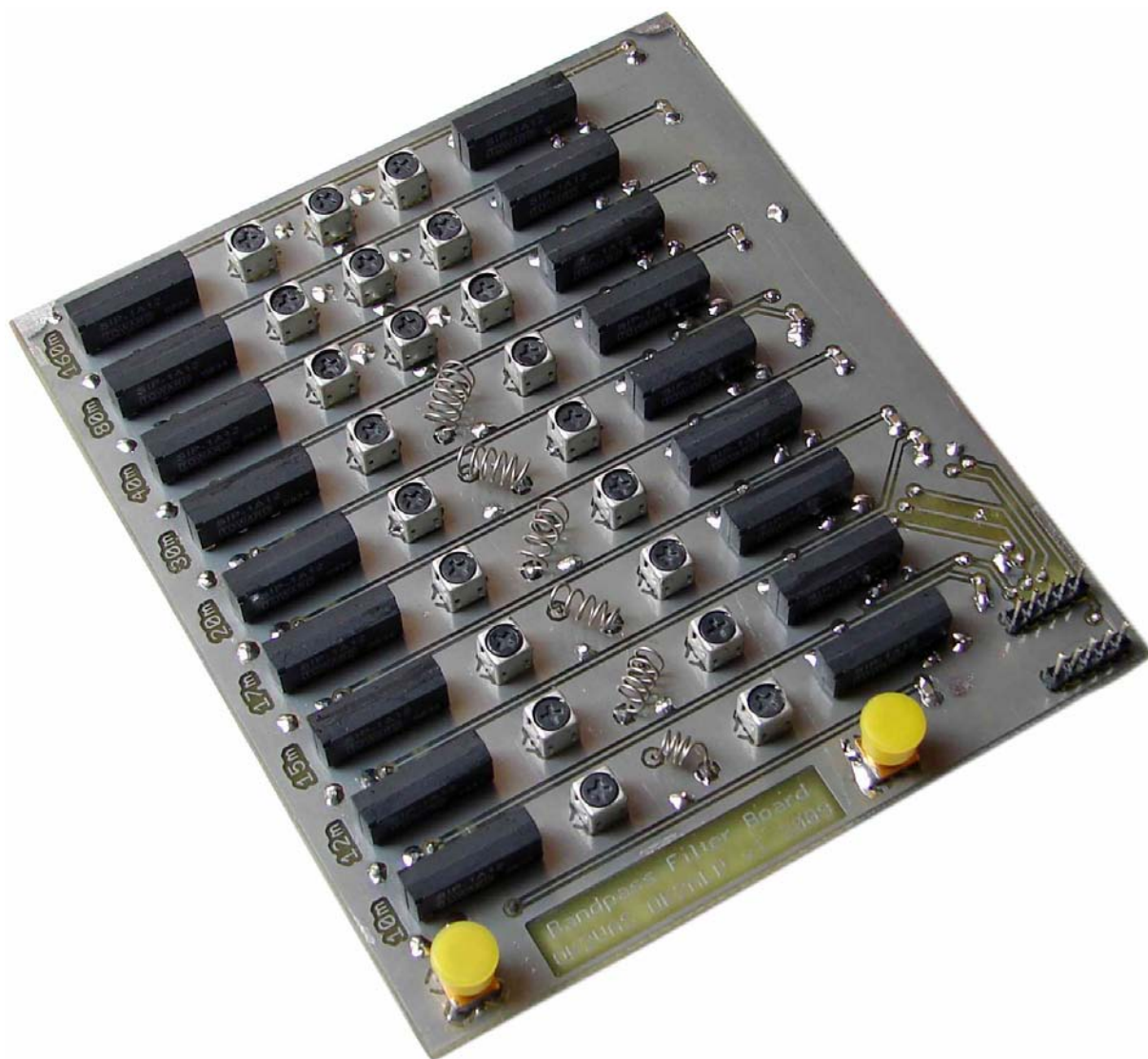
Při návrhu vstupních pásmových filtrů je třeba vzít v úvahu zejména hodnotu činitele jakosti Q použitých cívek a kondenzátorů. Určujícím faktorem pro vlastnosti výsledného filtru je především jakost cívek. Jakost kondenzátorů lze považovat za řádově vyšší než jakost cívek, ale při použití kondenzátorů o kapacitách v řádu vyšších stovek pF až jednotek nF je vhodné ověřit jejich kvalitu měřením ztrátového činitele $\operatorname{tg} \delta$, který by měl řádově nabývat hodnot 0,01–0,001 (nebo lepších), což odpovídá činiteli jakosti $Q=100\text{--}1000$.

Při realizaci bylo nejprve navinuto několik cívek na kostřičky s feritovým dolaďovacím jádrem, opatřené kovovým stínícím krytem [33]. Činitel jakosti těchto amatérsky vyrobených cívek dosahoval nízkých hodnot $Q \approx 20\text{--}40$, což vedlo k tomu, že sestavený filtr měl vložný útlum až 10dB! Další nevýhodou bylo, že při ladění filtru docházelo k prasknutí křehkého feritového ladicího jádra a jeho zaseknutí v ladicí dutině. Poté bylo třeba jádro buď vyměnit, nebo vyrobít cívku novou. Z uvedených důvodů bylo rozhodnuto použít hotové laditelné cívky značky TOKO [6]. Tyto cívky mají malé rozměry a poměrně vysokou hodnotu Q (výrobce uvádí až 55). Další nespornou výhodou je, že ladicí jádro cívky není křehké a při ladění a nastavování filtrů tak nevznikají nepříjemné komplikace. Při realizaci filtrů byly nejprve použity SMD kondenzátory velikosti 0805, ukázalo se však, že pokud jejich kapacita byla větší než 680 pF, byly do filtrů nevhodné, protože jejich ztrátový činitel $\operatorname{tg} \delta$ byl v řádu 0,1–0,01 ($Q=10\text{--}100$). Pro realizaci hodnot kondenzátorů větších než 680 pF byly zvoleny kondenzátory svitkové-polystyrénové, případně keramické. Vhodné jsou rovněž kondenzátory slídové, jejich nevýhodou je však vyšší cena.

Dále je návrh kompromisem. Čím budeme požadovat užší pásmo propustnosti, tím se při daném Q bude zvětšovat vložný útlum filtru. Z toho vyplývá, že při daném Q lze realizovat pouze omezeně úzký filtr tak, aby byl z hlediska vložného útlumu použitelný. Dále je třeba vycházet z reálné součástkové základny, což opět zužuje možnosti návrhu. V neposlední řadě filtr musí mít vstupní i výstupní impedanci $50\ \Omega$. Pokud bude navrhovaný obvod obsahovat na vstupu i výstupu paralelní rezonanční obvody, je možné při návrhu zvolit vstupní a výstupní impedanci filtru takovou, aby vypočtené hodnoty součástek byly snadno realizovatelné. Vstupní a výstupní impedanci $50\ \Omega$ pak zajistíme pomocí impedanční transformace kapacitním děličem, který získáme rozdělením kondenzátoru v paralelním obvodu na dva sériové tak, jak naznačuje Obr. 3.7. Tento postup lze s výhodou použít, pokud navrhujeme variantu filtru se vstupním paralelním obvodem.

Na vyšších frekvencích KV pásma dojde k tomu, že hodnoty cívek ve vstupních paralelních obvodech budou mít indukčnost v řádu desítek až stovek nH, přičemž nejnižší hodnota laditelných cívek TOKO, zvolených pro realizaci, je $1\ \mu\text{H}$. V tomto případě je třeba změnit topologii zapojení (podle Obr. 3.12 volba „Dual“) a namísto paralelního obvodu na vstupu filtru zvolíme obvod sériový. Tím docílíme toho, že v zapojení budou mít dvě cívky ze tří hodnotu v řádu μH a pouze jedna v řádu nH, což je výhodnější jak z hlediska výroby, tak ladění (cívky s hodnotami indukčnosti několik desítek až stovek nH se realizují jako samonosné vzduchové a jejich dolaďování se provádí roztahováním závitů). Filtr se vstupním obvodem v podobě sériového rezonančního obvodu má však tu nevýhodu, že vstupní a výstupní impedanci nelze jednoduše přizpůsobit kapacitním děličem. Filtr je třeba navrhnout na impedanci $50\ \Omega$ a zároveň tak, aby byly součástky realizovatelné.

3.3.1 Fotografie prototypu



Obr. 3.14: Fotografie prototypové desky vstupních pásmových propustí

Na fotografii prototypové desky je vidět uspořádání vstupních filtrů do jednotlivých řad, které jsou přepínány pomocí jazýčkových relé. Na vstupu a výstupu každého filtru je jedno jazýčkové relé. Filtry pro pásma 160, 80 a 40 m jsou řešeny s paralelním rezonančním obvodem na vstupu a výstupu a je v nich použito po třech laditelných cívkách TOKO. Filtry pro „vyšší“ pásma jsou řešeny se sériovým rezonančním obvodem na vstupu a výstupu, přičemž ve středním rezonančním obvodu je cívka o indukčnosti v řádu desítek nH a je realizována jako samonosná vzduchová. Vstupní i výstupní konektory jsou typu SMA-female (opatřeny ochrannými kryty). Relé jsou přepínána pomocí výkonových posuvných registrů, jejichž ovládací konektor je vyveden na pravé straně desky. Výkresová dokumentace desky vstupních filtrů je uvedena v příloze B.

3.4 Výsledky měření prototypu

V této podkapitole jsou shrnuty výsledky měření realizovaných vstupních pásmových filtrů a jejich srovnání s výsledkem simulací (viz Tab. 3.2). Obvodová schémata navržených filtrů, výsledky simulací a detailní spektrogramy, zobrazující změřené frekvenční charakteristiky jednotlivých filtrů, jsou publikovány v příloze A.

Tab. 3.2: Parametry navržených a realizovaných vstupních pásmových filtrů

Pásmo [m]	f_C [kHz]	Δf [kHz]	IL_{sim} [dB]	B_{sim} [kHz]	IL_{real} [dB]	B_{real} [kHz]
160	1905	190	1,6	484	2,05	518,4
80	3650	300	1,6	939	2,39	875,7
40	7100	200	1,4	1734	1,65	1562,9
30	10125	50	1,6	1990	2,12	1646,7
20	14175	350	1,4	3195	1,44	2782,4
17	18118	100	1,9	3105	1,77	2969,1
15	21225	450	1,9	3649	2,26	3020
12	24940	100	2,3	3533	1,69	4515
10	28850	1700	2,5	3580	1,96	4527

Vysvětlivky:

f_c střední kmitočet filtru

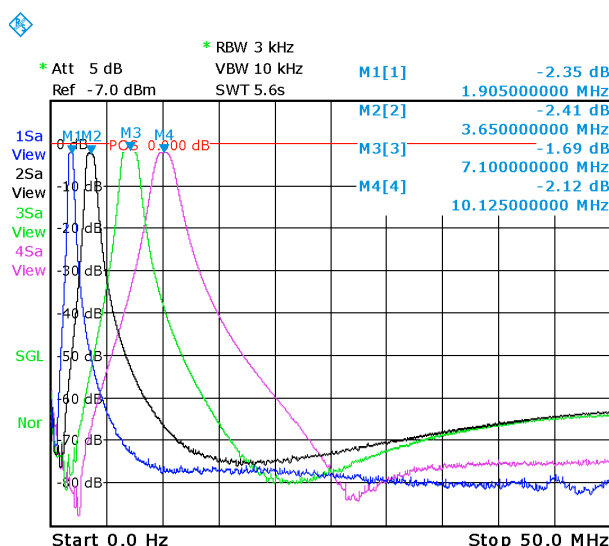
Δf minimální možná šířka pásma filtru, šířka daného pásma podle [25]

IL vložný útlum filtru na kmitočtu f_c

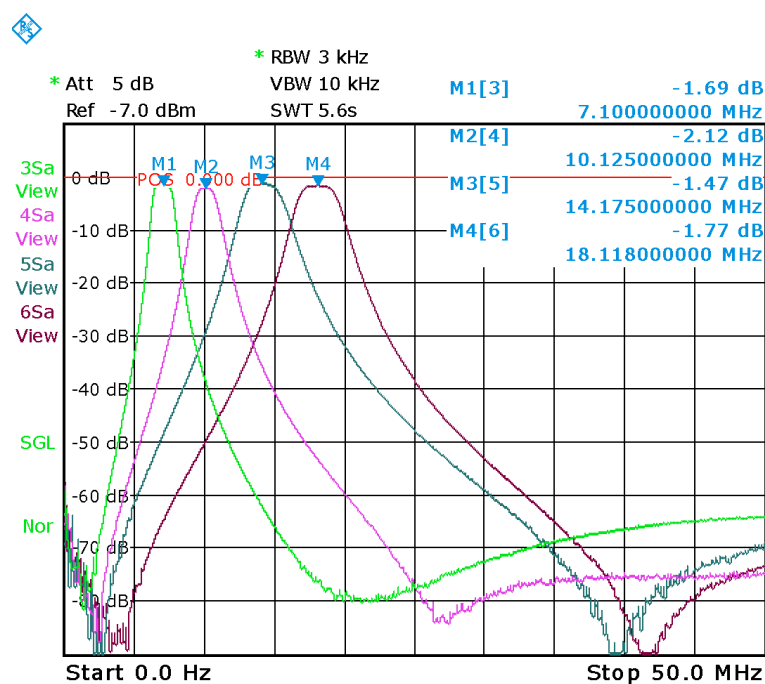
B šířka pásma pro pokles přenosu filtru o 3 dB oproti maximální hodnotě přenosu

sim výsledek simulace

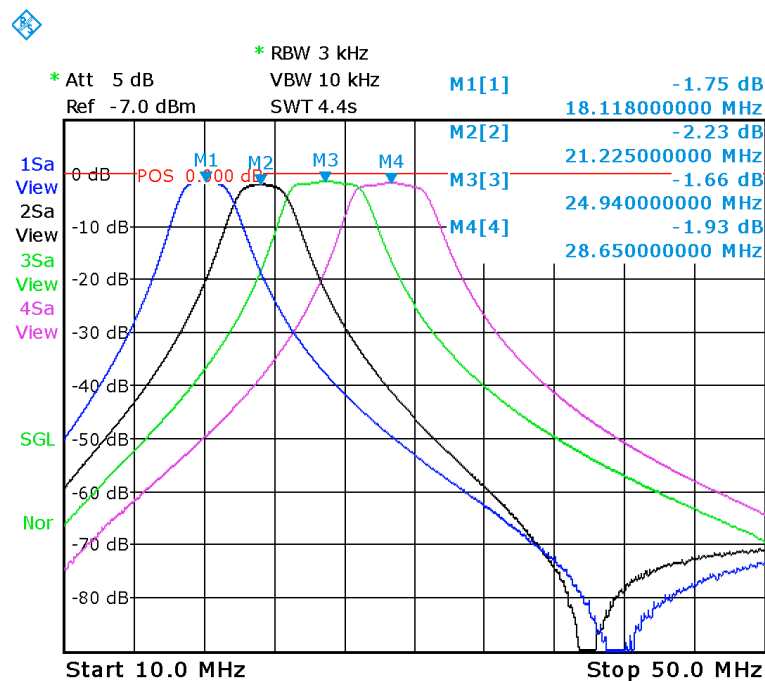
$real$ výsledek měření



Obr. 3.15: Frekvenční charakteristiky vstupních pásmových filtrů pro pásma 160, 80, 40 a 30 m



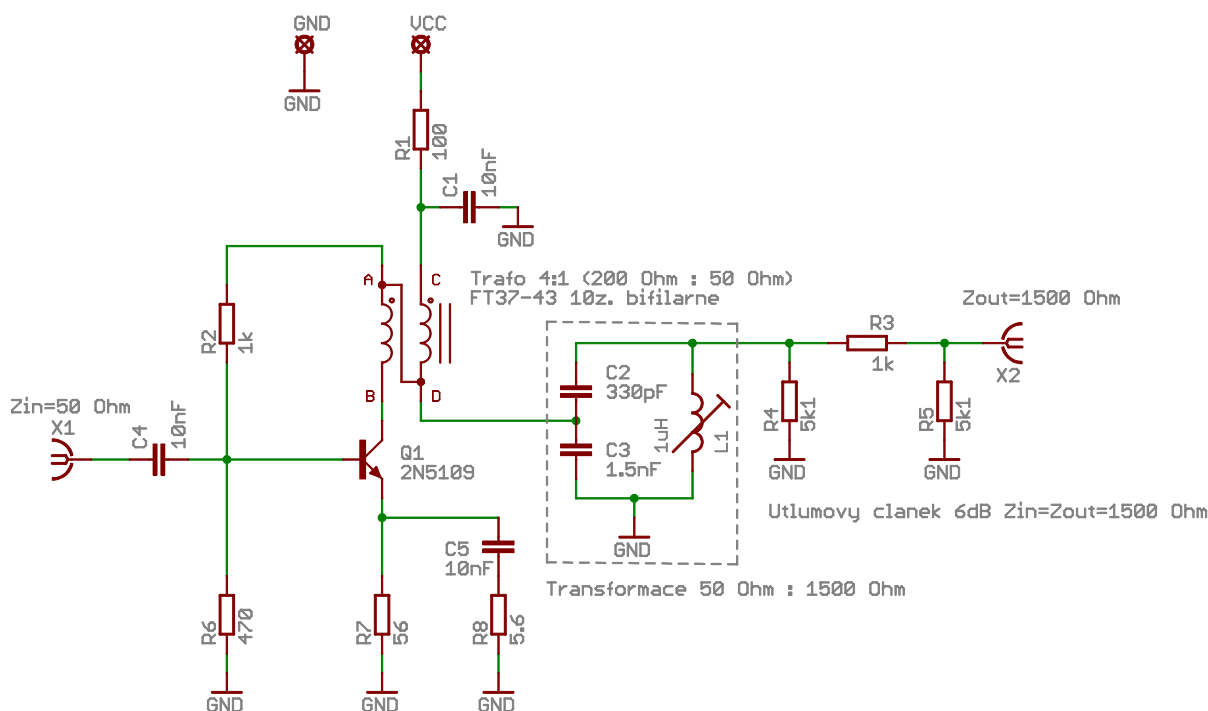
Obr. 3.16: Frekvenční charakteristiky vstupních pásmových filtrů pro pásma 40, 30, 20 a 17 m



Obr. 3.17: Frekvenční charakteristiky vstupních pásmových filtrů pro pásma 17, 15, 12 a 10 m

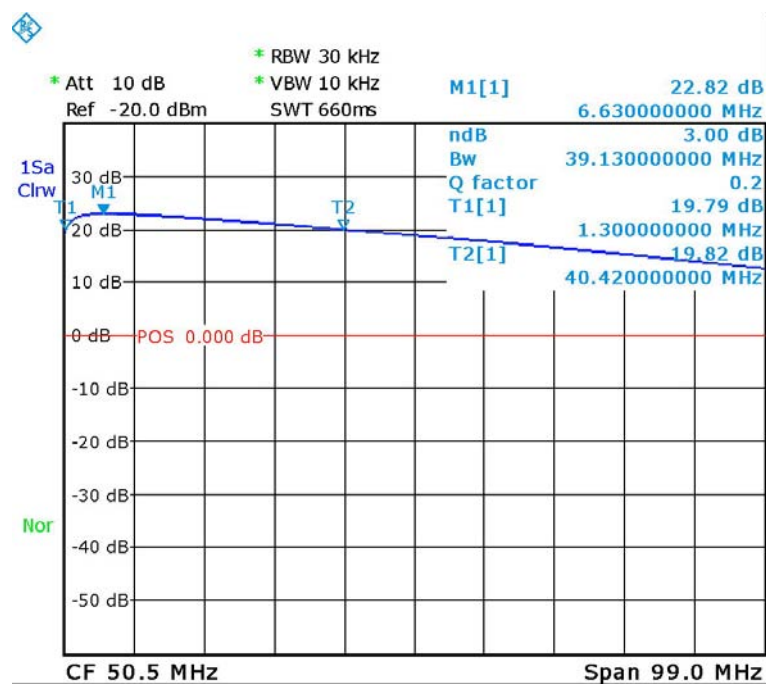
4 POST-MIX ZESILOVAČ

Za vstupními pásmovými propustmi a následujícím směšovačem je v blokovém schématu transceiveru na Obr. 2.1 zakreslen tzv. „post-mix“ zesilovač. Tento zesilovač, jak jeho název napovídá, následuje za směšovačem a slouží k jeho oddělení od krystalového filtru a k impedančnímu přizpůsobení mezi směšovačem a krystalovým filtrem [17]. Výstup směšovače musí být pro správnou funkci zakončen reálnou impedancí $50\ \Omega$, avšak vstupní impedance krystalového filtru je $1500\ \Omega$. Pokud bychom filtr připojili přímo ke směšovači, došlo by vlivem impedančního nepřizpůsobení k nepříjemné deformaci kmitočtové charakteristiky filtru. Výstupní impedance zesilovače $50\ \Omega$ je pomocí paralelního rezonančního obvodu transformována na $1500\ \Omega$ a dále následuje 6dB útlumový článek, který odděluje celý obvod od krystalového filtru, jehož vstupní impedance má mimo propustné pásmo výraznou reaktivní složku. Schéma zapojení zesilovače je uvedeno na Obr. 4.1. Konstrukce tohoto zesilovače byla inspirována zapojením publikovaným v [43].

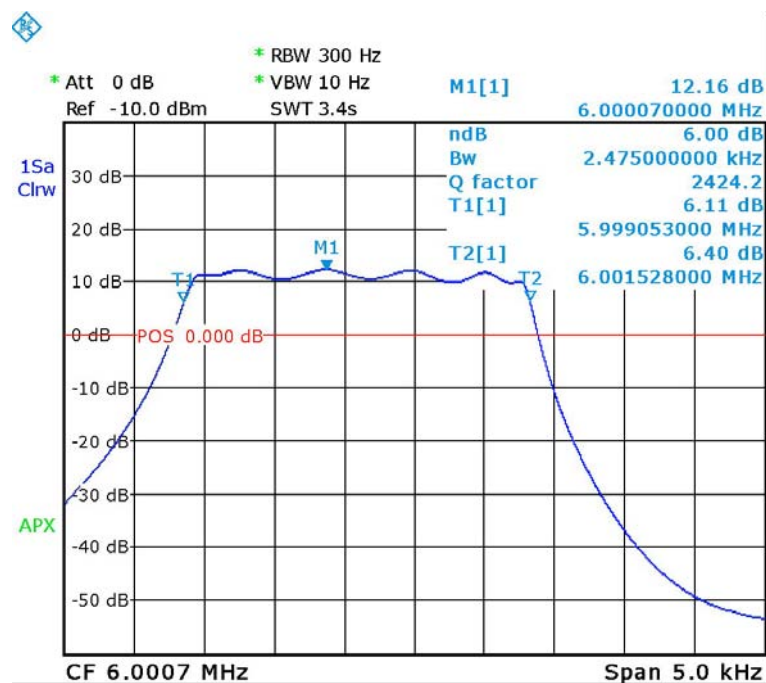


Obr. 4.1: Schéma zapojení post-mix zesilovače

Použitý tranzistor 2N5109 má pracovní bod nastaven do lineární oblasti, zesilovač tedy pracuje ve třídě A s klidovým kolektorovým proudem 50 mA při napájení ze zdroje napětí $13,8\text{ V}$. Ačkoli zesilovač bude v radiostanici pracovat v úzkém kmitočtovém pásmu krystalových filtrů kolem mezifrekvenčního kmitočtu 6 MHz , je tento zesilovač, jak ukazuje Obr. 4.2, dostatečně širokopásmový, proto jej lze (s úpravami výstupního obvodu) použít i v jiných částech transceiveru, například jako vstupní předzesilovač.



Obr. 4.2: Širokopásmové měření přenosové charakteristiky

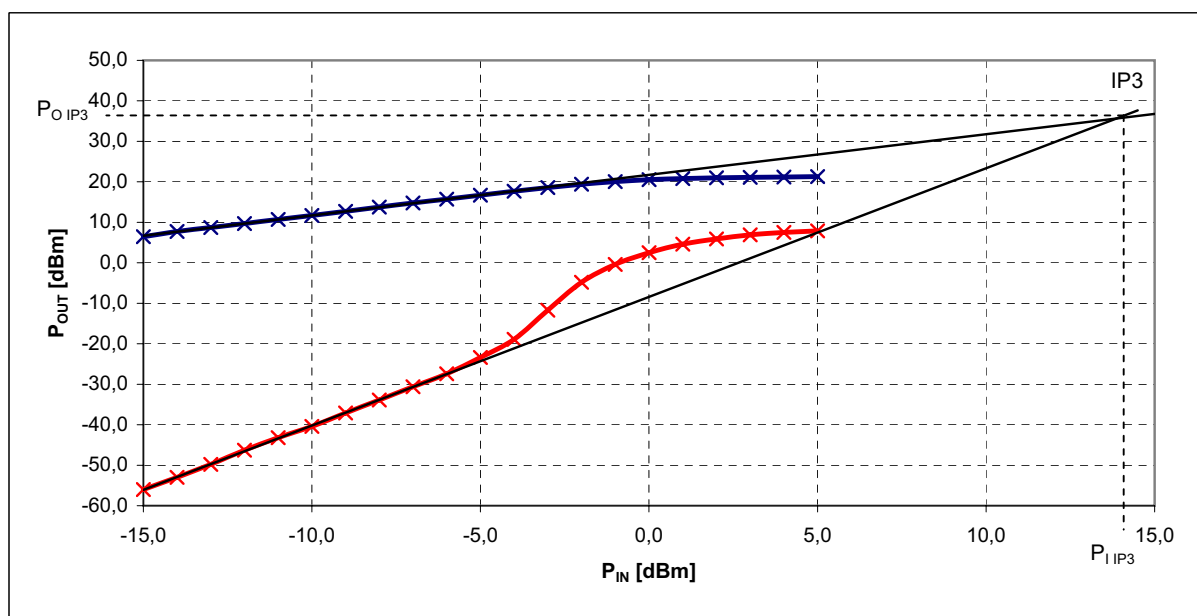


Obr. 4.3: Přenosová charakteristika kaskády post-mix zesilovač - krystalový filtr - 6dB atenuátor

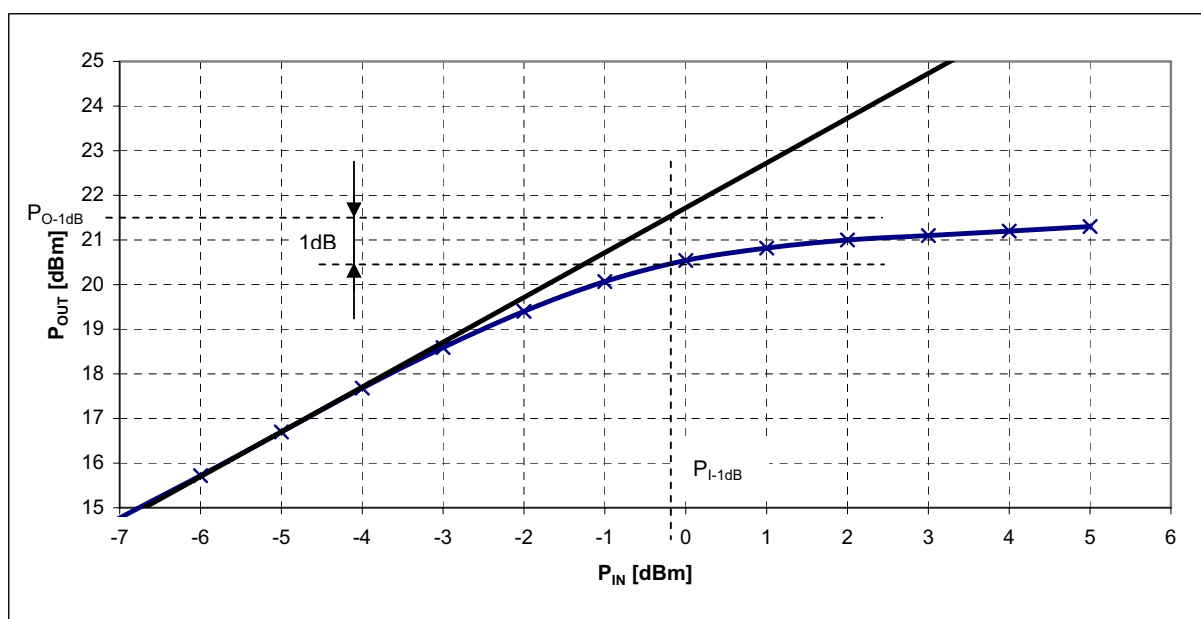
Obr. 4.3 ukazuje přenosovou charakteristiku kaskády: post-mix zesilovač – krystalový filtr – 6dB atenuátor, přičemž vstupní impedance zesilovače je uvedených $50\ \Omega$ a výstup filtru (o impedanci $1500\ \Omega$) byl výkonově přizpůsoben ke vstupní impedanci $50\ \Omega$ spektrálního analyzátoru. Na obrázku lze podle míry zvlnění v propustném pásmu filtru posoudit správnost impedančního přizpůsobení mezi zesilovačem a filtrem. Zisk této kaskády je větší než 10 dB, což je dostačující pro hrazení případných ztrát ve směšovači a vstupních filtrech ($\approx 6\text{--}8\text{ dB}$).

4.1 Měření odolnosti post-mix zesilovače

Odolnost zesilovače proti přetížení silným signálem byla změřena tím způsobem, že zesilovač byl buzen výkonem z generátoru Agilent 33220A, na němž byla postupně nastavována úroveň signálu vstupujícího do zesilovače. Výstup zesilovače byl připojen ke spektrálnímu analyzátoru Rohde & Schwarz FSL3, kterým byla měřena úroveň zesíleného signálu pro první a třetí harmonickou složku výstupního signálu. Vstupní signál byl harmonický o kmitočtu $f=10\text{ MHz}$. Zesilovač byl napájen napětím 13,8 V, klidový kolektorový proud byl $I_{CQ}=50\text{ mA}$. Výsledky měření jsou uvedeny na následujících grafech. Na Obr. 4.4 je proveden odhad hodnoty IP3 (intermodulační průsečík třetího řádu) a na Obr. 4.5 odhad bodu jednodecibelové komprese zesilovače $P_{-1\text{ dB}}$. Odhad je proveden prodloužením lineární oblasti charakteristiky pro první a třetí harmonickou výstupního signálu. Tento způsob určení IP3 a $P_{-1\text{ dB}}$ je uveden např. v [18].



Obr. 4.4: Intermodulační průsečík třetího řádu (IP3) post-mix zesilovače



Obr. 4.5: Bod jednodécibellové komprese (P_{-1dB}) post-mix zesilovače



Obr. 4.6: Fotografie post-mix zesilovače, uprostřed transformátor s bifilárním vinutím na toroidním jádru Amidon FT37-43, dále tranzistor 2N5109.

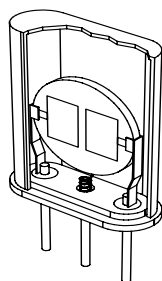
5 MEZIFREKVENČNÍ FILTRY

Výhodnou vlastností superheterodynu je nezávislost šířky pásma a zesílení na naladěném kmitočtu a dále skutečnost, že je pomocí něj možno přeměnit i ty nejvyšší v technické praxi se vyskytující kmitočty, na kmitočet mezifrekvenční, který je nízký a umožňuje zesílení signálu na požadovanou úroveň bez jakýchkoliv potíží. Protože je MF zesilovač naladěný na pevný kmitočet, mohou být jeho selektivní obvody – mezifrekvenční filtry – konstruovány tak, aby bylo při požadované šířce pásma dosaženo křivky selektivity s co nejstrmějšími boky, tedy křivky blízké obdélníkovému tvaru [38]. U superheterodynního zapojení je hlavní selektivita přijímače určena právě selektivitou mezifrekvenčních filtrů.

Propustná šíře pásma přijímače, nutná pro zpracování přijímané informace, závisí na druhu modulace. Signály SSB mají potlačenou nosnou a jedno postranní pásmo. Tím se snižuje požadavek na nutnou šíři pásma, která bývá nejčastěji 2,4 kHz. Některé přijímače používají dokonce šíře pásma 2,1 kHz a praxe potvrzuje, že signály jsou použitelné i při šíři pásma 1,8 kHz (DX provoz). Zúžení pásma zlepšuje vlastnosti přijímače z hlediska přenosu šumů a lepšího potlačení sousedních rušivých signálů. Při příjmu telegrafních signálů je optimální šíře pásma 500 Hz, ale můžeme se setkat s hodnotami menšími - od 50 do 500 Hz [16].

5.1 Krystalové filtry, filtry s piezoelektrickými rezonátory

Piezoelektrické materiály, obzvláště krystal křemene a některé keramické materiály, jsou schopny transformovat elektrickou energii na mechanickou a naopak. V elektrotechnické praxi se tohoto jevu využívá a dosahuje připojením krystalu ke střídavému elektrickému poli, které v materiálu způsobí mechanické vibrace, čímž dojde k vybuzení střídavého signálu na jeho elektrodách (piezoelektrický jev). Krystalový rezonátor, neboli „krystal“, je většinou tvořen destičkou tvaru disku nebo čtverce, vybroušenou pod správným úhlem z monokrystalu křemene SiO_2 , na jejíž strany jsou napařeny kovové elektrody. Celá soustava je umístěna do evakuovaného kovového pouzdra. Na Obr. 5.1 je řez pouzdem s krystalovým filtrem, krystal samotný má vyvedeny pouze dvě elektrody [16],[19].



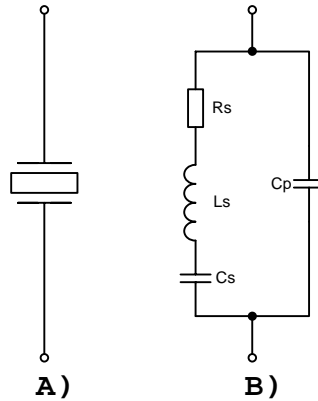
Obr. 5.1: Monolitický krystalový filtr v pouzdře [43]

Protože křemen je anizotropní látka, závisí vlastnosti krystalu (například teplotní stabilita) na úhlu (typu řezu), pod kterým je krystal vybroušen. Nejpoužívanějšími řezy jsou tzv. „AT“ a „SC“. Frekvence kmitání krystalu je nepřímo úměrná tloušťce destičky a závisí na řezu. Pro řez „AT“ platí:

$$f_s = \frac{1675}{a}, \quad (5.1)$$

kde a je tloušťka destičky [19]. U krystalů, pracujících na první harmonické, je z mechanických důvodů maximální dosažitelná frekvence shora omezena kmitočtem kolem 50 MHz. Vyšších kmitočtů je možné dosáhnout použitím harmonického (overtone) krystalu, kmitajícího na násobku první harmonické. Takto lze dosáhnout využití krystalů až do frekvencí kolem 360 MHz [11].

Krystal se z elektrického hlediska chová jako laděný obvod (viz Obr. 5.2) s velmi vysokým činitelem jakosti $Q=10^4$ až 10^6 , se stálostí kmitočtu $\Delta f/f = 10^{-5}$ až 10^{-6} a s možnou zatížitelností $P_Z = 10^{-7}$ až 10^{-2} W (čím nižší úroveň buzení, tím stabilnější kmit) [19]. Většinou se využívá sériová rezonance. V náhradním obvodu označuje C_s mechanickou pružnost krystalu, L_s hmotnost, R_s vysokofrekvenční ztráty - mechanické ztráty v krystalu a C_p respektuje kapacitu držáku krystalu (napášené kovové plochy na destičce), kapacity přívodů a kapacitu pouzdra [16], [19], [38].



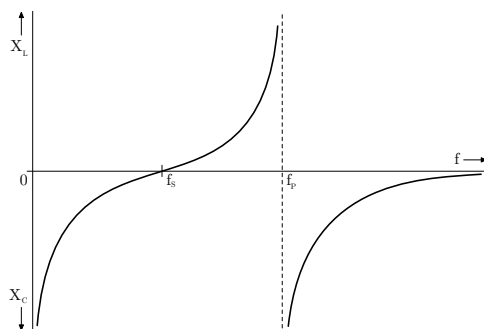
Obr. 5.2: A) Schématická značka krystalu, B) Náhradní obvod [38]

Sériový a paralelní rezonanční kmitočet jsou definovány následujícími vztahy [38]:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (5.2)$$

$$f_p = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 L_s C_s} \left(\frac{C_p + C_s}{C_p} \right)} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_s}{C_p}}, \quad C_s \ll C_p \quad (5.3)$$

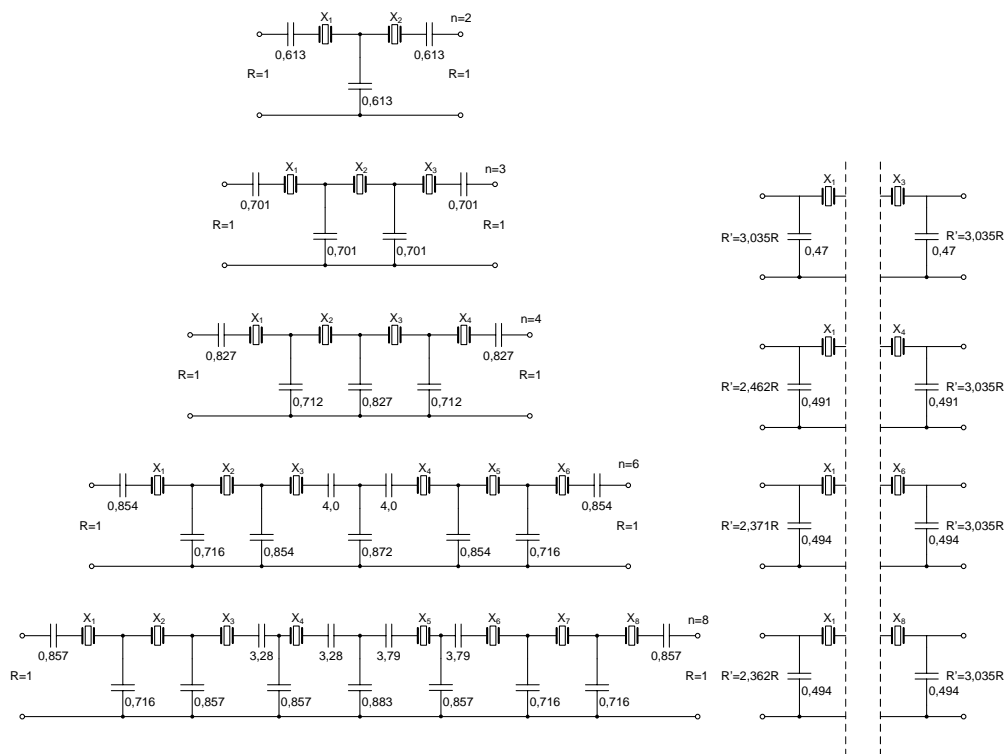
Rezonanční charakteristika, uvedená na Obr. 5.3 ukazuje, že krystal se od kmitočtu f_s do kmitočtu f_p chová jako cívka, toho se využívá v oscilátorových zapojeních [38].



Obr. 5.3: Průběh reaktance krystalu v závislosti na kmitočtu [38]

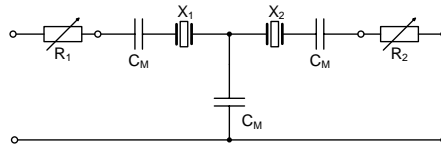
5.1.1 Návrh příčkového filtru

Protože se krystal chová jako paralelní rezonanční obvod s vysokým Q , je možné z jednotlivých krystalů vhodným zapojením skládat úzkopásmové filtry soustředěné selektivity (úzkopásmové propusti) s velice strmými boky (činitel tvaru $\rightarrow 1$). Existuje mnoho jednoduchých i složitějších zapojení (viz např. [16]) s různými vlastnostmi, z nichž byla vybrána tzv. příčková struktura. V tomto zapojení jsou krystalové výbrusy řazeny za sebou v sérii a navzájem jsou vázány sériovými a paralelními kapacitami. Tyto filtry jsou svou konstrukcí vhodné pro amatérskou výrobu. Příčkové filtry je možné sestavovat s pomocí schématu na Obr. 5.4 následujícím postupem, který byl převzat z [8] a [16], prakticky vyzkoušen a doplněn na základě zkušeností s realizovanými obvody:



Obr. 5.4: Koeficienty sériových a paralelních kapacit příčkových krystalových filtrů s počtem krystalů $n=2$ až 8 [8]

1. Nejprve zvolíme počet a frekvenci krystalů f_0 , ze kterých budeme filtr sestavovat. Frekvencí, na které krystalové výbrusy rezonují, je určeno propustné pásmo sestavovaného pásmového filtru. Sériové rezonanční kmitočty f_S jednotlivých krystalů by se měly co nejméně lišit. V literatuře [16] se uvádí, že odchylka jednotlivých krystalů by neměla přesáhnout hodnotu 50 Hz, tento požadavek byl prakticky ověřen a z výsledků vyplynulo, že při použití krystalů, mezi nimiž byly i krystaly, které se od ostatních lišily o 120 Hz, dojde k znerovnoměrnění zvlnění v propustném pásmu. Frekvenci sériové rezonance je možné s vyhovující přesností určit buď čítačem a zapojením krystalu v oscilátoru nebo pomocí spektrálního analyzátoru s tracking generátorem, kdy krystal připojíme mezi vstupní a výstupní svorku přístroje.
2. Dalším krokem návrhu je sestavení měřicího přípravku podle schématu na Obr. 5.5, kde si zvolíme hodnotu kapacity C_M např. v rozsahu 15–82 pF a dosazením do vzorce (5.4) vypočítáme odpovídající zatěžovací impedanci filtru. Ze sady krystalů pro filtr vybereme dva a zapojíme do testovacího přípravku.



Obr. 5.5: Měřicí přípravek pro návrh příčkových krystalových filtrů [16]

$$R = \frac{0,613 \cdot 10^6}{2\pi f_0 C_M} \quad [\Omega, MHz, pF] \quad (5.4)$$

3. Trimry měřicího přípravku nastavíme na hodnotu:

$$R_{1,2} = R - R_{G,I} , \quad (5.5)$$

kde R_G je výstupní odpor tracking generátoru a R_I vstupní odpor spektrálního analyzátoru.

4. Změříme šířku pásma B_M sestaveného testovacího krystalového filtru.
5. Na testovacím přípravku postupně osazujeme vazební kapacity C_M a měříme šířku pásma takto vzniklého jednoduchého filtru se dvěma krystaly. Při každé změně C_M musíme filtr zatížit správnou impedancí, kterou počítáme podle (5.4).
6. Bylo zjištěno, že šířka pásma filtru je nepřímě úměrná druhé odmocnině z velikosti vazební kapacity. Nyní, když jsme provedli úvodní měření a máme přehled o tom, s jakou vazební kapacitou získáme určitou šířku pásma, zvolíme vazební kapacitu tak, aby se šířka pásma testovacího filtru co nejvíce blížila požadované šířce

pásma B_P . Vypočítáme hodnotu vazební kapacity pro požadovanou šířku pásma aplikací vztahu (5.6).

$$C = C_M \cdot \left(\frac{B_M}{B_P} \right)^2 \quad (5.6)$$

7. Po vypočtení nové kapacity ji zapojíme do přípravku namísto původní hodnoty C_M . Podle vztahu (5.4) vypočítáme novou hodnotu zatěžovací impedance filtru, nastavíme trimry R_1 a R_2 a provedeme měření. Pokud dosáhneme požadované šířky pásma, použijeme novou hodnotu zatěžovací impedance k výpočtu kapacity C_0 podle vztahu

$$C_0 = \frac{10^6}{2\pi f_0 R} \quad [pF, MHz, \Omega] \quad (5.7)$$

8. Hodnoty vazebních kapacit výsledného filtru získáme vynásobením koeficientů z vybraného schématu (pro n krystalů) na Obr. 5.4 hodnotou kapacity C_0 .
9. Filtr sestavíme do plechové krabičky a opatříme konektory. Změříme šířku pásma hotového filtru a pokud se liší od předpokladu, změníme hodnoty všech kondenzátorů, přičemž zachováme poměry mezi jejich hodnotami a měření opakujeme. Filtr bude mít v propustném pásmu zvlnění tím větší, čím větší bude jeho impedanční nepřizpůsobení k dalším blokům. Pokud je filtr zakončen impedancí, na kterou byl navržen, bude zvlnění menší než 2 dB.

5.1.2 Příklad návrhu příčkového filtru

1. Zvolíme filtr z šesti krystalů o frekvenci $f_0=6$ MHz. Sériové rezonanční kmitočty f_S jednotlivých krystalů by se měly co nejméně lišit. Proto vybereme šest kusů například z dvaceti a buď měrným oscilátorem nebo spektrálním analyzátozem s tracking generátorem zjistíme f_S jednotlivých krystalů a vybereme šest vhodných kusů.
2. Ze sady vybraných krystalů pro filtr vybereme dva a zapojíme do testovacího přípravku.
3. Zvolíme hodnotu kapacity $C_M=47$ pF a podle schématu na Obr. 5.5 sestavíme měřicí přípravek. Podle (5.4) vypočteme zatěžovací impedanci filtru:

$$R = \frac{0,613 \cdot 10^6}{2\pi f_0 C_M} = \frac{0,613 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 47} = 346 \Omega. \quad (5.8)$$

4. Trimry R_1, R_2 nastavíme na hodnotu $R_{1,2} = R - R_{G,I} = 346 - 50 = 296 \Omega$.
5. Změřením šířky pásma sestaveného krystalového filtru jsme zjistili hodnotu $B_M=1836$ Hz.



Obr. 5.6: Testovací zapojení s $C_M=47$ pF - šířka pásma pro pokles o 3 dB

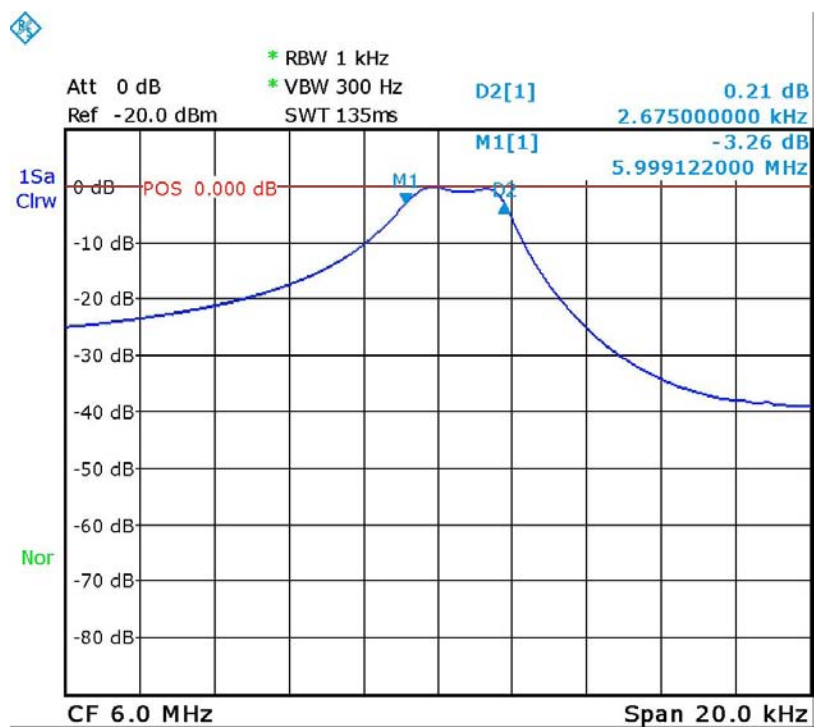
6. Nyní, když známe hodnotu vazební kapacity $C_M=47$ pF a změřenou šířku pásma $B_M=1836$ Hz, vypočteme hodnotu vazební kapacity pro požadovanou šířku pásma např. $B_P=2400$ Hz.

$$C = C_M \cdot \left(\frac{B_M}{B_P} \right)^2 = 47 \cdot \left(\frac{1836}{2400} \right)^2 = 27,5 \text{ pF} \quad (5.9)$$

7. Vypočtenou hodnotu kapacity C zaokrouhlíme do řady a zapojíme do přípravku namísto původní hodnoty 47 pF. Podle vztahu (5.4) vypočítáme novou hodnotu zatěžovací impedance filtru:

$$R = \frac{0,613 \cdot 10^6}{2\pi f_0 C_M} = \frac{0,613 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 27} = 602 \Omega, \quad (5.10)$$

nastavíme trimry $R_{1,2} = R - R_{G,I} = 602 - 50 = 552 \Omega$ a provedeme měření.



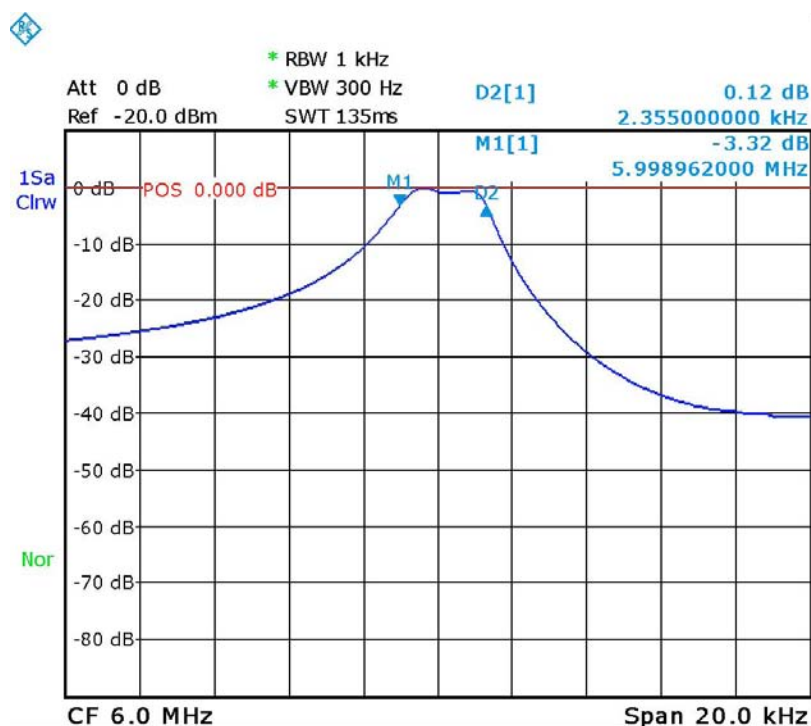
Obr. 5.7: Testovací zapojení s $C_M=27$ pF - šířka pásma pro pokles o 3 dB

Požadované šířky pásma nebylo dosaženo (pásma propustnosti na Obr. 5.7 je nyní příliš široké), proto použijeme kondenzátor s vyšší kapacitou (vybereme z řady), čímž docílíme mírného zúžení pásma. S kapacitou 47 pF je pásma příliš úzké, při 27 pF už široké, proto zvolíme z řady hodnotu mírně vyšší než 27 pF, a to 33 pF. Přepočítáme impedanci:

$$R = \frac{0,613 \cdot 10^6}{2\pi f_0 C_M} = \frac{0,613 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 33} = 493 \Omega \quad (5.11)$$

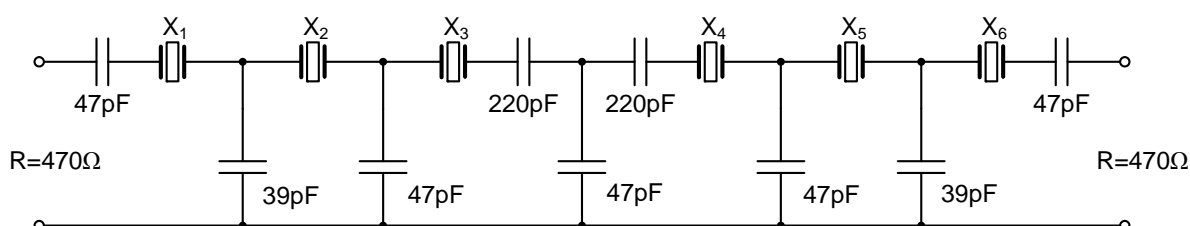
a tuto novou hodnotu zatěžovací impedance (pro kondenzátor 33 pF) již použijeme k výpočtu kapacity C_0 podle vztahu (5.7):

$$C_0 = \frac{10^6}{2\pi f_0 R} = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 493} = 53,8 \text{ pF}. \quad (5.12)$$



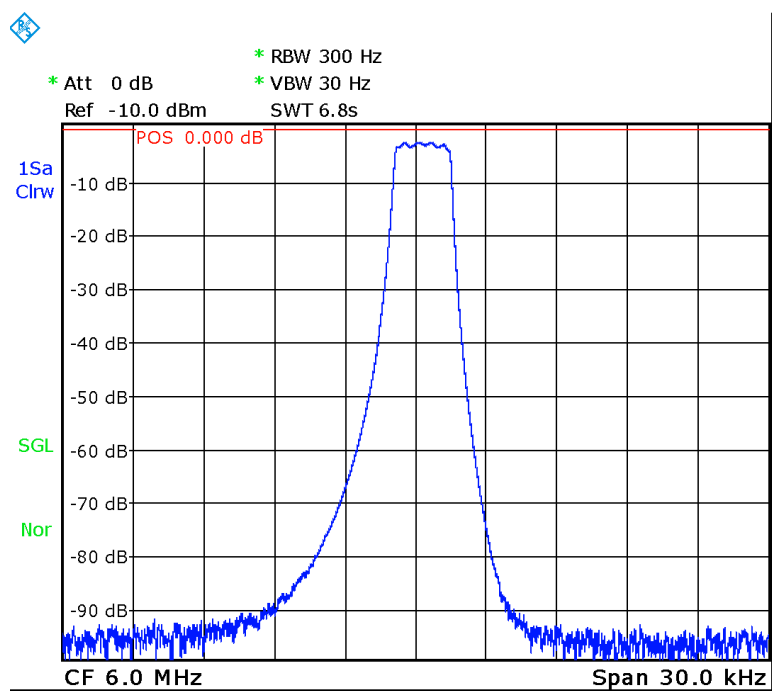
Obr. 5.8: Testovací zapojení s $C_M=33$ pF - šířka pásma pro pokles o 3 dB

8. Zvolili jsme filtr ze šesti krystalů, proto na Obr. 5.4 vybereme schéma filtru se šesti krystaly a hodnoty vazebních kapacit získáme vynásobením koeficientu příslušného kondenzátoru s vypočtenou hodnotou kapacity C_0 a zaokrouhlením na nejbližší hodnotu z řady, případně složením požadované hodnoty z více kondenzátorů. Zaokrouhlením hodnot kondenzátorů dojde ke změně impedance filtru, a proto musíme počítat s nárůstem zvlnění v propustném pásmu nebo musíme změnit zatěžovací impedance. Výsledkem návrhu je schéma na Obr. 5.9.

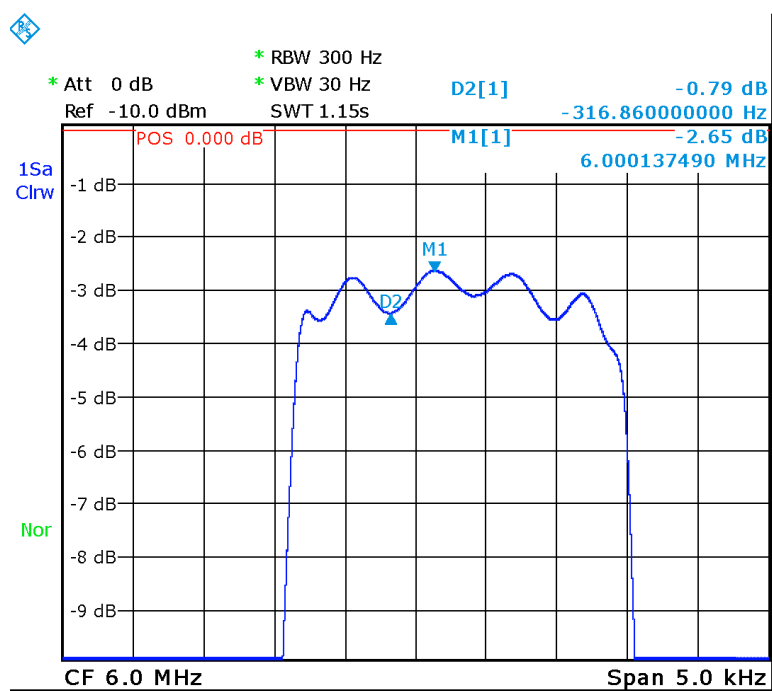


Obr. 5.9: Výsledek návrhu - schéma zapojení šestikrystalového filtru

Spektrogramy na Obr. 5.10 a Obr. 5.11 ukazují výsledky měření frekvenční charakteristiky krystalového filtru z Obr. 5.9. Vstup i výstup filtru byl při měření k impedanci spektrálního analyzátoru přizpůsoben paralelními rezonančními obvody, tedy obdobným způsobem, který je popsán v kapitole 6.2 na straně 44.



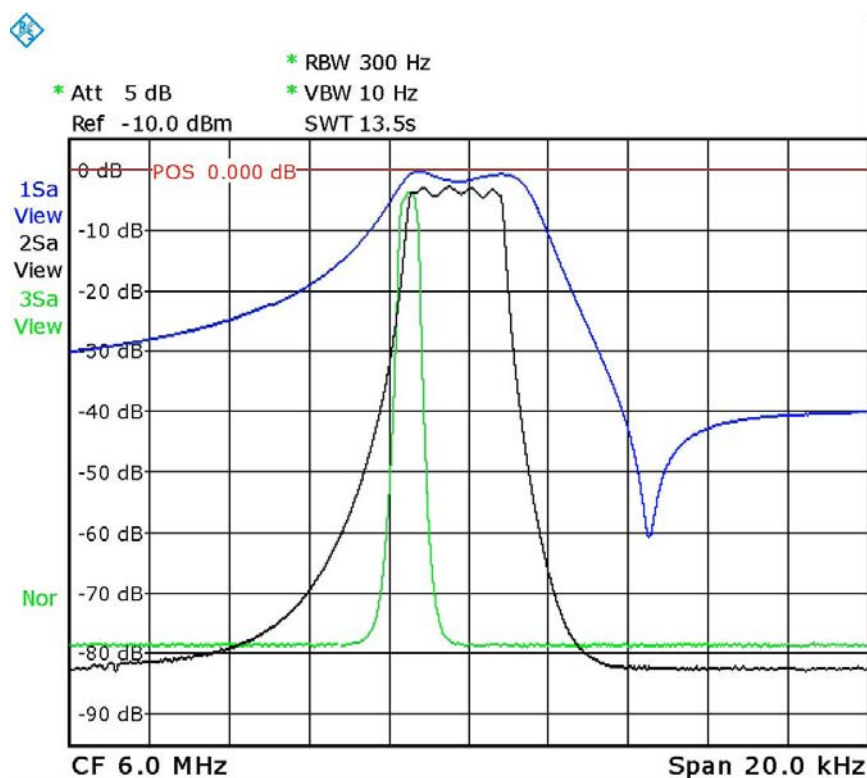
Obr. 5.10: Výsledek návrhu - přenosová charakteristika realizovaného šesti-krytalového filtru



Obr. 5.11: Výsledek návrhu - přenosová charakteristika realizovaného šesti-krytalového filtru - detail zvlnění v propustném pásmu

5.1.3 Filtr pro SSB, CW a Roofing filtr

Postupem popsaným v předchozí podkapitole byly zhotoveny filtry pro CW a SSB. Šířka pásma byla zvolena 2400 Hz pro SSB filtr a 400 Hz pro CW filtr. Dále byl navržen tzv. „Roofing filtr“, který následuje za MF zesilovačem viz Obr. 2.1 a přispívá ke snížení šumu na vstupu BFO, čímž zajišťuje zvýšení S/N (signál/šum). Šířka pásma tohoto filtru je $\approx 3,5$ kHz a byla volena tak, aby v jeho pásmu propustnosti ležela propustná pásma obou výše zmíněných filtrů viz Obr. 5.12, a aby tak nedocházelo k dodatečnému nadměrnému útlumu signálů, které prošly CW, případně SSB filtrem. CW a SSB filtry byly vestavěny do krabiček z pocínovaného plechu (typ AH101) a opatřeny SMA konektory. Při realizaci Roofing filtru se ukázalo, že střed pásma propustnosti filtru je nutné kmitočtově „posunout“ směrem k nižším frekvencím. Šířka pásma filtru se zvětšuje tak, že krystal je rozladován kondenzátory směrem k vyšším frekvencím. Chceme-li filtr přeladit směrem k nižším kmitočtům, je možné toto realizovat cívkou o vhodně zvolené hodnotě indukčnosti. V našem případě se jako vhodná ukázala být cívka o indukčnosti $39 \mu\text{H}$ (opět laditelná TOKO jako v případě vstupních filtrů). Impedance roofing filtru pak byla určena experimentálně - zatížením filtru odporovými trimry a jejich nastavením tak, aby zvlnění v propustném pásmu bylo minimální (při současném sledování útlumové charakteristiky na spektrálním analyzátoru s tracking generátorem). Parametry navržených filtrů shrnuje Tab. 5.1. Další charakteristiky s výsledky měření viz příloha A. Obvodová schémata, týkající se krystalových filtrů, jsou uvedena v příloze B.



Obr. 5.12: Frekvenční charakteristiky CW (zelená), SSB (černá) a Roofing filtru (modrá)

Tab. 5.1: Parametry navržených a realizovaných krystalových filtrů

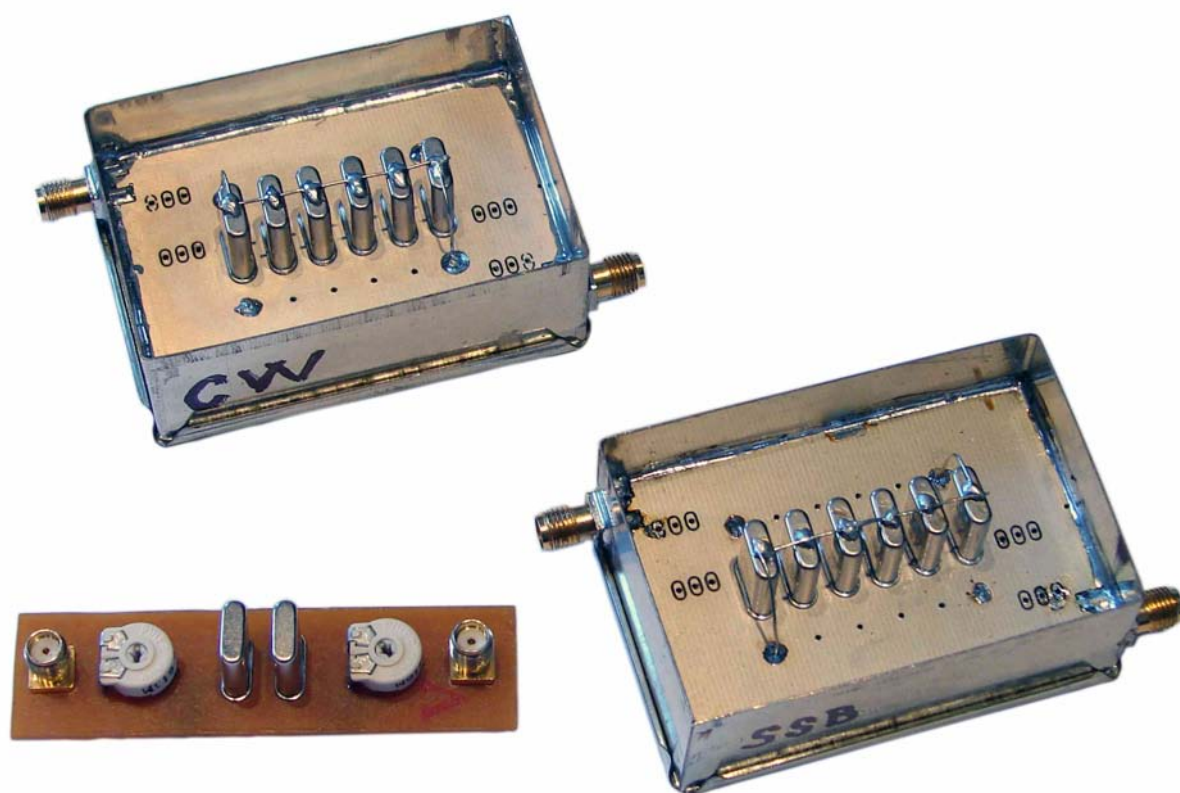
Typ	Vložný útlum [dB]	B_6 [Hz]	B_{60} [Hz]	Činitel tvaru K_R [-]
CW	4,74	423	983	2,3
SSB	2,98	2466	5289	2,1
Roofing	≈ 3	3513	-	-

Vysvětlivky:

B_6 šířka pásma filtru pro pokles přenosové charakteristiky o 6 dB vůči maximu

B_{60} šířka pásma filtru pro pokles přenosové charakteristiky o 60 dB vůči maximu

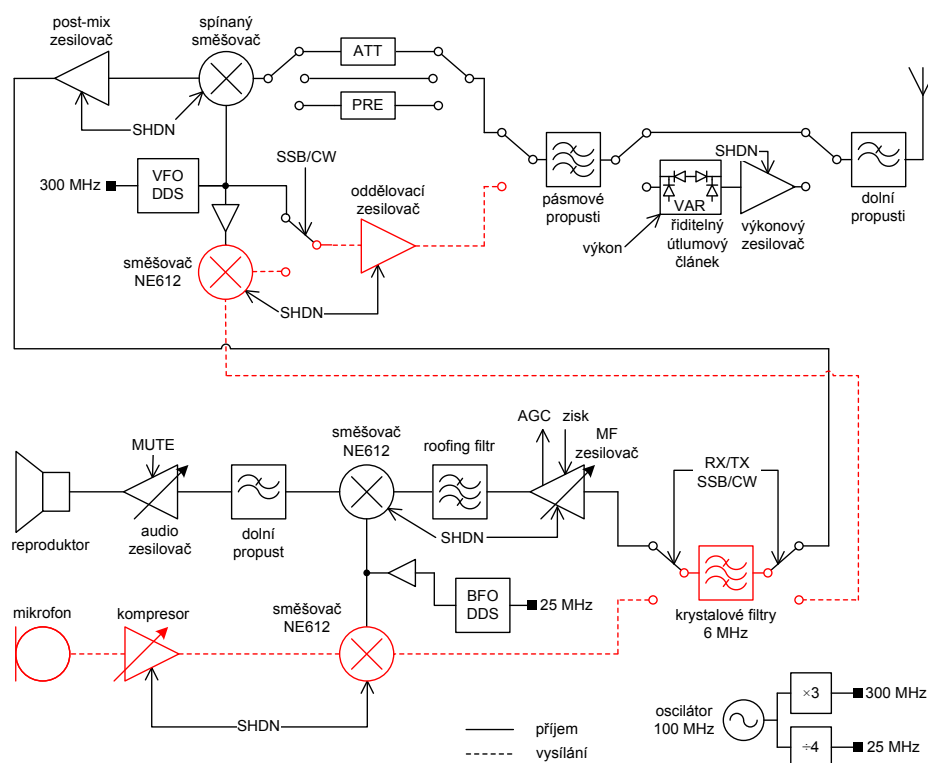
K_R činitel tvaru ($K_R = \frac{B_{60}}{B_6}$ [16])



Obr. 5.13: Fotografie realizovaných prototypů mezifrekvenčních krystalových filtrů pro CW a SSB (v krabičkách). Na samostatné DPS testovací přípravek používaný při návrhu.

6 BUDIČ SSB - GENEROVÁNÍ SIGNÁLU SSB

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2, pro generování SSB signálu byla zvolena tzv. filtrační metoda. Červeně zvýrazněné bloky na Obr. 6.1 zachycují část vysílacího řetězce, která slouží právě ke generování signálu SSB uvedenou metodou.



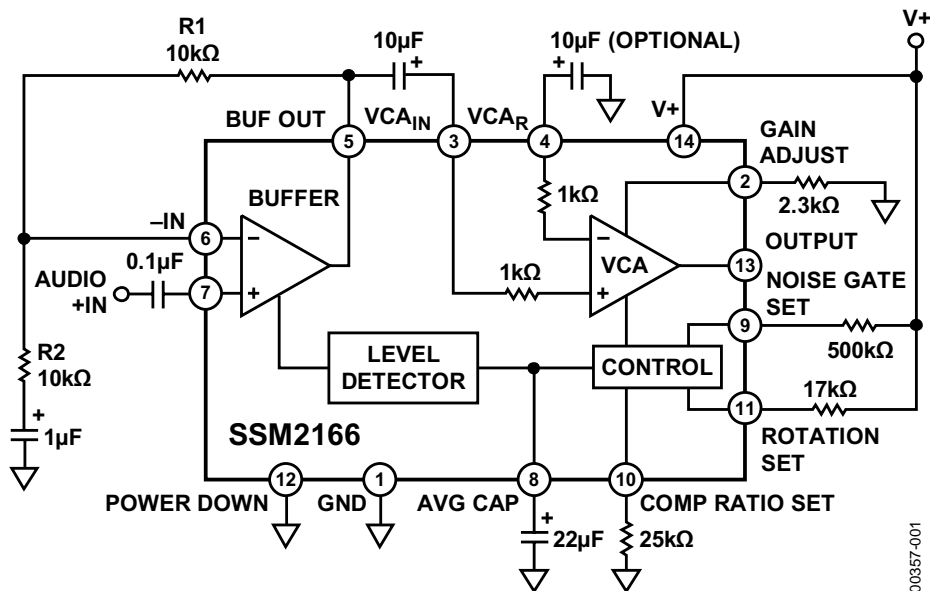
Obr. 6.1: Blokové schéma budiče SSB signálu (červeně zvýrazněná část)

Modulační signál z mikrofону je zesílen, upraven v kompresoru dynamiky a přiveden na vstup dvojité vyvážené směšovače SA612, kde dochází ke směšování se signálem přivedeným z BFO. Kmitočet tohoto signálu není stále stejný. Při vysílání na kmitočtech nižších než 10 MHz se k přenosu hlasu podle dohody využívá dolní (LSB - Lower Side Band) postranní pásmo DSB signálu a při vysílání na kmitočtech vyšších než 10 MHz pásmo horní (USB - Upper Side Band). Za prvním směšovačem tedy získáme DSB signál s potlačenou nosnou a tento přivedeme do krystalového filtru. Krystalovým filtrem z DSB signálu vybereme jedno postranní pásmo a získáme signál SSB. Výběr postranního pásma je řešen právě změnou kmitočtu BFO oscilátoru, jehož nosnou nastavíme buď ke spodnímu nebo k hornímu okraji filtru, čímž vybereme požadovaný zázněj. Takto získaný SSB signál je přiveden na výstupní směšovač, kde dojde k jeho směšování se signálem z VFO a tím k frekvenční translaci na žádaný vysíací kmitočet. Dále je signál zpracován oddělovacím zesilovačem, který přizpůsobí vysokou výstupní impedanci směšovače k nízké vstupní impedanci pásmových filtrů. Signál je pásmově filtrován a poté přiveden do výkonového zesilovače, kde je zesílen a přes výstupní filtry druhé harmonické přiveden do antény, odkud je vyzářen.

6.1 Mikrofonní zesilovač a kompresor dynamiky

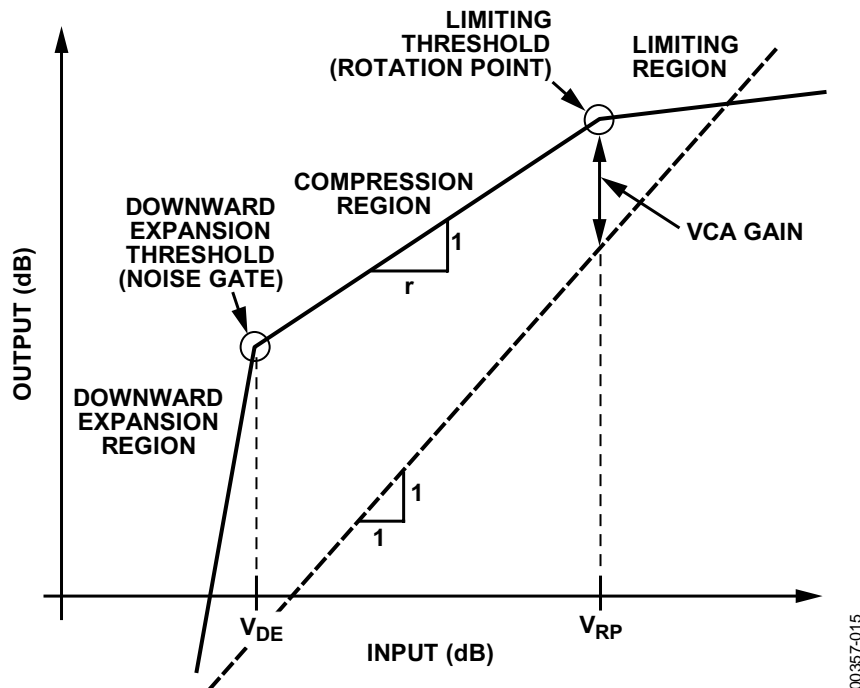
Výstupní výkon je při vysílání závislý na úrovni buzení. Je tedy třeba zajistit, aby se úroveň buzení, která při SSB provozu závisí na intenzitě hlasu operátora, při vysílání měnila co nejméně. Vysílaný výkon pak bude stále stejný pro člověka, který mluví tiše, i pro člověka mluvícího velmi hlasitě. Slabý signál je tedy třeba zesílit a silný signál z mikrofonu je třeba zeslabit tak, aby nedošlo k přebuzení aktivních prvků a vzniku zkreslení vysílaného signálu. Elektronický obvod, který k tomuto účelu lze použít, je v podstatě napětím řízený zesilovač se zápornou zpětnou vazbou, jehož zesílení je nepřímo úměrné amplitudě zpracovávaného signálu.

Pro praktickou realizaci byl zvolen kompletní systém na čipu od firmy Analog Devices s typovým označením SSM2166. Blokové schéma obvodu je na Obr. 6.2



Obr. 6.2: Blokové schéma kompresoru dynamiky a typické zapojení pro zpracování hlasu [42]

Obr. 6.3 znázorňuje typickou převodní charakteristiku obvodu SSM2166, kde výstupní úroveň je vynesena v decibelech jako funkce vstupní úrovně v decibelech. Čárkovaná čára označuje převodní charakteristiku zesilovače se zesílením rovným jedné. Pro vstupní signály v rozsahu od V_{DE} (downward expansion – sestupná expanze) do V_{RP} (rotation point – bod otočení) způsobí změna vstupního signálu o r dB změnu výstupního signálu o 1 dB, kde r definuje kompresní poměr. Kompresní poměr může být změněn od 1:1 (bez komprese) až k 15:1 (vysoká komprese) pomocí rezistoru R_{COMP} . Vstupní signály s úrovní převyšující V_{RP} jsou komprimovány s pevným kompresním poměrem přibližně 15:1.



Obr. 6.3: Obecná převodní charakteristika obvodu SSM2166 [42]

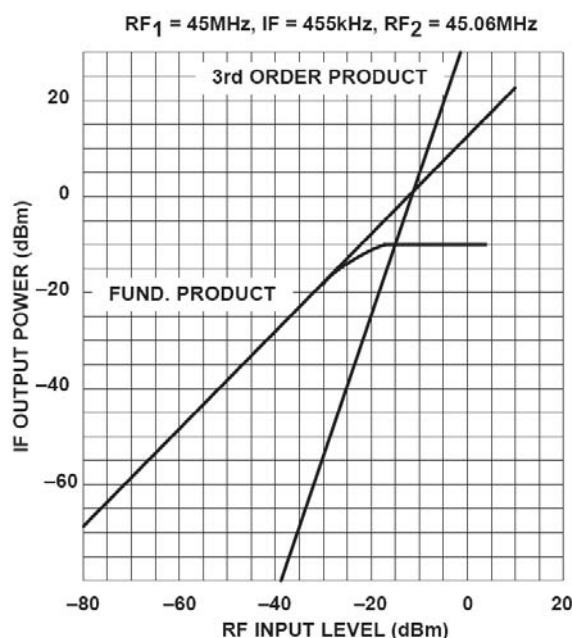
Část charakteristiky nad úrovní V_{RP} se nazývá oblastí limitace. Změna kompresního poměru nemá žádný vliv na oblast limitace. Bod zlomu mezi oblastmi komprese a limitace je uváděn jako práh limitace nebo „bod otočení“ a je možné ho uživatelsky nastavit. Termín „bod otočení“ je odvozen z pozorování, že přímá linie v oblasti komprese se ve vstupně – výstupní charakteristice při změně kompresního poměru otáčí právě kolem tohoto bodu. Zisk systému se vstupním signálem o úrovní V_{RP} je pevně nastaven pomocí R_{GAIN} bez ohledu na kompresní poměr a je jmenovitým ziskem systému. Jmenovitý zisk systému lze zvýšit díky vstupnímu napěťovému zesilovači až na 20 dB. Navíc lze zisk vstupního oddělovacího zesilovače nastavit pomocí R_1 a R_2 na hodnotu 0–20 dB. Vstupní signály s úrovní nižší než V_{DE} jsou „sestupně expandovány“, což znamená, že pokles vstupního signálu o 1 dB vyvolá pokles výstupního signálu přibližně o 3 dB. V důsledku toho je zisk systému velmi malý pro slabé signály, ačkoli pro slabé signály, které přesahují úroveň V_{DE} , je zisk již poměrně velký. Práh sestupné expanze V_{DE} je nastavitelný rezistorem R_{GATE} , připojeným na Pin 9 (NOISE GATE SET), viz Obr. 6.2. SSM2166 je opatřen CMOS-kompatibilním digitálním vstupem, kterým lze obvod uvést do režimu spánku, což redukuje jeho proudovou spotřebu na hodnotu menší než 100 μA . (Přeloženo z anglického originálu [42].)

Obvod tedy účinně potlačuje šумы a hluky – například „dýchání“, přičemž tichý hlas zesiluje a silný hlas potlačuje, čímž zajišťuje poměrně neměnnou úroveň signálu na vstupu prvního směšovače. Tímto způsobem je zajištěna téměř konstantní úroveň pro budič výkonového stupně.

6.2 Směšovače SA612 - Kalkulace úrovní a impedanční přizpůsobení krystalových filtrů

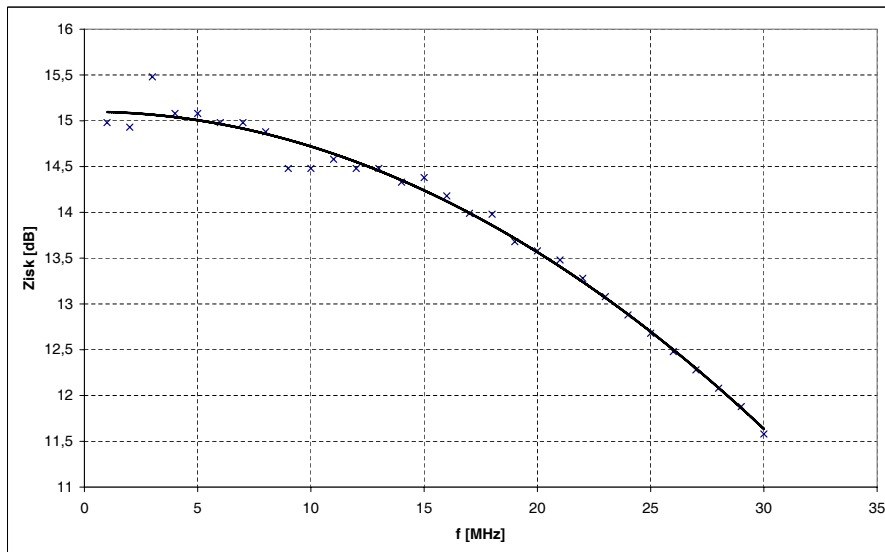
Jako směšovače ve vysílací cestě transceiveru byly použity obvody SA612. Jedná se o tzv. Gilbertovu buňku, tedy dvojitě vyvážený směšovač, který na svém výstupu potlačuje jak vstupní signál, tak signál lokálního oscilátoru. Vstupy i výstupy lze zapojit nesymetricky vzhledem ke společné svorce (zemi), což zjednodušuje jeho použití, neboť vstupní i výstupní signály není třeba přivést přes symetrizační transformátory [38]. Předností směšovače je nízká spotřeba a schopnost zpracovávat signály do kmitočtu 500 MHz. Pro správnou funkci a minimální konverzní ztráty je třeba na vstup lokálního oscilátoru přivést dostatečně silný signál o úrovni 200–300 mV_{RMS} [23].

Aby nedošlo k přebuzení směšovačů silným signálem z mikrofonního zesilovače, popsaného v předchozí kapitole, je třeba uvážit a správně nastavit úrovně vstupních signálů.



Obr. 6.4: IP3 a komprese směšovače SA612 [39]

Při kalkulaci úrovní vyjdeme z Obr. 6.4, ze kterého vyplývá, že úroveň vstupního signálu směšovače by neměla být větší než -30 dBm. Budeme tedy předpokládat vstupní signál druhého směšovače (ve vysílací cestě) o této úrovni. Před směšovačem je zařazen krystalový filtr viz Obr. 6.1 o útlumu minimálně 2 dB. Na výstupu prvního směšovače tedy nesmí být signál o úrovni vyšší než -28 dBm. Konverzní zisk prvního směšovače je maximálně 15 dB viz Obr. 6.5, z čehož vyplývá, že aby nedošlo k přebuzení druhého směšovače, nesmí vstupní signál prvního směšovače mít úroveň vyšší než -43 dBm. Na výstupu obvodu SSM2166 zatíženém odporem 5 kΩ je napětí 1,4 V_{RMS}, což přibližně odpovídá výkonu -4 dBm. Tento výkon je třeba snížit tak, aby směšovače nebyly přebuzeny. Do cesty signálu tedy zařadíme RF attenuátor s útlumem alespoň 39 dB, abychom dosáhli požadované úrovně budicího signálu -43 dBm.

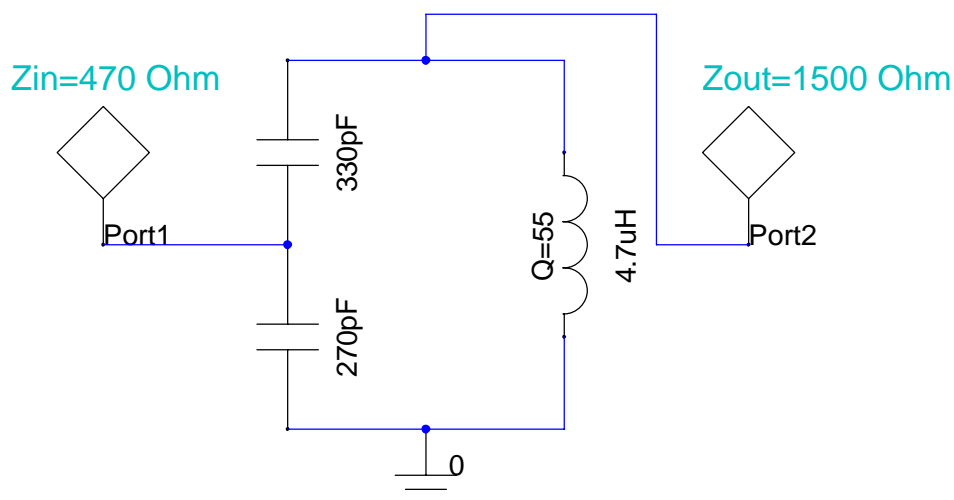


Obr. 6.5: Změřený konverzní zisk směšovače SA612

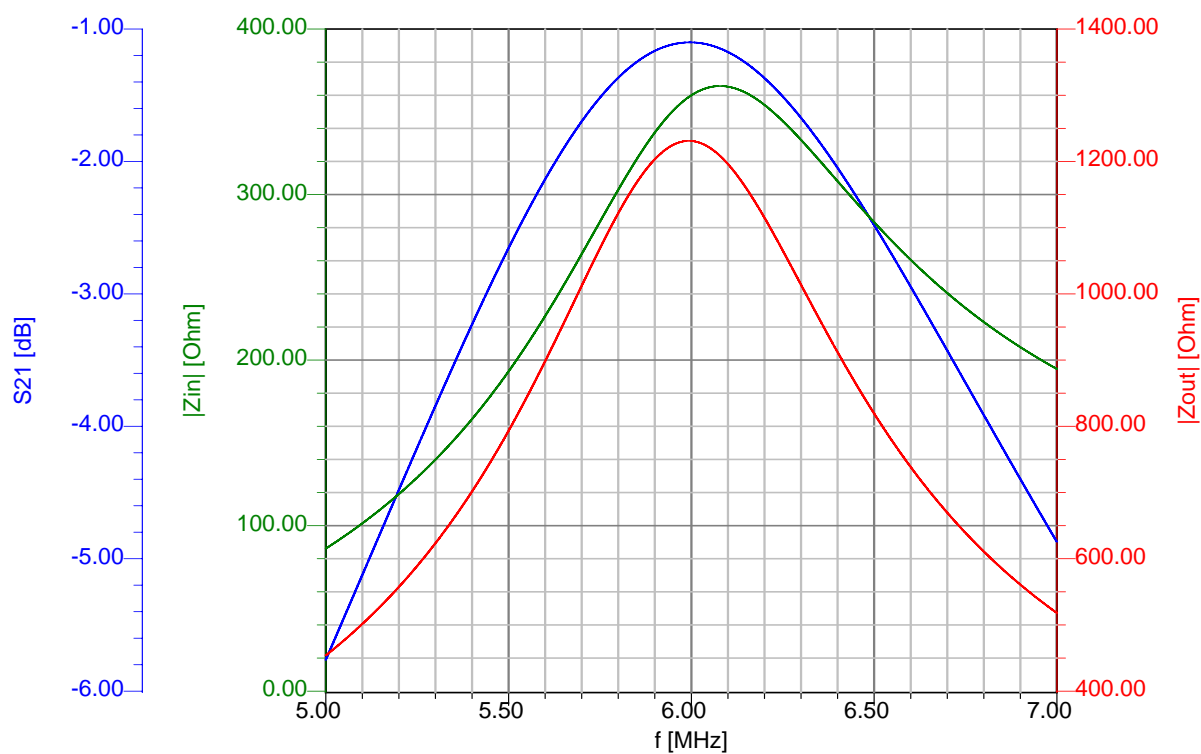
Jak bylo zmíněno v kapitole 5.1.1, závisí zvlnění v propustném pásmu krystalového filtru na zatěžovací impedanci, která je připojena k jeho vstupním a výstupním svorkám. V našem případě jsou CW a SSB krystalové filtry zapojeny mezi výstupní/vstupní svorku prvního/druhého směšovače, jejichž výstupní/vstupní odpory jsou podle [39] 1,5 k Ω . Impedance CW filtru je 70 Ω a SSB filtru 470 Ω . Pokud bychom tedy filtr připojili přímo ke směšovači, došlo by vlivem impedančního nepřizpůsobení k velkému nárůstu zvlnění v propustném pásmu, což by současně vedlo ke značnému zvýšení vloženého útlumu filtru. Tento stav je nepřijatelný. Směšovače je třeba k filtru výkonově přizpůsobit.

K transformaci impedance lze použít například tzv. UNUN (UNbalanced–UNbalanced) transformátor, což je transformátor impedance, který je na vstupu i na výstupu vůči společné svorce (zemi) nesymetrický. V případě CW filtru s impedancí $\approx 70 \Omega$ by byl impedanční poměr cca 1:21, a tedy poměr závitů 1:4,6 (transformace impedance s druhou mocninou počtu závitů na jádru) a transformátor realizovaný na toroidu by musel být vinut pěti vodiči současně, což je technologicky nevhodné.

Proto byla zvolena varianta transformace pomocí paralelního rezonančního obvodu s kapacitní odbočkou. Tento způsob je snadno realizovatelný, neboť obvod lze díky laditelným cívkám doladit do rezonance na požadovaném kmitočtu, a impedanci, na kterou se má transformovat, lze jednoduše nastavit vhodným poměrem kapacit – viz Obr. 3.7. Transformace rezonančním obvodem je vzhledem k šířce pásma přizpůsobovaných obvodů (≈ 500 a 2400 Hz) dostatečně širokopásmová, protože 3 dB šířka pásma transformačního obvodu na frekvenci 6 MHz je ≈ 800 kHz. Následující schéma zachycuje obvod použitý k přizpůsobení impedance směšovačů k SSB filtru. K přizpůsobení CW filtru je použit obvod obdobný, pouze kapacitní dělič má jiný dělicí poměr.



Obr. 6.6: Schéma paralelního rezonančního obvodu pro impedanční přizpůsobení krystalových filtrů

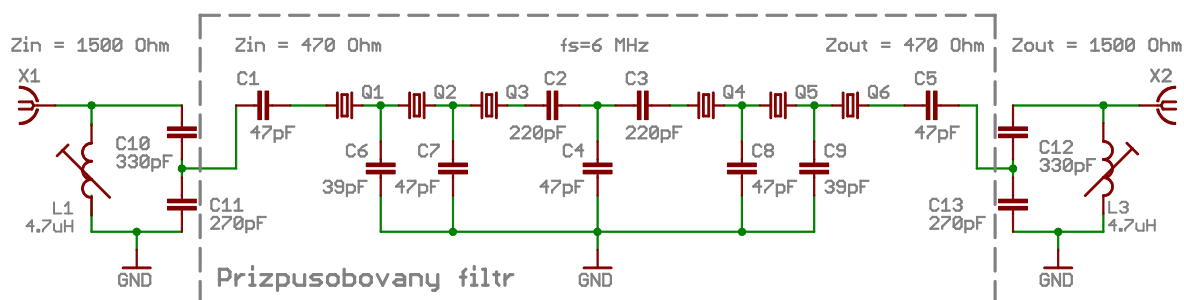


Obr. 6.7: Frekvenční charakteristiky transformačního přizpůsobovacího obvodu z Obr. 6.6

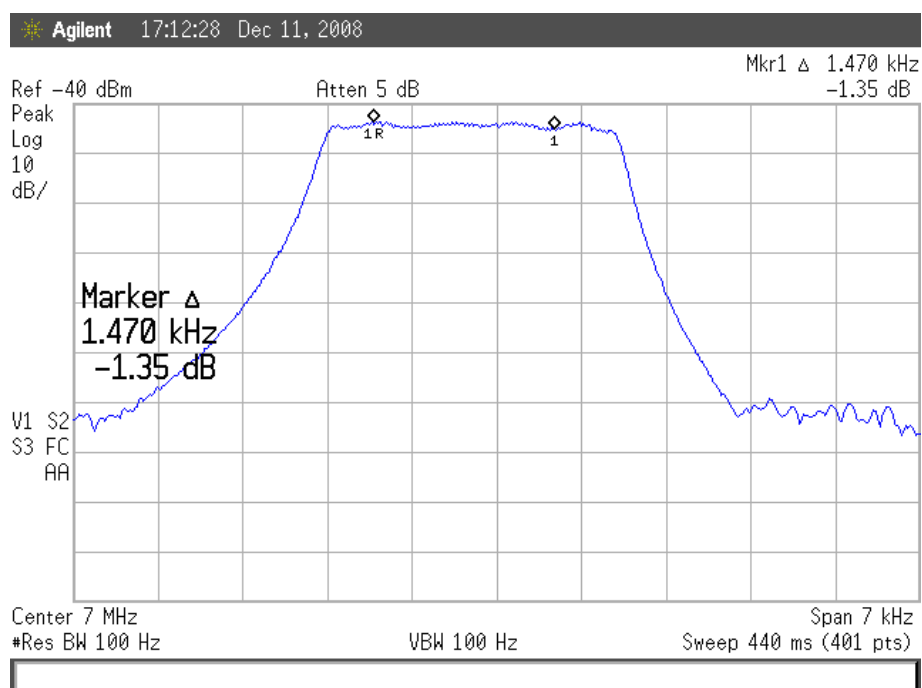
Z Obr. 6.7 je patrné, že obvod netransformuje impedanci přesně tak, jak bychom požadovali (vlivem konečného a nízkého $Q=55$ použité cívky, u kondenzátorů je předpoklad $Q=1000$), a tedy, že impedance na straně filtru není přesně $470\ \Omega$ a na straně směšovače

1500 Ω . Z výsledků měření přenosové charakteristiky filtrů zapojených mezi směšovače však vyplývá, že filtry jsou přizpůsobeny velice dobře, protože zvlnění propustného pásma je minimální, viz Obr. 6.9 a Obr. 6.10 .

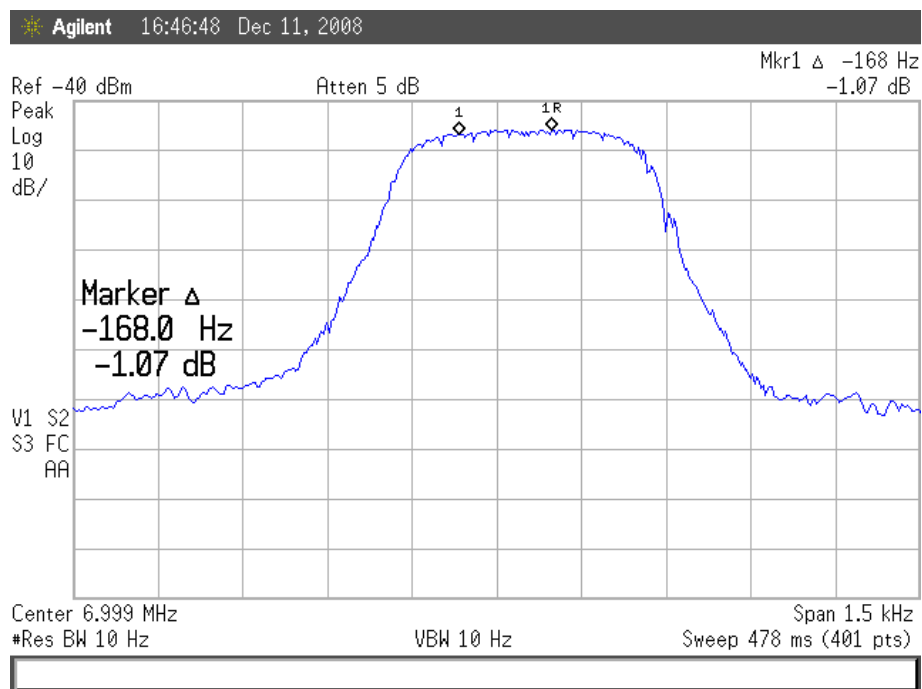
Následující obrázek ukazuje schéma navrženého SSB filtru doplněného o přizpůsobovací obvody.



Obr. 6.8: Schéma SSB filtru včetně přizpůsobovacích obvodů



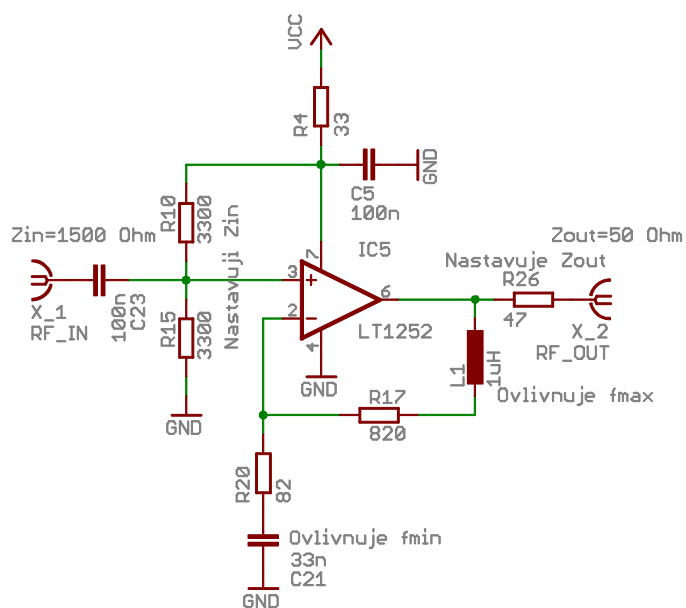
Obr. 6.9: Frekvenční charakteristika SSB filtru zapojeného mezi první a výstupní směšovač



Obr. 6.10: Frekvenční charakteristika CW filtru zapojeného mezi první a výstupní směšovač

6.3 Oddělovací zesilovač

Oddělovací zesilovač je zapojen na výstupu druhého (výstupního) směšovače SA612, jehož



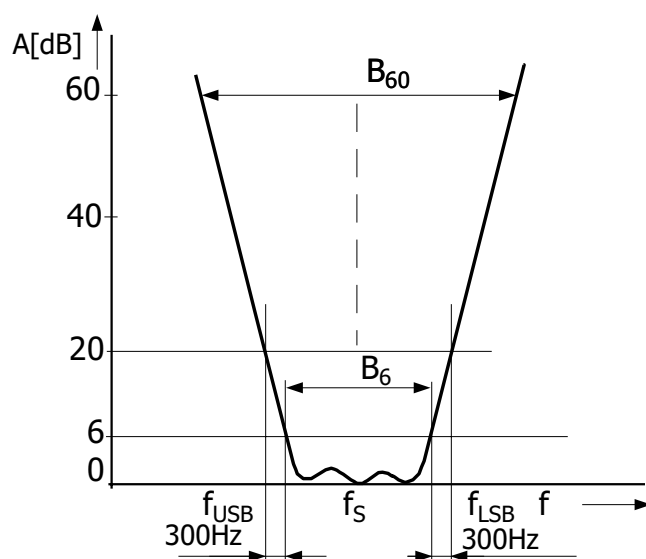
Obr. 6.11: Schéma zapojení oddělovacího zesilovače

výstupní impedance je $1,5\text{ k}\Omega$. Zesilovač je zapojen jako neinvertující a v tomto bodě plní dvě funkce. Je pomocí něj provedeno impedanční přizpůsobení a zesiluje výstupní signál směšovače na úroveň $\approx 0\text{ dBm}$, vhodnou pro buzení koncového stupně. Obvod je tvořen operačním zesilovačem LT1252, primárně určeným pro zpracování videosignálu. Podle [31] je vhodný pro buzení nízkoimpedanční zátěže, jako je například koaxiální kabel nebo kmitočtový filtr, a jeho kmitočtová charakteristika vykazuje zvlnění pouze $0,1\text{ dB}$ až do kmitočtu 30 MHz . Šířka pásma je tedy pro danou aplikaci dostatečná. Průběh kmitočtové charakteristiky je v zapojení linearizován zápornou, kmitočtově závislou zpětnou vazbou, kterou je také nastaveno zesílení na hodnotu $\approx 20\text{ dB}$. Hodnoty zpětnovazebních reaktancí byly navrženy pomocí simulace v obvodovém simulátoru PSpice [34].

6.4 Nastavení kmitočtu nosné prvního směšovače

Jak bylo uvedeno na začátku této kapitoly, dochází při změně vysílacího kmitočtu k přepínání mezi módy LSB a USB. Je tedy třeba vhodně nastavit kmitočet nosné vlny vzhledem k útlumové charakteristice SSB filtru.

Nastavení kmitočtu nosné je dáno průběhem útlumové charakteristiky filtru SSB signálu. K určení hledaného kmitočtu nosné použijeme Obr. 6.12, na kterém je znázorněn vztah polohy kmitočtů nosné k průběhu útlumové charakteristiky filtru [16].



Obr. 6.12: Nastavení kmitočtů nosné podle útlumové charakteristiky filtru (převzato z [16] a upraveno)

Jak kmitočet nosné horního postranního pásma f_{USB} , tak kmitočet nosné dolního postranního pásma f_{LSB} by měly mít takovou hodnotu, aby při provozu odpovídal modulární kmitočet 300 Hz vždy kmitočtu, majícímu na útlumové charakteristice útlum 6 dB ,

tj. kmitočet f_{USB} bude dán vztahem:

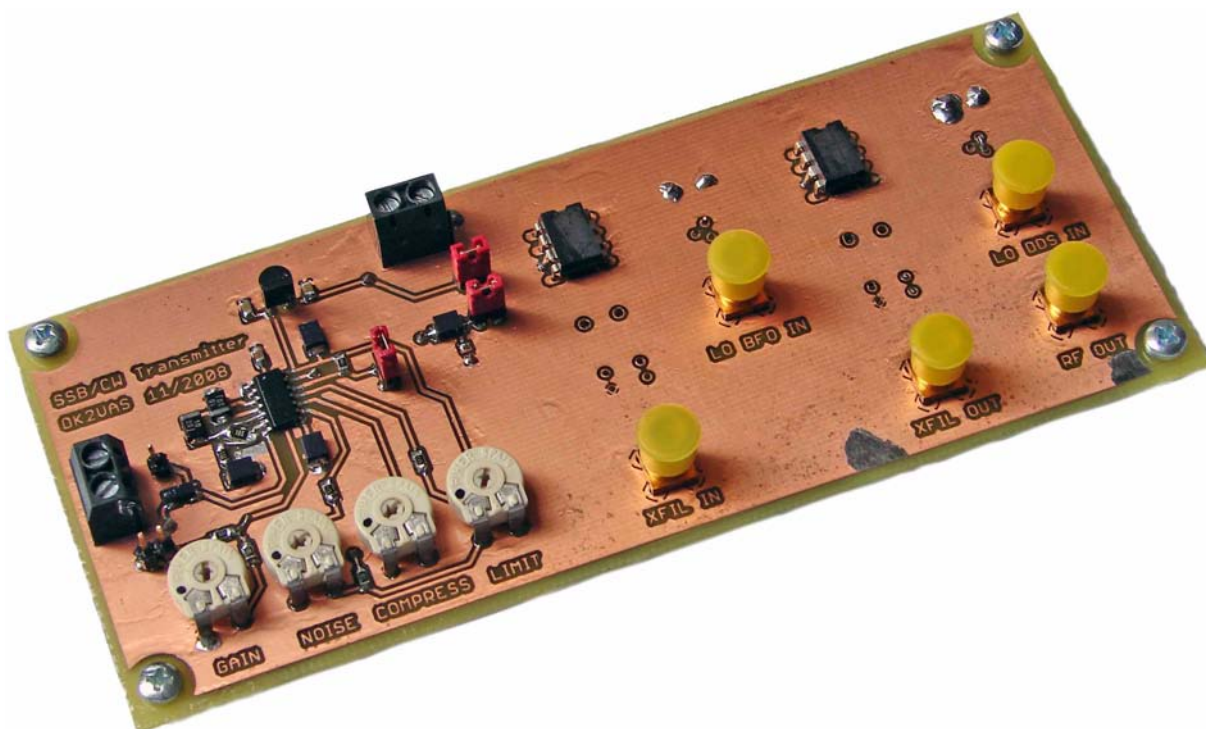
$$f_{USB} = f_S - \frac{B_6}{2} - 300 \quad [Hz, Hz], \quad (6.1)$$

a kmitočet nosné pro dolní postranní pásmo f_{LSB} bude:

$$f_{LSB} = f_S + \frac{B_6}{2} + 300 \quad [Hz, Hz]. \quad (6.2)$$

Kvalitní filtr pro SSB má pro takto určené kmitočty vždy větší útlum než 20 dB [16]. Měřením bylo ověřeno, že realizovaný SSB filtr toto kritérium splňuje pouze pro jeden z kmitočtů, útlum pro f_{USB} je 17,2 dB a pro f_{LSB} je 23,7 dB viz příloha A.

6.5 Fotografie prototypu budiče SSB



Obr. 6.13: Fotografie desky budiče SSB signálu

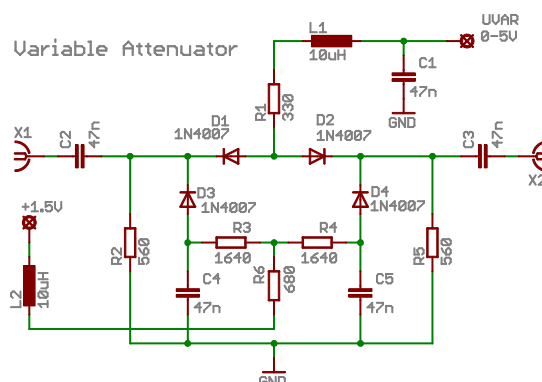
Na Obr. 6.13 je fotografie desky budiče SSB signálu. V levé části je osazen mikrofonní předzesilovač SSM2166, který pracuje jako kompresor dynamiky, a odporové trimry sloužící k nastavení jeho kompresní charakteristiky a zisku. Svorkovnice zcela vlevo slouží k připojení elektretového mikrofону. Svorkovnice v horní části desky slouží k připojení napájecího napětí 8,6 V. V pravé části jsou osazeny směšovače SA612 a vstupní/výstupní konektory pro připojení signálů oscilátorů BFO a VFO, konektory pro připojení krystalového filtru a výstupní konektor, ze kterého je odebírán SSB modulovaný VF signál určený k dalšímu zpracování, tedy zesílení, filtrování a vyzáření anténou.

7 KONCOVÝ STUPEŇ

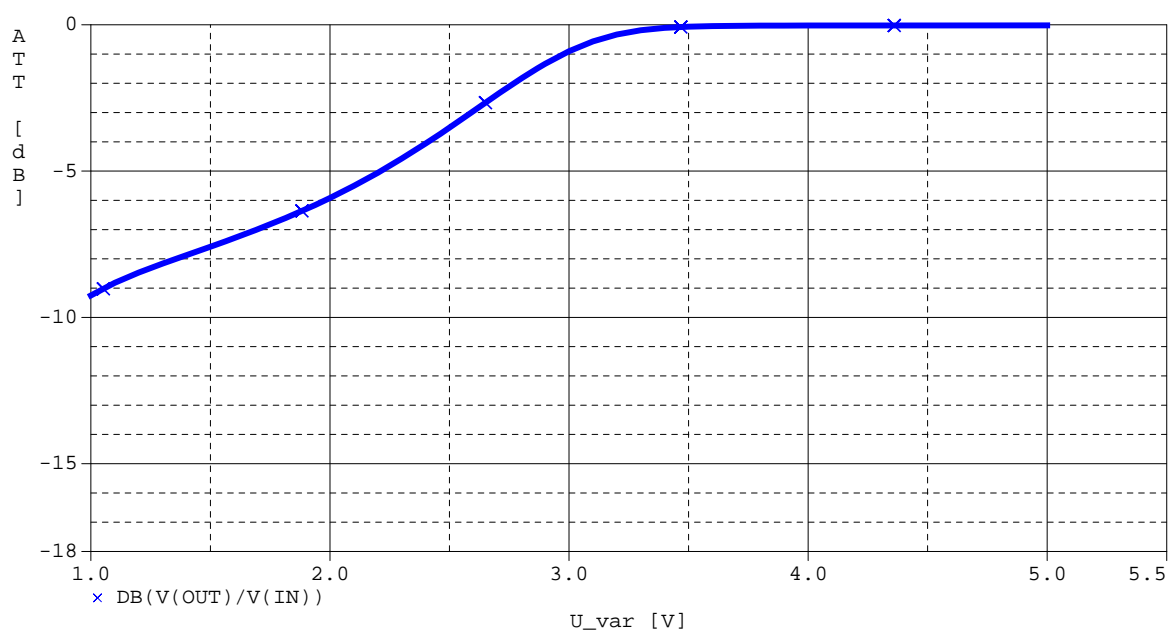
SSB modulovaný signál z budiče SSB je přes oddělovací zesilovač a pásmové filtry přiveden do koncového stupně viz Obr. 2.1. Koncový stupeň zajistí výkonové zesílení signálu na výkon alespoň 10 W. Koncový stupeň se skládá z napětím řízeného atenuátoru a výkonového zesilovače. Vstupní signál lze napětím řízeným atenuátorem plynule utlumovat v rozsahu ideálně 0–10 dB, což odpovídá regulaci výstupního výkonu 1–10 W. Snížení vysílacího výkonu lze využít při bateriovém napájení zesilovače.

7.1 Napětím řízený atenuátor

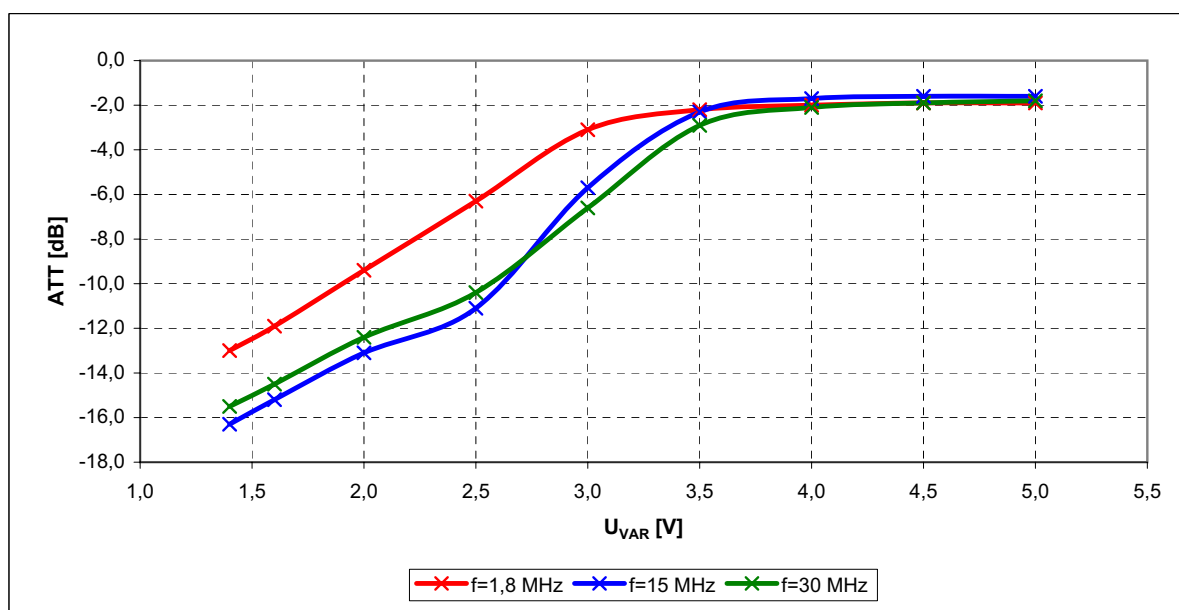
Napětím řízený atenuátor slouží k řízení výkonu vysílaného signálu, a to tím způsobem, že procházející signál buď propustí beze změny a nebo jej utlumí o zvolenou úroveň. Jeho schéma je uvedeno na Obr. 7.1. Topologií je atenuátor klasický π -článek se vstupní a výstupní impedancí přibližně dosahující 50 Ω . Byl navržen na základě aplikačního listu [7], kde je původně osazen diodami PIN. V tomto zapojení je obvod osazen čtyřmi diodami 1N4007, jejichž parametry se po provedených simulacích v obvodovém simulátoru PSpice [34] jeví jako nejlepší z hlediska vložného útlumu pro krátkovlnná pásma. Diody se v zapojení chovají jako proudem řízené VF rezistory. Při správném nastavení předpětí diod dojde k dostatečnému rozšíření lineární oblasti regulační charakteristiky (závislosti útlumu na řídicím napětí). Výhodou použitých diod je i jejich nízká cena. Atenuátor byl sestaven a byla provedena měření závislosti vložného útlumu na řídicím napětí pro napájecí napětí 0,67 a 1,5 V. Při napájecím napětí 1,5 V bylo dosaženo pozvolnějšího průběhu regulační charakteristiky v rozsahu řídicího napětí 0–5 V. Vlastnosti atenuátoru byly nejprve ověřeny v obvodovém simulátoru PSpice a byla vykreslena regulační charakteristika, která je vynesena v grafu na Obr. 7.2. Na sestaveném atenuátoru bylo provedeno měření a výsledné regulační charakteristiky jsou uvedeny v grafu na Obr. 7.3. Dále bylo provedeno ověření širokopásmovosti atenuátoru pomocí spektrálního analyzátoru s tracking generátorem Rohde & Schwarz FSL3. Výsledek měření je zachycen na spektrogramu na Obr. 7.4.



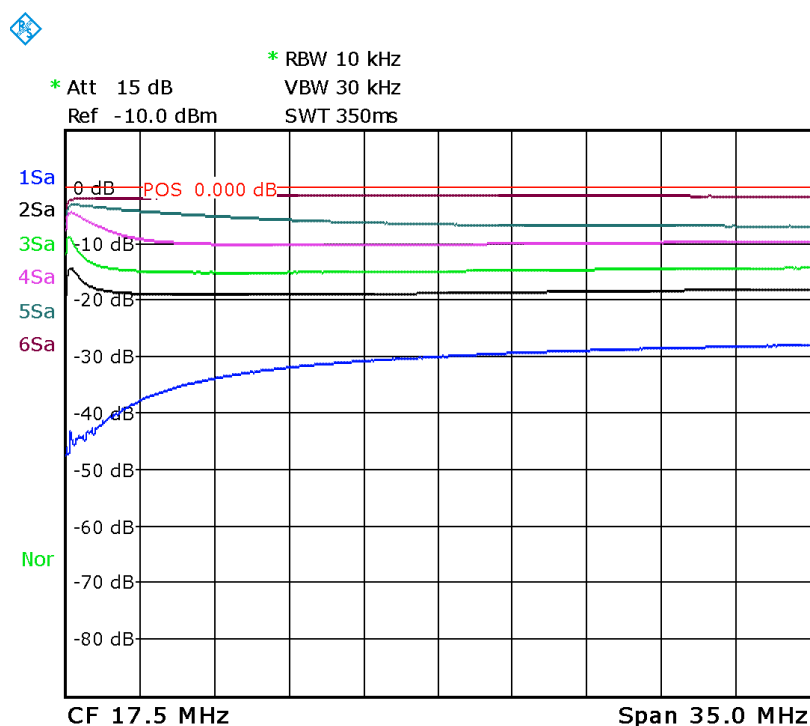
Obr. 7.1: Schéma zapojení napětím řízeného atenuátoru



Obr. 7.2: Závislost útlumu atenuátoru na řídicím napětí pro napájecí napětí 1,5 V – výsledek simulace v PSpice

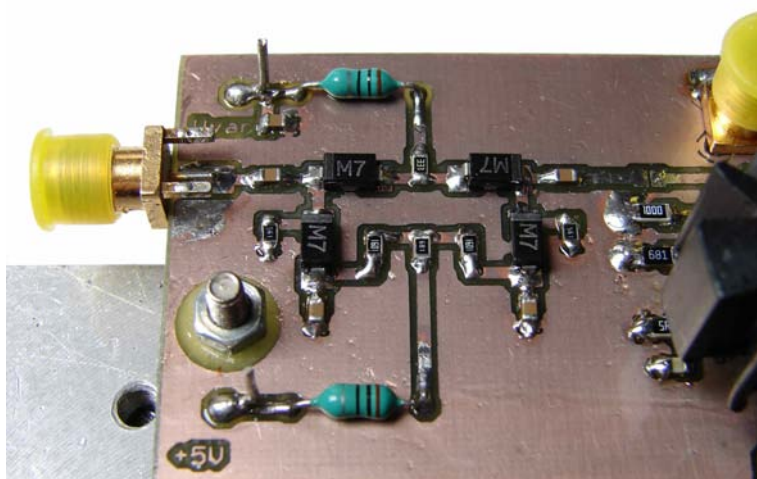


Obr. 7.3: Závislost útlumu atenuátoru na řídicím napětí pro kmitočty vstupního signálu $f=1,8$; 15 a 30 MHz. Vložný útlum atenuátoru při plném řídicím napětí je 1,8 dB ($f=1,8$ MHz). (Napájecí napětí 1,5 V.)



Obr. 7.4: Závislost útlumu atenuátoru na řídicím napětí pro napětí 0,5 (největší útlum); 1; 1,5; 2,5; 3 a 5 V (nejmenší útlum). (Napájecí napětí 1,5 V.)

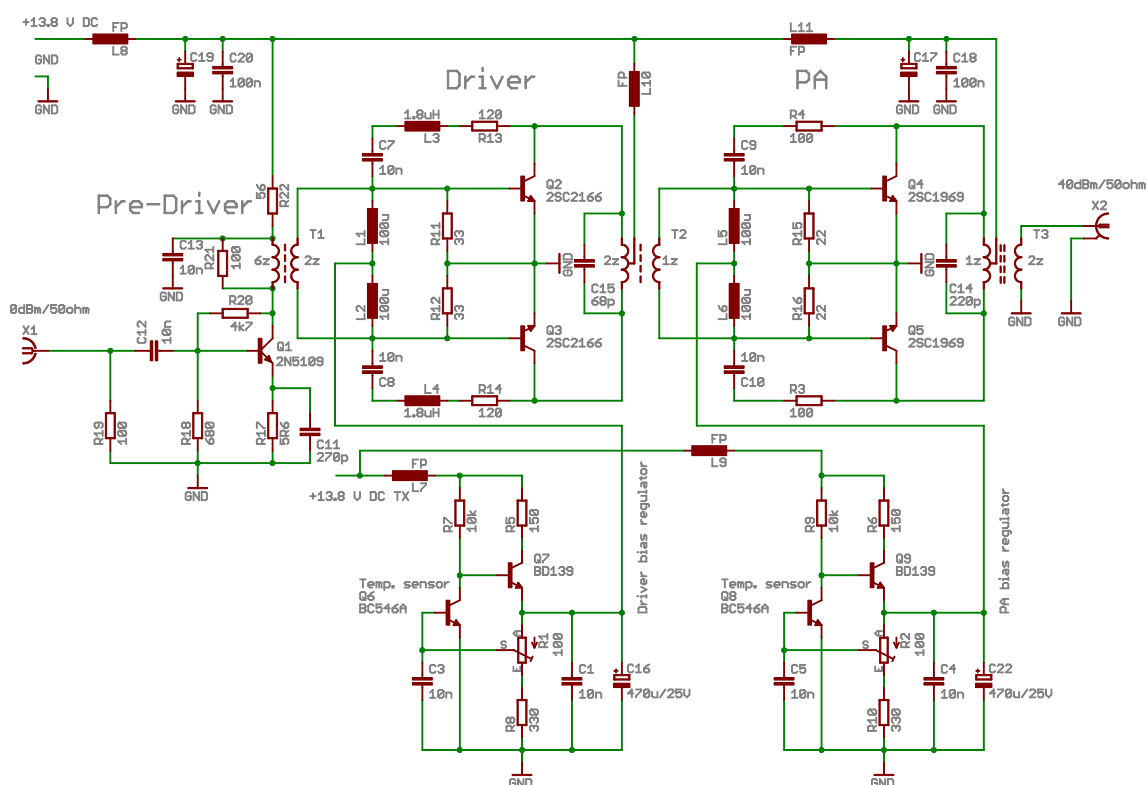
Z výsledků měření lze usoudit, že regulační charakteristika je dostatečně lineární a širokopásmová a atenuátor lze pro řízení výkonu koncového stupně použít. Jelikož bude řídicí napětí generováno mikrokontrolérem v řídicí části radiostanice, lze bez problému kompenzovat nelinearitu atenuátoru tak, aby ovládací prvek řízení výkonu reagoval lineárně.



Obr. 7.5: Fotografie realizovaného říditelného atenuátoru

7.2 Výkonový zesilovač

Výkonový zesilovač zesiluje SSB signál vytvořený v budiči SSB. Aby nedošlo ke vzniku intermodulačních produktů, musí být všechny zesilovací stupně, zpracovávající signál SSB, co nejlineárnější. Takovým zesilovacím stupněm nemůže být například stupeň pracující ve třídě C, protože nezesiluje celý průběh signálu. Ideálním zesilovačem je zesilovač třídy A, ale jeho účinnost je velmi nízká. Proto ve třídě A pracují jen mezifrekvenční a budičí zesilovací stupně. Koncové výkonové stupně pak nejčastěji pracují ve třídě AB nebo B (tj. s malým nebo velmi malým klidovým proudem) [16].

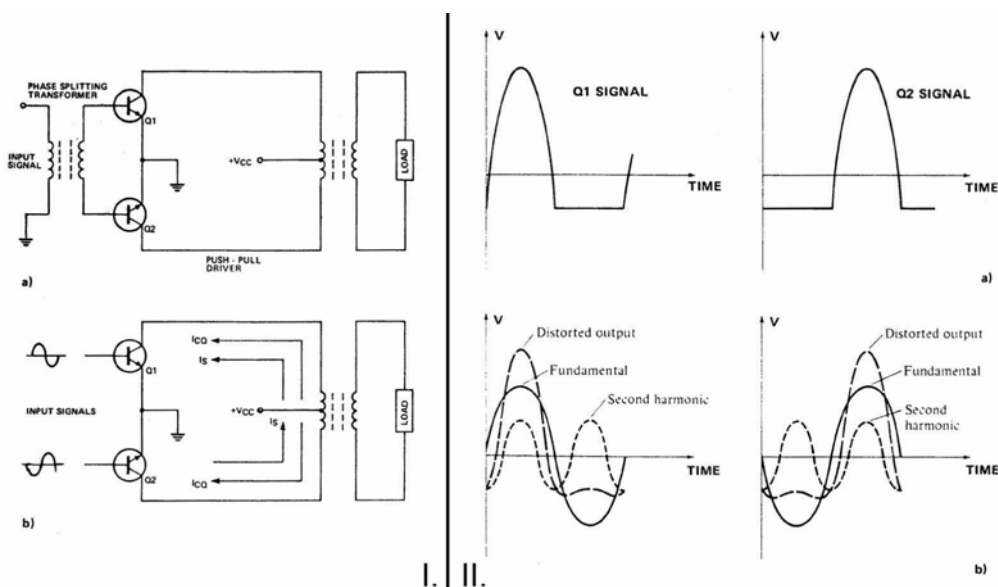


Obr. 7.6: Schéma zapojení koncového zesilovače

Zapojení zesilovače bylo převzato z článku zveřejněného v časopise Radio & Electronics World [24]. Jedná se o třístupňový širokopásmový zesilovač pro kmitočtové pásmo 2–30 MHz s jmenovitým výstupním výkonem 10 W. Zisk, potřebný k dosažení jmenovitého výstupního výkonu při buzení signálem o výkonu 0 dBm (1 mW), je tedy 40 dB. Jmenovité napájecí napětí je 13,8 V a klidový proud dosahuje hodnoty 350 mA. Vstupní i výstupní impedance zesilovače je 50 Ω. První stupeň zesilovače je jednotranzistorový, pracující ve třídě A. Zesílený signál z prvního stupně je do budicího stupně, který pracuje jako dvojčinný v mezitřídě AB, veden přes přizpůsobovací transformátor T1. Ten zároveň slouží jako fázový invertor k protifázovému buzení dvojice tranzistorů Q2, Q3, jejichž výstupní signál je rekonstruován v transformátoru T2. Ten slouží k impedančnímu přizpůsobení výstupní impedance dvojice tranzistorů Q2, Q3 ke vstupní impedanci koncové

tranzistorové dvojice Q4, Q5 a opět slouží jako fázový invertor. Zesílený výstupní signál je rekonstruován ve výstupním transformátoru T3, který přizpůsobuje nízkou výstupní impedanci koncové dvojice k impedanci $50\ \Omega$, a odtud je veden do výstupního filtru a dále do antény.

Předpětí bází tranzistorových dvojic je nastaveno pomocí dvou regulátorů předpětí, které jsou složeny vždy ze dvou tranzistorů, přičemž jeden pracuje jako zdroj proudu a druhý jako teplotní čidlo, připevněné k chladiči. Tranzistor Q6, pracující jako teplotní čidlo, je v podstatě jedním odporem děliče v bázi tranzistoru Q7, pracujícího jako zdroj proudu. Regulátor předpětí pracuje tak, že při oteplení snímacího tranzistoru Q6 dojde ke zvýšení jeho kolektorového proudu. Tím dojde ke snížení napětí na bázi tranzistoru Q7, pracujícího jako zdroj proudu, čímž klesne jeho kolektorový proud, který je i proudem báze výkonové dvojice Q2, Q3. Pokles bázevého proudu výkonové dvojice se projeví poklesem kolektorového proudu výkonové dvojice a tím dojde k postupnému ochlazení chladiče a tedy i snímacího tranzistoru Q6. Jeho ochlazením dojde k opětovnému zvýšení předpětí báze výkonové dvojice. Princip regulátoru předpětí pro tranzistory Q4, Q5 je stejný.



Obr. 7.7: I. Zapojení push-pull II. a) Průběhy napětí na kolektoru v zapojení push-pull b) Výsledné zkreslení (Převzato z [24] a upraveno).

Výhodou dvojčinného zapojení je, že ve spektru výstupního signálu jsou potlačeny sudé harmonické vstupního signálu. Obr. 7.7 ukazuje kolektorové signály zesilovače pracujícího ve třídě B. Všimněme si, že oba časové průběhy jsou v záporné půlperiodě zkresleny. Obrázek pod každým z průběhů zobrazuje jeho hlavní složky. Třetí, čtvrtá, pátá, atd. harmonická složka je v signálu také obsažena, není však pro přehlednost zakreslena. Zatímco první a všechny další liché harmonické každého ze signálů jsou opačné polarity (a proto se sčítají v napěťovém výstupu v sekundárním vinutí), druhá a všechny další sudé harmonické složky mají stejnou polaritu a proto se vyruší. Výstupní signál je proto složen z první a všech lichých harmonických složek zkresleného signálu. Ve skutečnosti bude zkreslení celkově větší, neboť obvod nebude přesně vyvážen vlivem nepřesně spárovaných tranzistorů, nepřesného umístění napájecí odbočky transformátoru a také tím, že vstupní signály nebudou přesně stejné velikosti a opačné polarity [24].

7.2.1 Realizace výkonového zesilovače

Širokopásmové transformátory

Širokopásmové transformátory slouží k mezistupňovému impedančnímu přizpůsobení a k přizpůsobení výstupního obvodu k zátěži. Transformátory jsou realizovány na dvouděrových feritových jádrech Amidon BN43-2402 (T1) a BN43-202 (T2, T3). Dvouděrová jádra jsou výhodná zejména pro jejich velkou počáteční relativní permeabilitu ($\mu_r = 850$) danou použitým feritovým materiálem #43, což dovolí použít pro vinutí malý počet závitů. Aby transformátor pracoval správně i na nejnižším kmitočtu přenášeného pásma, musí podle [21] jeho nízkoimpedanční vinutí mít indukčnost rovnu minimálně:

$$L = \frac{4R}{2\pi f}, \quad (7.1)$$

kde L [μH] je indukčnost nízkoimpedančního vinutí, R [Ω] je impedance, ke které je toto vinutí připojeno, a f [MHz] je pracovní kmitočet.

Podle [32] lze výstupní impedanci dvojčinného stupně určit ze vztahu:

$$Z = \frac{U_{CE}^2}{P_{vf}}, \quad (7.2)$$

kde za Z [Ω] lze dosadit výstupní impedanci koncového zesilovače, U_{CE} [V] je napětí kolektor–emitor na výstupním tranzistoru a P_{vf} [W] je výstupní vysokofrekvenční výkon. Pro následující výpočty předpokládáme $U_{CE}=12\text{ V}$ a $P_{vf}=10\text{ W}$. Po dosazení do (7.2) získáme:

$$Z = \frac{12^2}{10} = 14,4\,\Omega. \quad (7.3)$$

Pokud má zesilovač do zátěže odevzdat výkon 10 W, musí tato zátěž mít odpor 14,4 Ω .

Nyní, když známe výstupní impedanci zesilovače, vypočteme minimální požadovanou indukčnost nízkoimpedančního vinutí. Dosadíme do (7.1) a jako nejnižší kmitočet budeme uvažovat 1,8 MHz:

$$L = \frac{4 \cdot 14,4}{2 \cdot \pi \cdot 1,8} = 5,09\,\mu\text{H}. \quad (7.4)$$

Budeme tedy navrhovat výstupní transformátor tak, aby jeho primární vinutí mělo indukčnost alespoň 5,09 μH . Pokud je impedance následujícího bloku (výstupní filtr, anténa) 50 Ω a výstupní impedance zesilovače je vypočtených 14,4 Ω , je nejvhodnější prakticky realizovatelný impedanční poměr 1:4. A protože podle [32] platí:

$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \rightarrow \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{4}{1}} = 2, \quad (7.5)$$

kde $N_{1,2} [-]$ a $Z_{1,2} [\Omega]$ jsou počty závitů a impedance primárního a sekundárního vinutí, použijeme transformátor s poměrem závitů 1:2.

Podle [21] a [14] je vhodné konstruovat primární vinutí jako jeden závit, tvořený mosaznými nebo měděnými trubkami, které prochází dvouotvorovým jádrem. Na koncích jsou trubky spojeny pomocí kousku materiálu na plošné spoje, například FR4 s měděnou fólií. V této desce jsou vyvrtány otvory pro trubičky, které jsou k desce připájeny. Na tuto plochu je zároveň připojeno napájení tranzistorové dvojice. Druhá strana trubek je také mechanicky spojena kouskem FR4, ale měděná fólie je mezi trubkami přerušena a jsou tak vytvořeny dva kontakty, kterými je vinutí připojeno ke kolektorům tranzistorů viz Obr. 7.9. Takto je vytvořeno primární vinutí. Sekundární vinutí je tvořeno drátem, který prochází trubkami primárního vinutí. Podle [21] je na nižších frekvencích dominující magnetická vazba mezi vinutími. Na vyšších frekvencích se zvyšuje rozptylová indukčnost a snižuje se permeabilita magnetického materiálu, což omezuje šířku pásma transformátoru, pokud není zavedena těsná kapacitní vazba mezi vinutími. Takto konstruovaný transformátor požadavky na těsnou kapacitní vazbu a minimální rozptylovou indukčnost splňuje.

Víme, že počet závitů primárního vinutí je $N=1$, protože závit je tvořen trubkami vloženými do feritového jádra. Dále jsme vypočítali, že minimální indukčnost, kterou tento závit musí mít, je $L=5,09 \mu\text{H}$. Vypočítáme tedy, jakou A_l konstantu musí mít jádro transformátoru, abychom dané indukčnosti dosáhli.

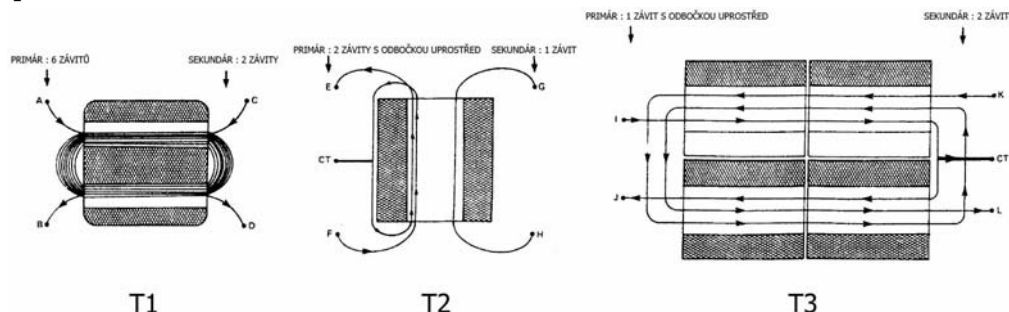
Použijeme vzorec z [41]:

$$A_l = \frac{10^6 L}{N^2}, \quad (7.6)$$

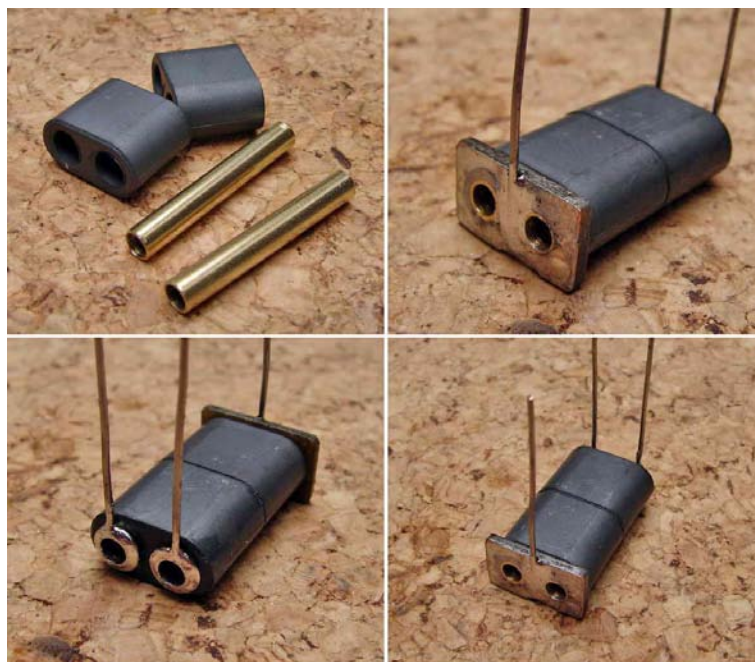
kde $L [\text{mH}]$ je indukčnost vinutí o počtu závitů $N [-]$ na feritovém jádru s $A_l [\text{mH}/1000\text{z}]$

$$A_l = \frac{10^6 \cdot 0,00509}{1^2} = 5090 [\text{mH}/1000\text{z}]. \quad (7.7)$$

Pokud k realizaci chceme použít dostupné dvouděrové jádro Amidon BN 43-202 s $A_l=2890 \text{ mH}/1000\text{z}$, vidíme, že k realizaci dané indukčnosti musíme použít tato jádra alespoň dvě. To, že bude výsledná indukčnost větší, nevadí, dojde pouze ke snížení nejnižšího pracovního kmitočtu.



Obr. 7.8: Náčres vinutí jednotlivých transformátorů v zesilovači. (Převzato z [24] a upraveno).



Obr. 7.9: Fotografie možné realizace výstupního transformátoru

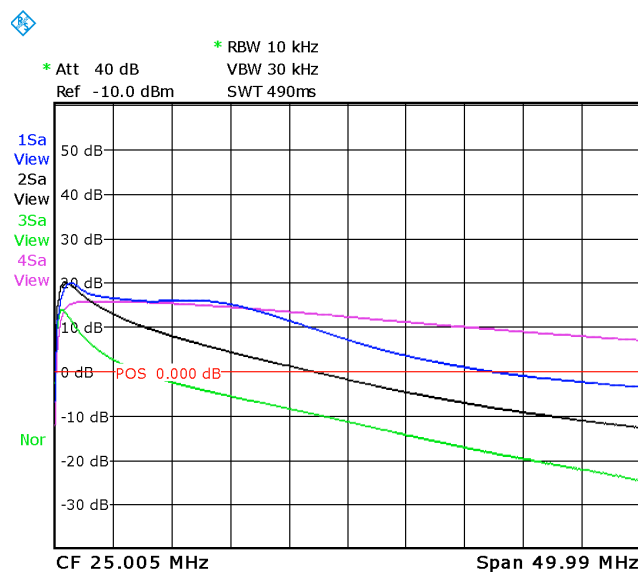
Problém neoriginálních tranzistorů

Při ověřování funkce zesilovače bylo zjištěno, že zesilovač není dostatečně širokopásmový a bylo podniknuto mnoho neúspěšných pokusů o rozšíření přenosového pásma. Nakonec byl problém nalezen a odstraněn. Problém spočíval v tom, že zesilovač byl sice osazen správným typem tranzistorů (2SC2166 [5] a 2SC1969 [2]), ale tyto nebyly od výrobce Mitsubishi Electric. Japonské tranzistory od firmy Mitsubishi Electric byly původně určeny do koncových stupňů CB radiostanic pracujících v pásmu 27 MHz. V dnešní době se na trhu objevily zřejmě kopie těchto původních tranzistorů, jejichž pouzdra sice nesou typové označení např. „C1969“, avšak na pouzdře tranzistoru chybí symbol „tří diamantů“, typický pro značku Mitsubishi. Měřením bylo zjištěno, že tyto tranzistory nejsou pro použití v širokopásmovém zesilovači vhodné, protože jejich tranzitní kmitočet f_T je nízký.

Po tomto zjištění byl sestaven jednoduchý testovací přípravek, jednostupňový zesilovač v dvojčinném zapojení (push-pull), a v tomto přípravku bylo vyzkoušeno několik různých tranzistorů a byla zobrazena přenosová charakteristika tohoto jednoduchého zesilovače. Z Obr. 7.10 je na první pohled vidět, které tranzistory jsou v koncovém stupni použitelné a které ne.

Na vstupu testovacího zesilovače byl použit širokopásmový transformátor navinutý na dvouděrovém jádru BN 43-202 s počtem závitů 4:2, na výstupu balun 1:2 navinutý na 2x BN43-202. Měření bylo provedeno při napájecím napětí 13,8 V, předpětí báze 0,6 V, a klidovém kolektorovém proudu $I_{CQ}=60\text{--}100\text{ mA}$.

Zesilovač byl nakonec osazen typy originálních tranzistorů, které se v době jeho realizace podařilo sehnat. Jedná se o typy 2x 2SC1970 [3] a 2x 2SC1945 [1].



Obr. 7.10: Srovnání různých typů tranzistorů (ne)použitelných v koncovém stupni

- Zelená - kmitočtová charakteristika zesilovače osazeného dvojicí tranzistorů 2SC2078 [4], jedná se však zřejmě o neoriginální kus.
- Černá - 2SC1969 označený „C1969“, jedná se zřejmě o neoriginální kus.
- Modrá - 2SC1945, originál Mitsubishi
- Fialová - 2SC1970, originál Mitsubishi

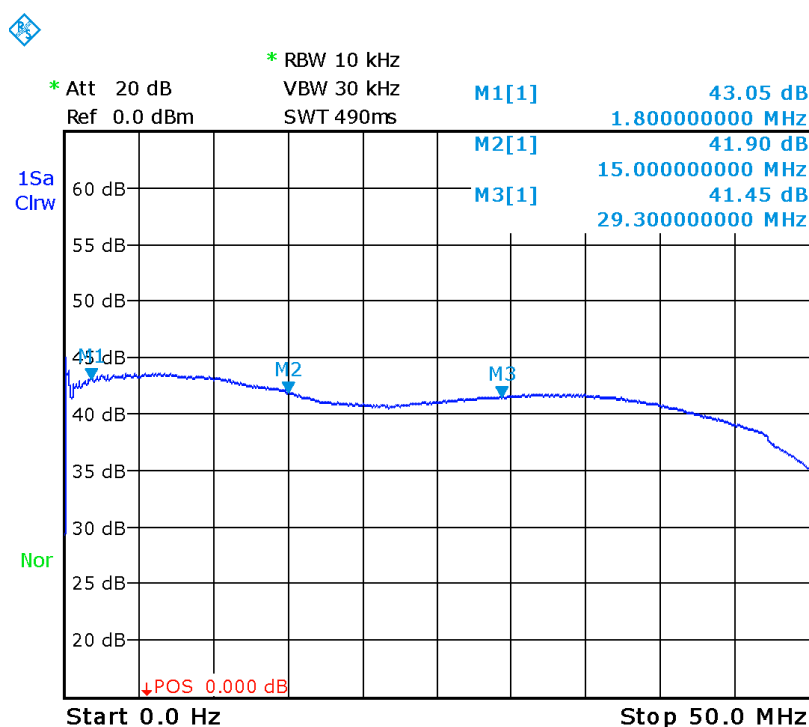
Měření na zesilovači

Vlastnosti zesilovače byly ověřeny zobrazením jeho frekvenční charakteristiky pomocí spektrálního analyzátoru s tracking generátorem Rohde & Schwarz FSL3. Vstupní výkon zesilovače byl nastaven na 0 dBm a výstup zesilovače byl připojen k průchozí umělé zátěži o impedanci 50Ω , dimenzované na výkon 15 W. Vložený útlum této průchozí zátěže byl 36 dB, aby při buzení výkonem 0 dBm a při předpokládaném zisku zesilovače 40 dB nemohlo dojít ke zničení detektoru měřicího přístroje, jehož maximální dovolená vstupní výkonová úroveň, uvedená na vstupní sorce, je 30 dBm.

Výsledkem měření je spektrogram na Obr. 7.11, zachycující frekvenční charakteristiku zesilovače do kmitočtu 50 MHz. Přestože zesilovač bude pracovat nejvýše na kmitočtu 29,3 MHz, je na této charakteristice vidět značná rezerva. Zisk zesilovače >40 dB je také vyhovující. Je však třeba uvážit, že v zesilovači jsou použity jako výkonové jiné typy tranzistorů, než pro které byl původně navržen, a po osazení vhodnějšími typy (zejména v prostředním stupni - části budiče) by mělo dojít k dalšímu zvýšení zisku.

Dále bylo provedeno měření linearity zesilovače zobrazením výstupního signálu na osciloskopu. Zesilovač byl opět buzen signálem o úrovni 0 dBm s konstantním kmitočtem.

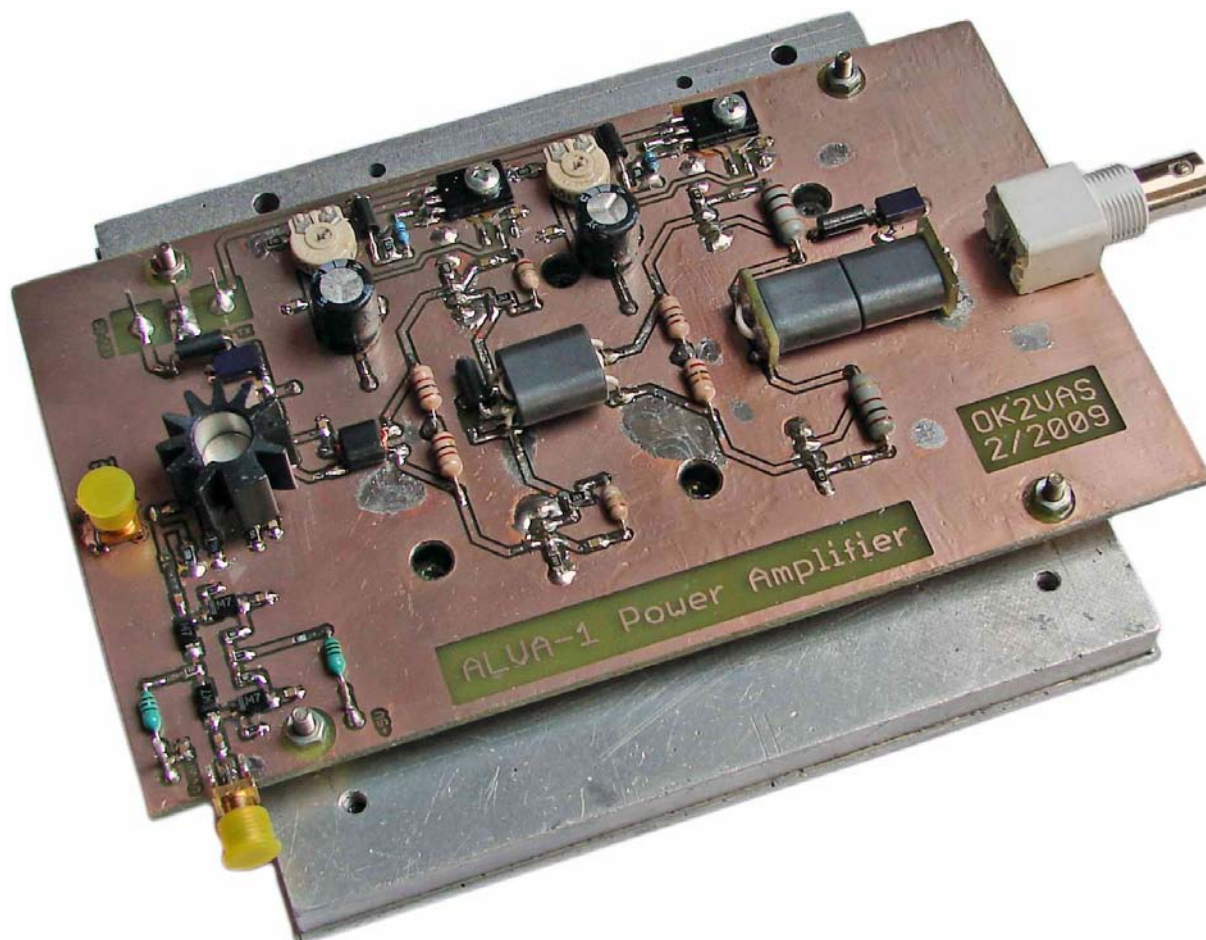
Na kmitočtu 29,3 MHz byl signál harmonický a nezkreslený, avšak při snižování kmitočtu budicího signálu docházelo k deformaci signálu výstupního a na nejnižším kmitočtu (1,8 MHz) měl již signál charakter obdélníkového signálu, který prošel derivačním členem. Původně byl zdroj zkreslení hledán v možném přesycení jader vazebního (T2) a výstupního (T3) transformátoru, ale při náhradě jader jádry s větším průřezem, případně zvětšením počtu závitů při zachování jejich poměru, nebylo řešení nalezeno. Chyba tak



Obr. 7.11: Frekvenční charakteristika výkonového zesilovače - detail zvlnění

zřejmě spočívá v použití dvojice tranzistorů 2SC1970 v části budiče koncové dvojice, jelikož tyto tranzistory jsou určeny pro menší výkony než původně navrhované 2SC2166. Z výše uvedených důvodů nebyly na zesilovači provedeny podrobné testy linearity ani dvoutónová zkouška. Po připojení výstupního filtru typu dolní propust, o jehož návrhu a popisu pojednává následující kapitola, došlo k vyčištění výstupního spektra od vyšších harmonických a výsledkem byl čistý harmonický signál.

7.2.2 Fotografie prototypu



Obr. 7.12: Fotografie koncového stupně

Na fotografii je koncový stupeň, obsahující napětím řízený attenuátor (v levé dolní části DPS) a třístupňový výkonový zesilovač. Tranzistor prvního stupně (Q1) je osazen hliníkovým černěným chladičem. Tranzistory výkonových dvojic (Q2, Q3 a Q4, Q5) jsou připevněny k nosné duralové desce, která slouží zároveň jako chladič. Mezi pouzdry tranzistorů a chladičem je slídová izolační podložka a distanční kroužek, který elektricky izoluje pouzdra tranzistorů od chladiče. Na plošky pouzder tranzistorů jsou vyvedeny jejich kontakty, pro správnou funkci je tedy tato úprava nutná. Do chladiče jsou vyvrtány otvory, do kterých jsou zapuštěna pouzdra teplotních čidel (Q6, Q8) regulátoru předpětí, která tak jsou v tepelném kontaktu s každou výkonovou dvojicí. Jak si lze povšimnout, deska prototypu bohužel nese známky dlouhotrvajících experimentů.

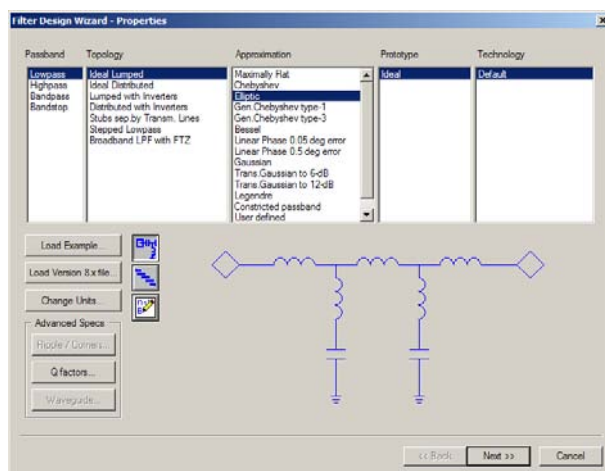
8 VÝSTUPNÍ FILTRY

Předpisy vycházející z legislativy České republiky stanovují, že výkon jednotlivých složek nežádoucího vyzařování vysílače provozovaného na kmitočtech nižších než 29,7 MHz musí být potlačen minimálně o 40 dB, smí být však maximálně 50 mW [35]. Protože signál na výstupu zesilovače obsahuje vyšší harmonické složky základního vysílaného signálu, je třeba za něj zařadit výstupní filtry, které tyto nežádoucí složky dostatečně potlačí. Výstupní filtry je třeba navrhnout tak, aby tento požadavek s rezervou splňovaly. Po provedených simulacích v Ansoft Designeru bylo zjištěno, že vhodného potlačení lze dosáhnout buďto s Čebyševovými filtry sedmého řádu, které však obsahují tři indukčnosti, nebo pomocí Eliptických filtrů řádu pátého, které obsahují indukčnosti pouze dvě. Pro realizaci byla zvolena druhá, praktičtější varianta.

Výstupní filtry byly realizovány jako šest filtrů typu eliptická dolní propust s útlumem v nepropustném pásmu alespoň 40 dB, minimálním zvlněním propustného pásma (0,01 dB) a minimálním vložným útlumem (typ. 0,6 dB) v pásmu propustném. Pro pásma 160 m, 80 m a 40 m jsou filtry řešeny jako samostatné a pro pásma 30 m/20 m, 17 m/15 m a 12 m/10 m jsou filtry řešeny jako sdružené, tzn. že filtr propustí obě pásma, stejně tak jako potlačuje vyšší harmonické těchto pásem. Přepínání jednotlivých filtrů je řešeno pomocí jazýčkových relé a jednotlivé filtry jsou dimenzovány na maximální vstupní výkon 20 W (velikost toroidních jader, kontakty relé). Následující odstavce osvětlují návrh filtru pro pásmo 160 m včetně výpočtů počtu závitů cívek na toroidních jádrech a minimální nutné velikosti jader pro zvolený jmenovitý výkon 20 W. Obvodová schémata navržených filtrů včetně simulací a měření frekvenčních charakteristik jsou uvedena v příloze A.

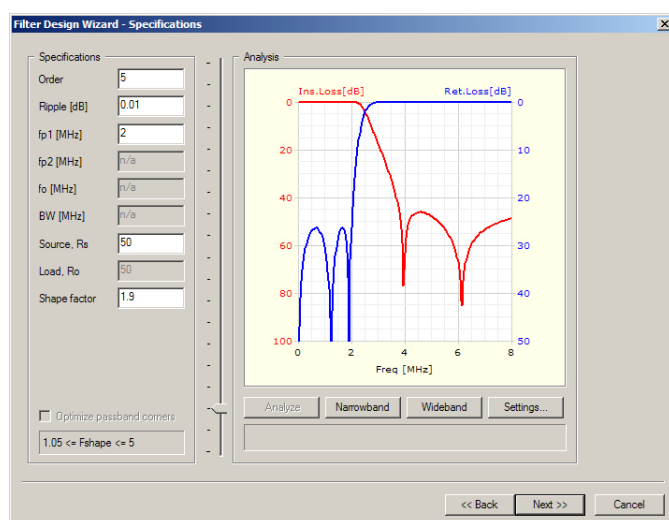
8.1 Příklad návrhu výstupního filtru pro pásmo 160 m

Po spuštění Ansoft Designeru zvolíme Project→Insert Filter Design, dojde ke spuštění průvodce návrhem kmitočtových filtrů. Průvodce nabízí široké možnosti výběru typu topologie, možné realizace (komponenty se soustředěnými parametry, mikropáskový filtr, ...), druhu filtru (DP, HP, PP, PZ) a následné aproximace – viz Obr. 8.1.



Obr. 8.1: Úvodní okno průvodce návrhem filtru v programu Ansoft Designer

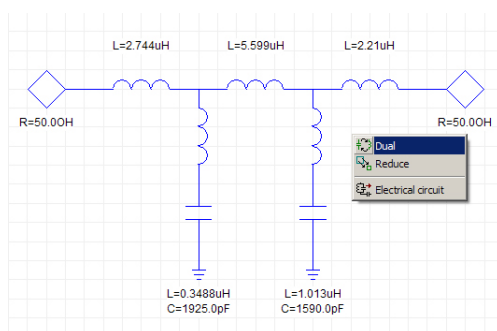
Jak bylo uvedeno v úvodu této kapitoly, zvolíme filtr typu eliptická dolní propust. V okně na Obr. 8.2 nastavujeme parametry filtru a na kmitočtové charakteristice sledujeme výsledky změny nastavení. Zvolíme tedy lomový kmitočet 2 MHz (pásmo 160 m) a měníme parametr „Shape factor“ (činitel tvaru) tak, abychom na dvojnásobku lomového kmitočtu (2. harmonická) dosáhli potlačení alespoň 40 dB za současného zachování dostatečně širokého pásma propustnosti (alespoň 2 MHz pro pásmo 160 m) a zároveň minimálního zvlnění propustného pásma. Pokud nelze dosáhnout dostatečného potlačení v pásmu nepropustnosti, je možné zvýšit zvlnění filtru (parametr „Ripple“). Je však nutné mít na paměti, že s rostoucím zvlněním narůstá vložený útlum filtru, jehož hodnota by měla být co nejnižší. Výkon na vstupu filtru je relativně velký a ztráty ve filtru by se projevíly ohřevem jader jednotlivých cívek, což by mohlo vést i k jejich zničení.



Obr. 8.2: Změna parametrů filtru - vlastní návrh

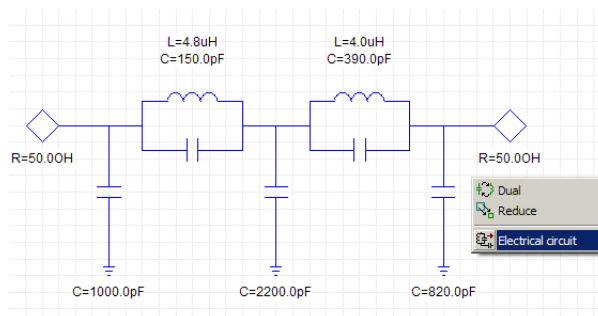
Jsme-li s kmitočtovou charakteristikou spokojeni, přejdeme k dalšímu kroku a průvodce ukončíme kliknutím na tlačítko „Next“ a poté „Finish“.

Navržený obvod je zpravidla variantou obsahující více cívek, proto zvolíme duální variantu, jak ukazuje Obr. 8.3.



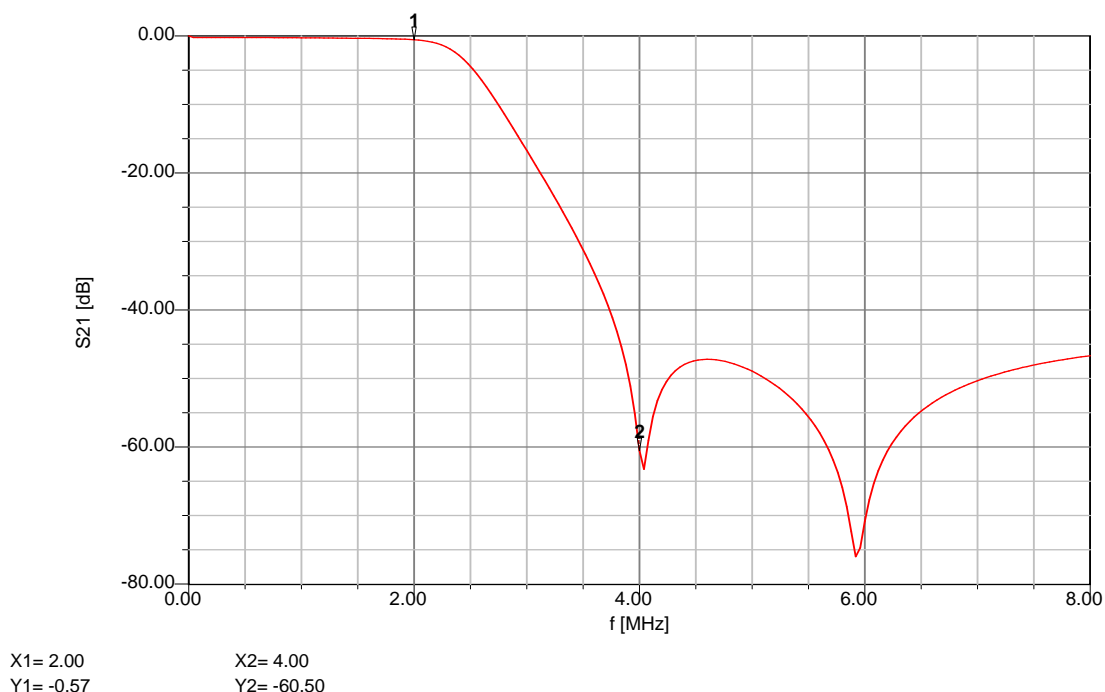
Obr. 8.3: Navržený filtr - nevhodná varianta a volba duálního obvodu

Hodnoty jednotlivých prvků upravíme tak, aby byly snadno realizovatelné (hodnoty kondenzátorů zaokrouhlíme do řady), přičemž sledujeme změny frekvenční charakteristiky vlivem zaokrouhlení vypočtených hodnot.



Obr. 8.4: Výsledný duální obvod s praktickými hodnotami součástek a jeho transformace na „Electrical Circuit“

V poslední fázi navržený filtr převedeme na „Elektrický obvod“ viz Obr. 8.4, který lze dále v programu Ansoft Designer upravovat jako „Circuit Design“ (možnost zobrazení frekvenční charakteristiky obvodu, ladění hodnot jednotlivých prvků při současném pozorování změn frekvenční charakteristiky apod.). Provedeme frekvenční analýzu a pokud filtr nesplňuje požadavky na něj kladené, optimalizujeme hodnoty jednotlivých prvků, dokud nedosáhneme vhodného kompromisu. Pokud filtr požadavky splňuje (viz Obr. 8.5), můžeme přistoupit k realizaci.



Obr. 8.5: Kmitočtová charakteristika navržené dolní propusti pro pásmo 160 m

8.2 Realizace výstupních filtrů

Jak bylo uvedeno v předchozí podkapitole, obsahuje navržený filtr dvě cívky. Tyto cívky se realizují na toroidních jádrech, která jsou vyrobena z magneticky vodivého a magneticky měkkého materiálu. Jedná se o tzv. železoprachová toroidní jádra. Jak název napovídá, tato jádra jsou vyrobena ze směsi železného prášku a pojiva, které elektricky izoluje zrna železa od sebe a tím zvyšuje rezistivitu jádra pro vířivé proudy, což vede ke snížení ztrát v jádru [12]. Výhodou železoprachových toroidních jader je také minimální rozptylové magnetické pole cívky na takovém jádru navinuté, jelikož siločáry magnetického pole jsou soustředěny do objemu jádra a obvody s těmito cívkami není třeba magneticky stínit [15]. V neposlední řadě takto navinuté cívky dosahují činitele jakosti Q desítek až nízkých stovek. Hodnota činitele jakosti Q však velmi závisí na materiálu použitého jádra, na počtu závitů na jádru navinutých a také na průřezu použitého drátu, viz [29].

Nejdostupnější jsou zřejmě železoprachová jádra značky Amidon [9]. Tento výrobce na svých internetových stránkách poskytuje dostatečné množství informací pro práci jak s feritovými, tak se železoprachovými jádry. Pro dosažení co nejvyšší hodnoty Q je třeba pro daný kmitočtový rozsah, ve kterém bude cívka pracovat, zvolit vhodný materiál, ze kterého je toroid vyroben. Materiály jsou označeny číselným kódem a barvou, přičemž nejvhodnější pro rozsah KV (2–30 MHz) je materiál #2, označený barevnou kombinací rudá/černá. Filtr však musí zpracovávat i kmitočty vyšší než 30 MHz (vyšší harmonické), a proto bude na vyšších pásmech obsahovat i toroidy z materiálů #6 (žlutá, 10–50 MHz) a #10 (černá, 30–100 MHz). Toroidy jsou vyráběny v různých velikostech a značeny např. T-50-2, přičemž „T“ značí železoprachový toroid, „50“ je vnější průměr jádra v setinách palce (vyráběno od velikosti 12 do 520) a „2“ značí materiál, ze kterého je jádro vyrobeno.

8.2.1 Stanovení počtu závitů na toroidních jádrech a jejich minimální velikosti pro daný výkon

U každého toroidního jádra z daného materiálu uvádí výrobce tzv. „konstantu indukčnosti“ neboli „ A_l konstantu“. Jedná se o poměr mezi počtem závitů na daném jádru a výslednou indukčností viz [40]:

$$L(\mu H) = \frac{A_l \cdot N^2}{10000}, \quad (8.1)$$

kde $L[\mu H]$ je indukčnost cívky o $N[-]$ závitěch na jádru s konstantou $A_l [\mu H/100 \text{ závitů}]$.

Pro realizaci indukčnosti $4,8 \mu H$ z předchozího příkladu vypočítáme potřebný počet závitů na jádru T-50-2. Z katalogu výrobce [28] zjistíme konstantu $A_l = 49 \mu H/100z$. Výše uvedený vzorec upravíme na tvar:

$$N = 100 \sqrt{\frac{L}{A_l}} \quad (8.2)$$

a po dosazení získáváme potřebný počet závitů na jádru T-50-2 pro realizaci indukčnosti $4,8 \mu\text{H}$:

$$N = 100 \sqrt{\frac{4,8}{49}} \approx 31 [-]. \quad (8.3)$$

Jelikož filtr bude zpracovávat relativně velký výkon, je třeba ověřit, zda jádra nebudou satureována. Při saturaci by došlo ke zkreslení přenášeného signálu a vzniku vyšších harmonických, což by bylo nepřijatelné. Pro ověření této podmínky použijeme následující vzorec z [37]. Po dosazení do něj vypočteme maximální hustotu magnetického toku v daném jádru.

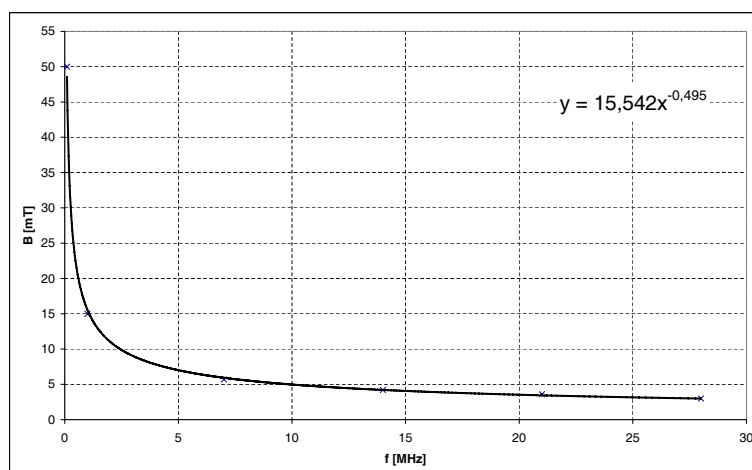
$$B_{MAX} = \frac{U_{RMS} \cdot 100}{4,44 \cdot A_e \cdot N \cdot f}, \quad (8.4)$$

kde B_{MAX} [10^{-4}T] je maximální hodnota hustoty magnetického toku v jádru, U_{RMS} [V] je efektivní hodnota napětí na vstupu filtru, A_e [cm^2] je průřez jádra, N [-] je počet závitů na jádru navinutých a f [MHz] je pracovní kmitočet. Průřez jádra zjistíme opět v katalogu výrobce [30] a pro jádro o velikosti T-50 je $A_e = 0,121 \text{ cm}^2$.

Při vstupním výkonu 20 W , na který budeme filtr dimenzovat, a vstupní impedanci filtru 50Ω bude na vstupu napětí $U_{RMS} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{20 \cdot 50} = 31,62 \text{ V}$ a potom:

$$B_{MAX} = \frac{31,62 \cdot 100}{4,44 \cdot 0,121 \cdot 31 \cdot 1} = 10,557 \text{ mT}. \quad (8.5)$$

Výsledek srovnáme s tabulkou z [36], která udává maximální přípustné hustoty magnetického toku v železoprachovém i feritovém jádru v závislosti na kmitočtu. Uvedené hodnoty lze použít jako orientační, k zabránění nadměrnému zahřívání jádra. Pro možnost ověření i na jiných, v tabulce neuvedených kmitočtech, byly tabelované hodnoty vyneseny do grafu a tato závislost byla proložena hladkou křivkou viz Obr. 8.6, z jejíž rovnice lze určit B_{MAX} i na jiných, v tabulce neuvedených kmitočtech.



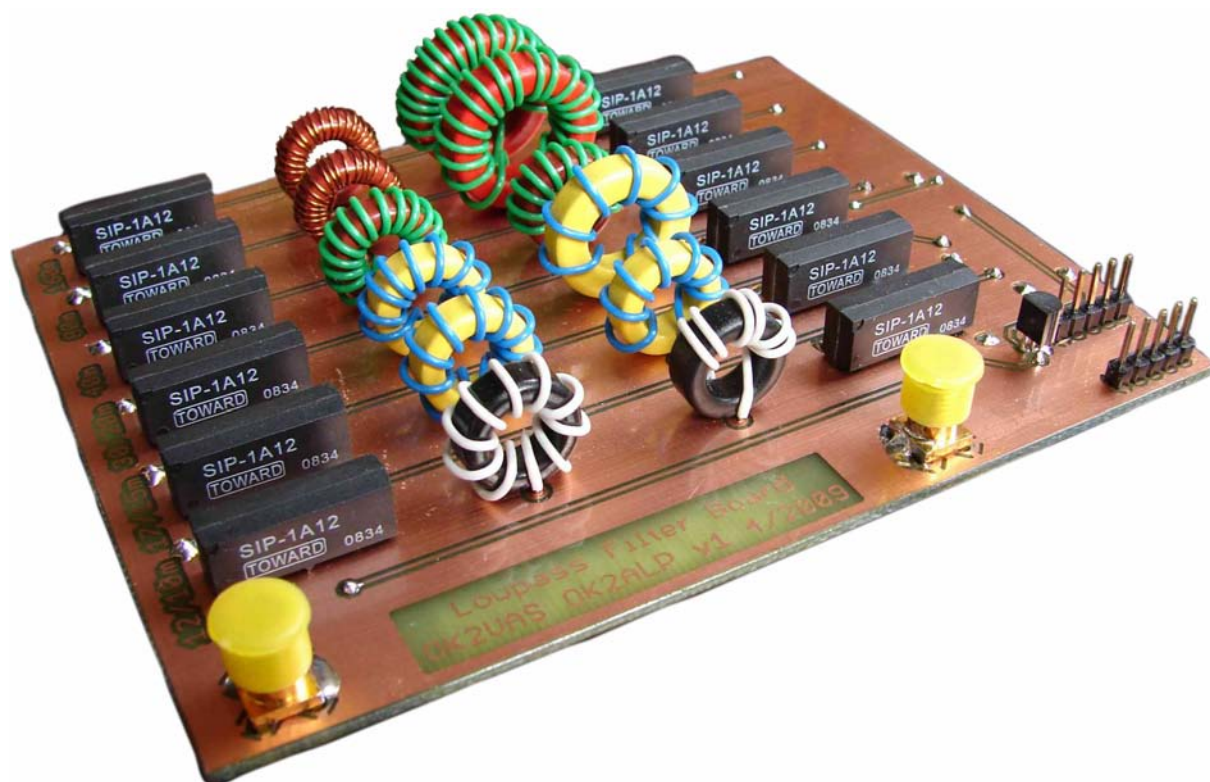
Obr. 8.6: Závislost maximální přípustné hustoty magnetického toku v toroidním jádře na kmitočtu

Z tohoto grafu zjistíme, že pro kmitočet $f=1,8\text{ MHz}$ jádro o velikosti T-50 vyhoví. Pokud bychom zjistili, že jádro je svou velikostí (malý průřez A_e) z hlediska maximální hustoty magnetického toku nevyhovující, zvolíme jádro větší a kontrolní výpočet zopakujeme. Pro opakující se výpočty je vhodné použít program, například „mini Ring Core Calculator“ [13].

8.2.2 Volba relé

Jelikož výstupních filtrů bylo navrženo a realizováno celkem šest, je třeba je nějakým způsobem při změně vysílacího kmitočtu přepínat. Pro přepínání byla zvolena 12V jazýčková relé SIP1A, jejichž kontakt je dimenzován na proud 1 A. Při napětí 31,62 V teče zátěží $50\ \Omega$ proud $\approx 630\text{ mA}$, z toho vyplývá, že relé jsou pro danou aplikaci vyhovující.

8.2.3 Fotografie prototypu



Obr. 8.7: Fotografie realizovaného výstupního filtru

Na fotografii prototypové desky je vidět uspořádání vstupních filtrů do jednotlivých řad, které jsou přepínány pomocí jazýčkových relé. Koncepte je tedy stejná jako v případě desky vstupních filtrů. Na vstupu a výstupu každého filtru je jedno jazýčkové relé. Vstupní i výstupní konektory jsou typu SMA-female (opatřeny ochrannými kryty). Relé jsou přepínána pomocí výkonových posuvných registrů, jejichž ovládací konektor je vyveden na pravé straně desky. Výkresová dokumentace desky výstupních filtrů je uvedena v příloze B.

8.3 Výsledky měření prototypu

Tab. 8.1: Parametry navržených a realizovaných výstupních dolních propustí

Pásmo [m]	$f_m - f_{ATT}$ [MHz]	IL_{sim} [dB]	A_{sim} [dB]	IL_{real} [dB]	A_{real} [dB]
160	2 – 3,62	0,61	51,78	0,61	56,58
80	3,8 – 7	0,62	57,75	0,71	55,44
40	7,2 – 14	0,7	56,57	0,49	59,23
30/20	10,15/14,35 – 20,2/28	0,39/1,36	50,75/48,38	0,53/0,79	57,77/76,1
17/15	18,168/21,45 – 36,136/42	0,49/0,98	52,6/41,91	0,27/0,36	59,35/41,04
12/10	24,99/29,3 – 49,78/56	0,45/0,85	51,79/40,68	0,35/0,41	58,5/41,77

Vysvětlivky:

f_m mezní kmitočet filtru

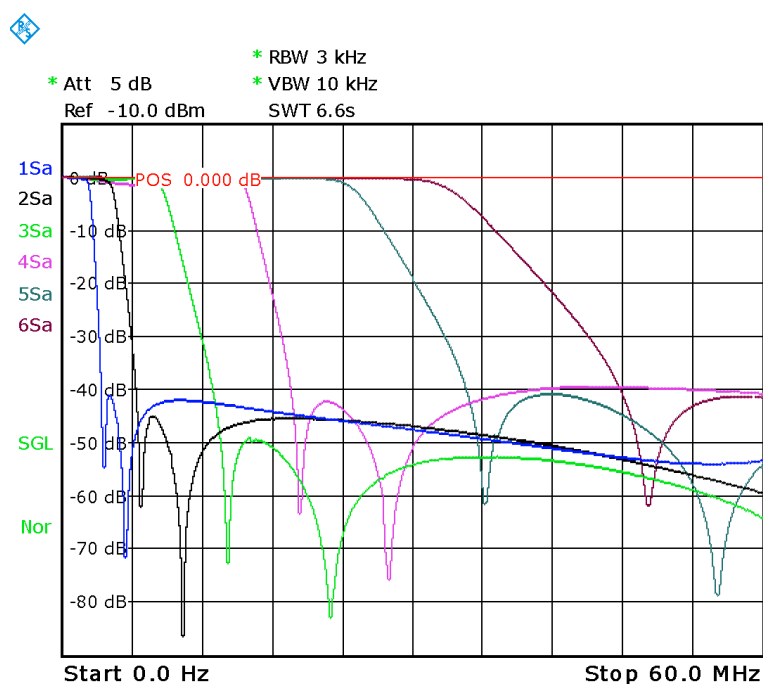
f_{ATT} kmitočet druhé harmonické signálu ze začátku daného pásma, který již musí být potlačen nejméně o 40 dB

IL vložný útlum filtru na kmitočtu f_m

A útlum filtru na kmitočtu f_{ATT}

sim výsledek simulace

$real$ výsledek měření



Obr. 8.8: Frekvenční charakteristiky jednotlivých výstupních filtrů

9 ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo prostudovat koncepci vícepásmových radioamatérských transceiverů a zaměřit se na obvody vysokofrekvenční části radiostanice. Byly navrženy funkční prototypové bloky klíčové z hlediska funkce radiostanice a byly ověřeny jejich parametry.

Nejprve bylo navrženo a popsáno blokové schéma radiostanice. Dále byly popsány vstupní pásmové propusti, sloužící k výběru přijímaných signálů. U těchto filtrů byl popsán způsob návrhu využívající program Ansoft Designer. Vstupní filtry přijímače byly realizovány a jejich parametry byly změřeny. Parametry vstupních filtrů se jeví jako velmi dobré. Jejich vložný útlum je menší než 3 dB a útlum v nepropustném pásmu dosahuje u některých z obvodů až 70 dB.

Dalším blokem, který se podařilo navrhnout a realizovat, je blok mezifrekvenčních krystalových filtrů. Jedná se o úzkopásmové propusti s šířkou pásma ≈ 400 Hz pro příjem nemodulované telegrafie (CW) a 2,4 kHz pro příjem SSB modulovaných signálů, tedy pro přenos hlasu. Vložný útlum těchto filtrů je menší než 5 dB (v případě SSB filtru lepší než 3,5 dB) a zvlnění propustného pásma menší než 2 dB, což je považováno za velmi dobré vlastnosti. Činitel tvaru těchto filtrů je menší než 2,3.

Byl realizován tzv. „post-mix“ zesilovač, který slouží k oddělení hlavního směšovače v přijímací signálové cestě od krystalových mezifrekvenčních filtrů, tento blok zároveň slouží k imedančnímu přizpůsobení krystalových filtrů.

Dalším navrženým blokem je budič signálu SSB. Jedná se o blok zahrnující mikrofonní zesilovač s kompresorem dynamiky signálu a dvojité vyvážený směšovač, který provádí modulaci DSB-SC. Následně je výše zmíněným SSB krystalovým filtrem vybráno požadované pásmo a takto vzniká signál SSB, který je ve druhém směšovači kmitočtově posunut na kmitočet, na kterém je vysílán. Funkčnost tohoto systému byla ověřena laboratorním vysíláním.

Signál z SSB budiče má nízkou výkonovou úroveň, proto byl realizován výkonový zesilovač, který poskytuje zisk větší než 40 dB a výstupní výkon větší než 10 W. Kmitočtová charakteristika tohoto zesilovače je poměrně vyrovnaná v celém pásmu krátkých vln.

Výstup z výkonového zesilovače musí být před vstupem do antény filtrován dolními propustmi pro potlačení nežádoucích vyšších harmonických kmitočtů, které v zesilovači vzniknou. Výstupní filtry dosahují potlačení v nepropustném pásmu lepšího než 40 dB a jsou dimenzovány na vstupní výkon až 20 W. Jejich vložný útlum je menší než 1 dB.

Tato práce, nazvaná *Vysokofrekvenční a mezifrekvenční obvody krátkovlnné radiostanice*, se zabývá pouze některými z bloků, potřebných pro stavbu kompletního transceiveru. Díky spolupráci s Bc. Alešem Povalačem, jenž je autorem diplomové práce na téma *Řídicí mikroprocesorový systém s kmitočtovým syntezátorem pro KV radiostanici*, bude možné následně dokončit vývoj kompletního transceiveru ALVA-1, který bude obsahovat navržené bloky na společných deskách s plošnými spoji. Tato moderní radioamatérská stanice klasické koncepce by měla být parametry srovnatelná s profesionálními výrobky, dostupnými na trhu.

LITERATURA

- [1] *2SC1945 Mitsubishi RF power transistor* [online]. Mitsubishi Electric, 1997. Dostupné z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/5/MITSUBISHI/2SC1945.html>>.
- [2] *2SC1969 Mitsubishi RF power transistor* [online]. Mitsubishi Electric, 1997. Dostupné z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/10/MITSUBISHI/2SC1969.html>>.
- [3] *2SC1970 Mitsubishi RF power transistor* [online]. Mitsubishi Electric, 1997. Dostupné z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/11/MITSUBISHI/2SC1970.html>>.
- [4] *2SC2078 NPN Epitaxial Planar Silicon Transistor* [online]. SANYO Electric Co., Ltd. Dostupné z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/38815/SANYO/2SC2078.html>>.
- [5] *2SC2166 Mitsubishi RF power transistor* [online]. Mitsubishi Electric, 1997. Dostupné z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/23/MITSUBISHI/2SC2166.html>>.
- [6] *5P High Frequency Variable Coils* [online]. Toko, 2001. Dostupné z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/172995/TOKO/5PG.html>>.
- [7] *A Low-Cost Surface Mount PIN Diode π Attenuator. Application Note 1048* [online]. Hewlett Packard, 1997. Dostupné z WWW: <http://www.hp.woodshot.com/hprfhlp/4_downld/lit/diodelit/an1048.pdf>.
- [8] Almost All Digital Electronics. *AADE Filter Design and Analysis* [program]. Ver. 4.4. Dostupné z WWW: <<http://www.aade.com/filter32/download.htm>>.
- [9] Amidon Inc. [online]. Dostupné z WWW: <<https://www.amidoncorp.com/>>.
- [10] Ansoft, LLC. *Ansoft Designer*. [program]. Ver. 3.5.2. Dostupné z WWW: <http://www.ansoft.com/products/hf/ansoft_designer/>.
- [11] *Auris GmbH: Oszillator-KnowHow* [online]. c2009 [cit. 2009-05-23]. Dostupné z WWW: <<http://www.auris-gmbh.de/cms/website.php?id=/de/index/glossar/oszi-knowhow.htm>>.
- [12] BOUDA, Václav; HAMPL, Josef; LIPTÁK, Jan; et al. *Materiály pro elektrotechniku*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 2003. 226 s. ISBN 80-01-02232-3.
- [13] BURMEISTER, Wilfried, DL5SWB. *mini Ring Core Calculator*. [program]. Ver. 1.2. Dostupné z WWW: <http://www.dl5swb.de/html/mini_ring_core_calculator.htm>.
- [14] *Construction and Use of Broadband Transformers* [online]. Dostupné z WWW: <<http://www.oselectronics.com/downloads/Broadband%20Transformers.pdf>>.

- [15] DANEŠ, Josef a kolektiv. *Ametérská radiotechnika a elektronika : 2. díl*. 1. vyd. Praha : Naše vojsko, nakladatelství a distribuce knih, n. p., 1986. 592 s.
- [16] DANEŠ, Josef a kolektiv. *Ametérská radiotechnika a elektronika : 3. díl*. 1. vyd. Praha : Naše vojsko, nakladatelství a distribuce knih, n. p., 1988. 456 s.
- [17] DANĚK, Karel. *Moderní rádiový přijímač : kniha o jeho návrhu*. 1. vyd. Praha : BEN - technická literatura, 2005. 216 s. ISBN 80-7300-142-X.
- [18] DOBEŠ, Josef; ŽALUD, Václav. *Moderní radiotechnika*. 1. vyd. Praha : BEN - technická literatura, 2006. 768 s. ISBN 80-7300-132-2.
- [19] DOSTÁL, Tomáš. *Elektrické filtry*. Brno : FEKT VUT, 2007. 137 s.
- [20] Elecraft, LLC. *Elecraft K2 160-10 Meter SSB/CW Transceiver Owner's Manual* [online]. Dostupné z WWW: <<http://www.elecraft.com/manual/ELECRAFT%20K2%20Owner%27s%20Manual%20Rev%20G%20WEB.pdf>>.
- [21] GRANBERG, Helge. *Broadband transformers and power combining techniques for RF. Application note AN749* [online]. Motorola Semiconductor, Inc. 1993. Dostupné z WWW: <<http://www.datasheetarchive.com/pdf-datasheets/Datasheets-21/DSA-405881.pdf>>.
- [22] HANUS, Stanislav; SVAČINA, Jiří. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika - Přednášky*. Brno : FEKT VUT, 2002. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [23] *High sensitivity applications of low-power RF/IF integrated circuits. Application Note 1993* [online]. Philips Semiconductors, 1997. Dostupné z WWW: <http://www.nxp.com/acrobat_download/applicationnotes/AN1993.pdf>.
- [24] HONEY, Chris. *A Linear HF Power Amplifier*. Radio & Electronics World : The Complete Communications Magazine. 1983, September, s. 60-66.
- [25] *IARU Region 1 HF Band Plan* [online]. International Amateur Radio Union, 2006. Dostupné z WWW: <<http://www.iaru.org/Region-1-HF-Bandplan-2006.pdf>>.
- [26] *IARU Region 2 HF Band Plan* [online]. International Amateur Radio Union, 2006. Dostupné z WWW: <<http://www.iaru-r2.org/wp-content/uploads/region-2-mf-hf-bandplan-e.pdf>>.
- [27] *IARU Region 3 HF Band Plan* [online]. International Amateur Radio Union, 2006. Dostupné z WWW: <<http://www.iaru-r2.org/wp-content/uploads/region-3-hf-bandplan.pdf>>.
- [28] *Iron Powder Toroidal Cores* [online]. Amidon Inc, 2009. Dostupné z WWW: <<https://www.amidoncorp.com/specs/1-09.PDF>>.

- [29] *Iron-Powder Toroidal Cores Q-Curves* [online]. Amidon Inc, 2009. Dostupné z WWW: <<https://www.amidoncorp.com/specs/1-18.PDF>>.
- [30] *Iron Powder Toroidal Cores (For resonant circuits)* [online]. Amidon Inc, 2009. Dostupné z WWW: <<https://www.amidoncorp.com/specs/1-05.PDF>>.
- [31] *LT1252 Low Cost Video Amplifier* [online]. Linear Technology Corporation, 1994. Dostupné z WWW: <<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1146,P1421,D3159>>.
- [32] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku V. : Vysokofrekvenční technika*. 1. vyd. České Budějovice : KOOP, 2001. 343 s. ISBN 80-7232-114-5.
- [33] *MT263 IFT Coil* [online]. Matsuta, 2008. Dostupné z WWW: <<http://www.matsuta.com/file/file/119.pdf>>.
- [34] *OrCAD Capture*. [program]. Ver. 10.0 Demo. Dostupné z WWW: <<https://www.cadence.com/products/orcad/pages/downloads.aspx>>.
- [35] *Otázky včetně správných odpovědí pro písemné testy zkoušek pro jednotlivé druhy průkazů odborné způsobilosti k obsluze vysílacích rádiových zařízení amatérské radiokomunikační služby* [online]. ČTÚ odbor správy kmitočtového spektra, 2009. Dostupné z WWW: <http://www.ctu.cz/cs/download/zkousky-prukaz/amaterske_zkousky_faq-03-2009.pdf>.
- [36] *Power considerations (Iron Powder and Ferrite)* [online]. Amidon Inc, 2009. Dostupné z WWW: <<https://www.amidoncorp.com/specs/1-35.PDF>>.
- [37] *Power considerations (cont.)* [online]. Amidon Inc, 2009. Dostupné z WWW: <<https://www.amidoncorp.com/specs/1-36.PDF>>.
- [38] PROKEŠ, Aleš. *Rádiové přijímače a vysílače - Přednášky*. Brno : FEKT VUT, 2005. 174 s. ISBN 80-214-2263-7.
- [39] *SA612A Double-balanced mixer and oscillator* [online]. Philips Semiconductors, 1997. Dostupné z WWW: <http://www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/SA612A.pdf>.
- [40] *Section I: Iron Powder Cores* [online]. Amidon Inc, 2009. Dostupné z WWW: <<https://www.amidoncorp.com/specs/1-02.PDF>>.
- [41] *Section II: Ferrite Cores* [online]. Amidon Inc, 2009. Dostupné z WWW: <<https://www.amidoncorp.com/specs/2-01.PDF>>.
- [42] *SSM2166 Microphone Preamplifier with Variable Compression and Noise Gating (Rev. D)* [online]. Analog Devices, Inc., 2008. Dostupné z WWW: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/SSM2166.pdf>.
- [43] *The ARRL Handbook for Radio Communications*. ARRL Publisher, Newington, 2003.

SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

BFO	Beat Frequency Oscillator - Záznějový oscilátor
BPF	Band Pass Filter - Pásmová propust
CB	Citizen Band – Občanské kmitočtové pásmo
CW	Continuous wave – netlumená vlna, telegrafní provoz
DPS	Deska s plošnými spoji
DP	Dolní propust
DSB	Double Side Band – Dvě postranní pásma
DSB–SC	Double Side Band – Supressed Carrier – Dvě postranní pásma s potlačenou nosnou
EMC	Electromagnetic Compatibility – Elektromagnetická kompatibilita
FR4	Flame Retardant 4 – Materiál pro výrobu desek plošných spojů
HF	High Frequency – Vysoká frekvence
HP	Horní propust
IARU	International Amateur Radio Union – Mezinárodní radioamatérská unie
IF	Intermediate Frequency – Mezifrekvence
IL	Insertion Loss – Vložený útlum
IP3	Third order intercept point – Intermodulační průsečík 3. řádu, míra odolnosti aktivního prvku proti přetížení silným signálem
ITU	International Telecommunication Union – Mezinárodní telekomunikační unie
KV	Krátké vlny
LSB	Lower Side Band – Dolní postranní pásmo
MF	Mezifrekvenční kmitočet
NF	Nízký kmitočet
PA	Power Amplifier – Výkonový zesilovač
PIN	Dioda s vrstvou intrinzického (vlastního) polovodiče
PP	Pásmová propust
PZ	Pásmová zádrž
RF	Radio Frequency – vysokofrekvenční
SAW	Surface Acoustic Wave – Povrchová akustická vlna
SHDN	Shutdown – funkce pro odpojení bloku od napájení
SMD	Surface Mounted Device – Součástka upevněná technologií povrchové montáže
SSB	Single Side Band – modulace s jedním postranním pásmem
TRX	Transceiver – zařízení kombinující vysílač a přijímač
UNUN	Unbalanced to Unbalanced transformer – Transformátor, který je na svém vstupu i výstupu nesymetrický vůči společné svorce
USB	Upper Side Band – Horní postranní pásmo
VF	Vysokofrekvenční
VFO	Variable Frequency Oscillator – oscilátor s proměnným kmitočtem
XTAL	Krystal

A	útlum
A_e	průřez toroidního jádra
a_i	koeficient filtru
A_l	konstanta indukčnosti
B	šířka kmitočtového pásma
B_6	šířka kmitočtového pásma pro pokles kmitočtové charakteristiky o 6 dB vůči maximu
B_{60}	šířka kmitočtového pásma pro pokles kmitočtové charakteristiky o 60 dB vůči maximu
B_M	změřená šířka pásma krystalového filtru
B_{MAX}	maximální hodnota hustoty magnetického toku v jádru
B_P	požadovaná šířka pásma krystalového filtru
C	kapacita
C_M	vazební kapacita krystalového filtru
C_v	vazební kapacita vstupního filtru
c_i	koeficient filtru
Δf	šířka kmitočtového pásma
f	kmitočet
f_0	střední kmitočet kmitočtového pásma
f_{ATT}	kmitočet druhé harmonické signálu ze začátku daného pásma, který již musí být potlačen nejméně o 40 dB
f_C	střední kmitočet kmitočtového pásma
f_D	dolní mezní kmitočet
f_H	horní mezní kmitočet
f_{LSB}	kmitočet nosné vlny při provozu LSB
f_P	kmitočet paralelní rezonance
f_S	kmitočet sériové rezonance
f_{USB}	kmitočet nosné vlny při provozu USB
f_m	mezní kmitočet filtru
I_C	kolektorový proud
I_{CQ}	klidový kolektorový proud
i	index
K	zvlnění propustného pásma filtru
K_r	činitel tvaru kmitočtové charakteristiky
L	indukčnost
l_i	koeficient filtru
N	počet závitů cívky
n	počet krystalů v mezifrekvenčním filtru
P	výkon
P_{vf}	výstupní vysokofrekvenční výkon
P_Z	výkonová zatížitelnost
Q	činitel jakosti
R	elektrický odpor
R_{COMP}	rezistor pro nastavení kompresního poměru

R_{GAIN}	rezistor pro nastavení zisku
r	kompresní poměr
$\operatorname{tg} \delta$	ztrátový činitel
U_{CE}	napětí kolektor – emitor
U_{RMS}	efektivní hodnota napětí
V_{DE}	prahové napětí sestupné expanze
V_{RMS}	efektivní hodnota napětí
V_{RP}	prahové napětí limitace