

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A
TELEKOMUNIKACÍ**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Přípravek softwarově definovaného rádia

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2017/2018

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Dmytro SEMENOV**

Osobní číslo: **E15B0175P**

Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**

Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**

Název tématu: **Přípravek softwarově definovaného rádia**

Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Konstrukce relativně jednoduchého HW se zvládnutelnou teorií. Kvadrurní směšovač, filtry, kmitočtový syntezátor s PLL v základním pohledu. Jednotku pro řízení syntezátoru je třeba pouze upravit.

1. Návrh a konstrukce přípravku v jedné nebo více verzích pracující jako vstupní díl (down converter) pro softwarové rádio.
2. Návrh a konstrukce jednoduchého řízení kmitočtového syntezátoru pomocí mikrokontroléru.
3. Otestování přípravku, změření parametrů, zpracování dat a příprava dokumentace.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **30 - 40 stran**

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce:

Ing. Richard Linhart, Ph.D.

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání bakalářské práce: **10. října 2017**

Termín odevzdání bakalářské práce: **7. června 2018**

Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan



Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 10. října 2017

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na realizaci a ověření funkčnosti SDR přijímače (softwarově definovaného rádia) s přímou konverzí vstupních kmitočtů do základního pásma a následným softwarovým zpracováním kvadrurního signálu (I/Q) pomocí zvukové karty počítače. Předpokladem pro správně navržený SDR přijímač je jeho dobře zvládnutá analogová část.

Za tímto účelem je v této práci nejprve prostudována analogová část přijímače. Byl proveden rozbor metody kvadrurního směšování pomocí Taylorova detektoru, jehož základem je multiplexor. Poté následoval rozbor jednotlivých bloků přijímače (vstupního filtru, mezifrekvenčního zesilovače, směšovače, Johnsonova čítače a napájecí soustavy). Další část je věnována oživení a ověření parametrů přijímače s následnou analýzou výsledků měření. V poslední části je uveden stručný úvod do problematiky zpracování analogového I/Q signálu pomocí softwarů.

Užitečné mohou být výsledky naměřených parametrů realizovaného přijímače, parametry jeho jednotlivých bloků, a především analýza použitého multiplexoru v jeho „nestandardním“ provozu v roli kvadrurního směšovače.

Klíčová slova

Softwarově definované rádio, rádiový přijímač, Taylorův detektor, kvadrurní spínaný detektor, QSD.

Abstract

This bachelor thesis is focused on implementation and verification of functionality of SDR receiver (software defined radio) with direct conversion of input frequencies of oscillation into baseband and ensuing software processing of quadrature signal (I / Q) using computer sound card. A well-designed analogue part is a precondition for a properly designed SDR receiver.

For this purpose, the analogue part of the receiver is first studied in this work. An analysis of the quadrature mixing method was executed with use of the Taylor detector based on the multiplexer. Then the analysis of the individual blocks of the receiver (input filter, intermediate frequency amplifier, mixer, Johnson counters and power supply system) was followed. Another part is devoted to recovery and verification of the parameters of the receiver with ensuing analysis of the measurement results. The last part introduces a reader to the issues of analogue I / Q signal processing with the aid of software.

The results of the measured parameters of the implemented receiver, the parameters of its individual blocks, and especially the analysis of the used multiplexer in its "non-standard" operation in the role of quadrature mixer can be useful.

Key words

Software defined radio, radio receiver, Tayloe detector, Quadrature sampling detector, QSD.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

..... podpis

V Plzni, dne 13.3.2018

Dmytro Semenov

Obsah

OBSAH	7
ÚVOD	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
SEZNAM OBRÁZKŮ A TABULEK	10
1 KONCEPCE SDR PŘIJÍMAČŮ	11
1.1 DŮVODY PŘECHODU NA DIGITÁLNÍ ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ	11
1.2 ZÁKLADNÍ ARCHITEKTURY SOFTWAREVÝCH PŘIJÍMAČŮ	11
1.3 KVADRATURNÍ SMĚŠOVAČ V SOFTWAREVÝCH PŘIJÍMAČÍCH	13
2 KONSTRUKCE REALIZOVANÉHO PŘIJÍMAČE	16
2.1 BLOKOVÉ SCHÉMA PŘIJÍMAČE	16
2.2 KVADRATURNÍ SMĚŠOVAČ	17
2.3 JOHNSONŮV ČITAČ.....	18
2.4 MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČ	19
2.5 VSTUPNÍ FILTR	21
2.6 NAPÁJENÍ PŘIJÍMAČE	22
3 REALIZACE PŘIJÍMAČE	24
3.1 GENERÁTOR ŘÍDÍCÍCH IMPULSŮ, JOHNSONŮV ČITAČ.....	24
3.2 KVADRATURNÍ SMĚŠOVAČ	25
3.2.1 <i>Napětový přenos přijímače. Amplitudová I/Q imbalance.</i>	25
3.2.2 <i>Konverzní ztráty</i>	28
3.2.3 <i>Citlivost přijímače</i>	29
4 PŘIPOJENÍ SDR K PC	31
4.1 SOFTWAREVÉ ZPRACOVÁNÍ KVADRATURNÍHO SIGNÁLU	31
ZÁVĚR	33
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	35
PŘÍLOHY	37
1 <i>Schéma zapojení</i>	37
2 <i>Osazovací plán pro horní a spodní stranu desky</i>	37
3 <i>Seznam použitých součástek</i>	38

Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na realizaci a ověření funkčnosti SDR přijímače s přímou konverzí vstupních kmitočtů do základního pásma. Jako demodulační blok nám bude sloužit kvadrurní směšovače QSD, realizovaný pomocí multiplexoru. Kvadrurní signál se přivede do zvukové karty PC a jeho další zpracování (mezifrekvenční filtr a zesilovač) bude realizováno za pomoci volně dostupného softwaru. Výhodou tohoto směšovače je dvojnásobná úroveň signálu, malé ztráty při směšování, snížení vlivu zrcadlových kmitočtů, jednoduchost a malá cena.

Cílem této práce je oživení desky přijímače, analýza jednotlivých bloků přijímače a měření jejich parametrů.

Text je rozdělen do čtyř částí. První se zabývá koncepcí softwarových přijímačů s probranou teoretickou problematikou. Druhá část uvádí popis konstrukce přijímače s následným popisem činnosti jednotlivých bloků. Ve třetí části je provedena analýza realizovaného přijímače, kde bylo provedeno ověření funkčnosti dílčích bloků rádia a změřeni jejich parametrů. Ve čtvrté části je rozebrán úvod do problematiky softwarového zpracování signálů. V závěrečné části byly provedeny diskuze výsledku zhotovené práce a uvedeny nedostatky realizovaného přijímače.

Seznam symbolů a zkratek

<i>AM</i>	Amplitudová modulace.
<i>FM</i>	Frekvenční modulace.
<i>PM</i>	Fázová modulace.
<i>A/D</i>	Analogově digitální převodník.
<i>QSD</i>	Quadrature Sampling Detector. Kvadraturní směšovač.
<i>SDR</i>	Software Defined Radio. Softwarově definované rádio.
<i>DP, LPF</i>	Dolní propust. Low-pass filter.
<i>HP</i>	Horní propust.
<i>PP, BPF</i>	Pásmová propust, Band-pass filter.
<i>LO</i>	Lokální oscilátor.
<i>LNA</i>	Low Noise Amplifier. Nízkošumový zesilovač.
<i>FFT</i>	Fast Fourier Transformation. Rychlá Fourierova transformace.
<i>KV</i>	Krátké vlny.
<i>SV</i>	Střední vlny.
<i>BW</i>	Bandwidth. Šířka pásma.
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor, Digitální signálový procesor.
<i>SNR</i>	Signal-to-Noise Ratio, Poměr signál-šum.
<i>RF</i>	Radio frequency. Frekvence pro rádio komunikace.
<i>SSB</i>	Single-sideband modulation. Modulovaný signál obsahuje pouze jedno postranní pásmo a potlačenou nosnou vlnu.
<i>IFFT</i>	Inverse Fast Fourier Transformation. Inverzní Fourierova transformace.
<i>AGC</i>	Automatic gain control. Automatické vyrovnání hlasitosti.
<i>SINAD</i>	Signal to noise and distortion ratio. Poměr signálu od šumu a zkreslení.

Seznam obrázků a tabulek

OBR. 1.2.1	<i>Blokové schéma ideálního SDR přijímače</i>	12
OBR. 1.2.2	<i>Blokové schéma reálného SDR přijímače typu „Homodyn“</i>	12
OBR. 1.3.1	<i>I/Q složky jako modulační komponenty A a φ</i>	14
OBR. 1.3.2	<i>Obecné schéma kvadraturního směšovače</i>	15
OBR. 2.1.	<i>Blokové schéma přijímače</i>	16
OBR. 2.2.1	<i>Kvadraturní směšovač</i>	17
OBR. 2.3.1	<i>Závislost mezi průběhem přijímaného signálu a signály, které řídí spínání multiplexoru</i>	18
OBR. 2.3.2	<i>Zapojení Johnsonova čítače</i>	19
OBR. 2.4.1	<i>Mezifrekvenční zesilovač</i>	20
OBR. 2.4.2	<i>Frekvenční charakteristika zesilovače</i>	21
OBR. 2.5.1	<i>Vstupní filtr</i>	22
OBR. 2.5.2	<i>Kmitočtová charakteristika vstupního filtru</i>	23
OBR. 2.6.1	<i>Zapojení napájecího obvodu</i>	23
OBR. 2.6.2	<i>Napěťový invertor</i>	24
OBR. 3.2	<i>Kvadraturní směšovač</i>	25
OBR. 3.2.1a	<i>Napěťový přenos přijímače</i>	26
OBR. 3.2.1b	<i>Vliv imbalance</i>	27
OBR. 3.2.3	<i>Citlivost přijímače</i>	30
OBR. 4.2	<i>Obecná struktura zpracování číslicových signálů v SDR softwaru</i>	31
TAB. 1	<i>Řídicí tabulka multiplexoru</i>	25

1 KONCEPCE SDR PŘIJÍMAČŮ

1.1 Důvody přechodu na digitální zpracování signálů

V technice přechod na digitální zpracování signálů může výrazně zlepšit jejich parametry a díky dostupnosti číslicových obvodů je ekonomicky přínosný. Nedostatkem analogových součástek jsou rozměry, hmotnost, malá teplotní stabilita, citlivost na elektromagnetická rušení a obtížné přeladování. Vhodně navržené číslicové filtry i další obvody pro číslicové zpracování signálů, především analogově číslicové převodníky, tyto nedostatky nemají. Jejich charakteristiky je přesnější a nastavením lze snadno měnit jejich parametry. Mají rovněž velkou časovou a teplotní stabilitu, spolehlivost, a malé rozměry, hmotnost, spotřebu a poměrně nízkou cenu.

Vývoj současných přijímačů směřuje také k nahrazení analogových částí digitálními. Důvodem je dosažení co nejlepších parametrů přenosu a aby při výrobě odpadla potřeba složitého a nákladného ladění analogových bloků přijímače (vstupních obvodů, mezifrekvenčních filtrů, oscilátorů, zesilovačů). Pro softwarové rádio jsou důležité digitální signálové procesory DSP (Digital Signal Processor), obvody určené ke zpracování číslicových analogových signálů v reálném čase. Technologický pokrok umožňuje aplikovat číslicové zpracování signálů na vyšších kmitočtech a s větší šířkou pásma. V případě potřeby je možné měnit jejich vlastnosti softwarem. Tyto technologie mají mnoho výhod, jako jsou například menší rozměry a hmotnost, nižší cena, vyšší spolehlivost a možnost změny parametrů softwarem bez nutnosti modifikace analogových bloků přijímače.

1.2 Základní architektury softwarových přijímačů

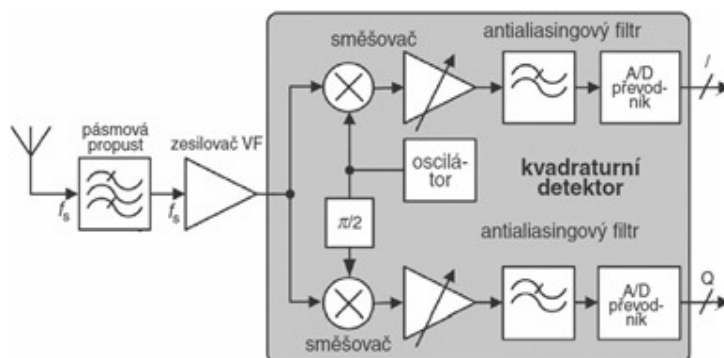
Základních architektur softwarových přijímačů je několik a liší se podle toho, ve které části přijímače bude prováděna digitalizace signálů. Každá z těchto variant má různé požadavky na jednotlivé prvky, hlavně na rozmístění A/D převodníku. Rozmístění převodníku vytváří rozhraní mezi analogovou a digitální částí přijímače a s tím poté souvisí výhody a nevýhody jednotlivých koncepcí.



Obr. 1.2.1 Blokové schéma ideálního SDR přijímače. Převzato z: [1].

Na obr. 1.2.1 je znázorněn ideální softwarový přijímač. Přijímané signály se digitalizují přímo za anténou v převodníku A/D a všechny další funkce zpracování signálů provádí software. Tato architektura dovoluje měnit charakteristiky přijímače v maximální míře, ale v dnešní době je obtížně realizovatelná, protože nároky kladené na parametry A/D převodníků jsou vysoké a to zejména na jeho dynamické rozsahy, maximální vzorkovací kmitočet a na rychlost procesoru, jenž musí následně zpracovávat velký vstupní tok dat.

Všechna tato omezení se stala příčinou vzniku přijímače kombinující obvodu analogové a digitální. Základní částí takových přijímačů je kvadrurní směšovač (I/Q demodulátor). Kvadrurní směšovač rozděluje vstupní signál do dvou větví a to přímé (synfázní) I a kvadrurní Q. Na obr. 1.2.2 je znázorněno blokové schéma reálného SDR přijímače typu „Homodyn“.



Obr 1.2.2 Blokové schéma reálného SDR přijímače typu „Homodyn“ Převzato z: [8].

Požadované pásmo je vyčleněno pásmovou propustí. VF zesilovač zajistí dostatečnou úroveň signálu pro následující kvadrurní detektor, který provádí přímou konverzi vstupních RF kmitočtů do základního pásma. Řízené zesilovače zajistí využití celého rozsahu A/D převodníku. Dolní propustné filtry (antialiasingové filtry) zabrání vstupu do převodníku kmitočtům vyšším, než je polovina vzorkovacího kmitočtu a tím omezí šířku pásma na potřebnou hodnotu, aby zabránily aliasingu.

Shanonová podmínka pro vzorkování: „*Přesná rekonstrukce spojitého, frekvenčně omezeného signálu z jeho vzorků je možná tehdy, pokud byla vzorkovací frekvence vyšší než dvojnásobek nejvyšší harmonické složky vzorkovaného signálu.*“

Shannonův teorém lze vyjádřit vztahem (1):

$$f_v > 2f_{\max} [\text{s}^{-1}], \quad (1)$$

kde: f_v - je kmitočet vzorkování,

f_{\max} - je maximální kmitočet signálu.

V případě použití nižšího vzorkovacího kmitočtu může dojít k aliasingu, který znehodnotí původní signál. K výhodám homodynu patří: jeho jednoduché zapojení, nízký kmitočet na vstupu A/D převodníku a s tím související nižší nároky na jeho parametry.

Nevýhodami jsou: použití velkého množství analogových bloků a vznik stejnosměrných složek signálu ve spektru kvůli příjmu signálu, který je vyzařován lokálním oscilátorem a kmitá v pásmu propustnosti vstupního filtru. Dále také velká citlivost na šum $1/f$ v mezifrekvenčních zesilovačích a nutnost použití oscilátoru s vysokým kmitočtem.

1.3 Kvadrurní směšovač v softwarových přijímačích

Směšovač je nelineární obvod, ve kterém dochází ke kmitočtové konverzi vstupního VF signálu na kmitočet mezifrekvenční fmf , jenž je stejný pro všechny vstupní kmitočty. Na jeden vstup směšovače je přiveden požadovaný vstupní signál $fvst$ a na druhý vstup je přiveden signál z lokálního laditelného oscilátoru fo . Na výstupu reálného směšovače se objeví signál s různou kombinací kmitočtů obou vstupních signálů. Pro výstup směšovače platí:

$$fmf = kfo \pm lfvst \quad (2)$$

kde: k a l nabývá hodnot celých čísel.

U většiny přijímačů je za užitečný směšovací produkt považován rozdílový kmitočet a ostatní produkty nejsou žádoucí. Jedním z nežádoucích produktů je tzv. zrcadlový kmitočet:

$$fzrc = fo + fmf \quad (3)$$

Zrcadlový kmitočet vede ke zvýšení šumů a jedním ze způsobů jeho odstranění je kvadrurní směšování. Pokud chceme přijímač s minimem hardwaru, a maximálním dynamickým rozsahem, budeme muset převést vstupní VF signál do nízkých kmitočtů.

Jedním ze způsobů, jak toho dosáhnout je překlad vstupního kmitočtu do základního pásma (direct-conversion).

Nejzákladnější vlastností SDR přijímačů je demodulace signálů pomocí kvadraturního směšovače (demodulátoru I/Q). Zde je demodulovaný signál rozdělený do dvou složek I a Q. Signál, jehož okamžitá hodnota je v daný časový okamžik určena komplexním číslem, se nazývá I/Q signál a symbolizuje reálnou část I (*in-phase*) a imaginární část Q (*quadrature*) komplexního čísla. Signál I odpovídá cosinové složce a signál Q odpovídá složce sinové, z nichž obě jsou na sebe kolmé. Charakteristickou vlastností komplexního vyjádření signálu je jeho jednostranné spektrum. Spektrum reálného signálu je symetrické podle vertikální osy, a tím je oboustranné. Modulovaný signál můžeme zapsat ve tvaru:

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) \quad (4)$$

A - je amplituda harmonického signálu. Pokud se mění v rytmu modulace, jedná se o AM,

ω - je nosný kmitočet. Pokud se mění v rytmu modulace, jedná se o FM,

ϕ - je fázový úhel. Pokud se mění v rytmu modulace, mluvíme o fázové modulaci PM.

Pro obecnou definici modulace platí:

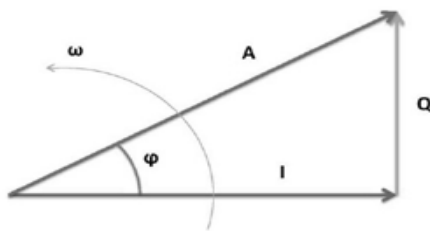
$$A \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) = A \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos \phi - A \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin \phi \quad (5)$$

$$\text{Zavedeme: } I = A \cdot \cos \phi \quad (6)$$

$$Q = A \cdot \sin \phi \quad (7)$$

Po úpravě získáme výraz:

$$A \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) = I \cdot \cos(\omega \cdot t) - Q \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (8)$$

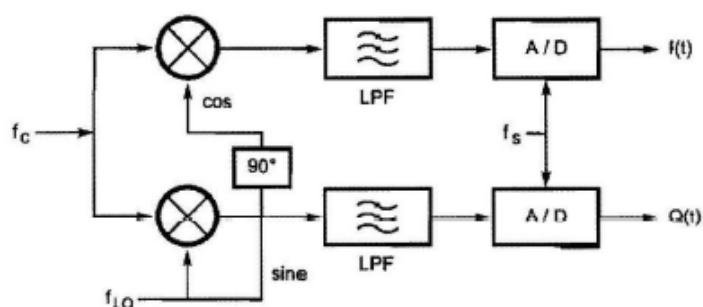


Obr. 1.3.1 I/Q složky jako modulační komponenty A a phi Převzato z: [6].

Z výrazů (8) vyplývá následující závěr:

- I/Q složky nesou informaci o amplitudové nebo fázové modulaci,
- AM a PM modulace můžeme provést změnou amplitudy složek I/Q,
- FM modulace můžeme provést pomocí PM modulace,
- I/Q jsou svázány úhlem 90° a společně rotují v komplexní rovině rychlostí ω ,
- Modulace libovolného kmitočtu se provede posuvem I/Q na ose kmitočtu analogovým směšováním nebo v digitální formě [6].

Na obrázku 1.3.2 je znázorněno obecné schéma kvadraturního směšovače. Vidíme zde, že vstupní signál je rozdělený do dvou totožných větví a v každé z nich máme směšovač a DP antialiasingový filtr. A/D převodník převádí spojitý signál na signál diskrétní a poté můžeme provádět číslicové zpracování signálů pomocí PC. Na výstupech směšovače však nedostaneme totožné signály, protože do jednoho směšovače přivádíme signál z oscilátoru přímo (sin), a do vstupu druhého signál fázově posunutý o 90° (cos). To znamená, že oba dva výsledné signály budou mít sice stejný kmitočet, ale budou se lišit fázově o 90° .



Obr. 1.3.2 Obecné schéma kvadraturního směšovače Převzato z: [9].

Dvoukanálová koncepce nám tak umožňuje rozlišit v demodulovaném signálu složku dolního postranního pásma od složky horního postranního pásma přijímaného signálu a snadno dekodovat základní pásmo. Při požadovaném signálu je fázová složka signálu I na časové ose před signálem Q, a v případě nežádoucího (zrcadlového) kmitočtu je signál I za signálem Q. To znamená, že signál I byl fázově posunut o 180° . Tento fázový posuv nám umožnil potlačit nežádoucí zrcadlový signál. Snížení počtu zrcadel snižuje nároky na filtry a další ztráty v cestě signálu. Při zpracování v PC dojde ke zpoždění signálu v kanálu Q ($+90^\circ$) a následně jsou kanály I a Q budou sečteny. Signál z levého postranního pásma se zdvojnásobí a signál z pravého postranního pásma odečte. Tímto způsobem dvojnásobně zvýšíme zisk.

Tento způsob směšování byl vylepšen vznikem Taylorova detektoru, který vynalezl Dan Tayloe, US Patent #6230000, kde je kvadraturní směšovač QSD realizován za pomoci multiplexoru. Tím bylo dosaženo lepšího poměru signál/šum, malých ztrát při směšování, značného potlačení zrcadlových kmitočtů, a to vše při jeho poměrné jednoduchosti a malé ceně.

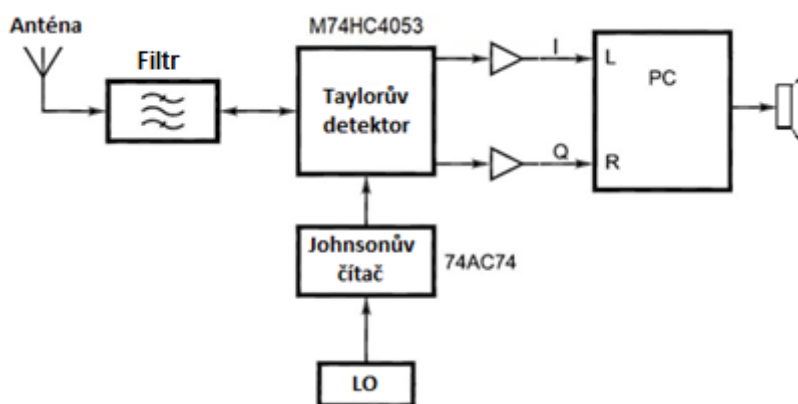
2 KONSTRUKCE REALIZOVANÉHO PŘIJÍMAČE

2.1 Blokové schéma přijímače

Cílem této práce je realizace jednoduchého SDR přijímače. Jedná se o přijímač s přímou konverzí do základního pásma. V rámci praktické části budeme testovat základní funkce přijímače za pomoci SV rozhlasu. Následně bude otestován příjem na vyšších pásmech, dle funkčních schopností multiplexoru a čítače.

Jako demodulační blok nám bude sloužit kvadrurní směšovač QSD (Quadrature Sampling Detektor), realizovaný pomocí analogového multiplexoru. Kvadrurní signál I/Q, který se nachází na výstupu přijímače, se přivede do zvukové karty PC a další zpracování signálu (mezifrekvenční filtry a zesilovače) zajistíme použitím vhodného softwaru. Na obrázku 2.1 je znázorněno blokové schéma přijímače.

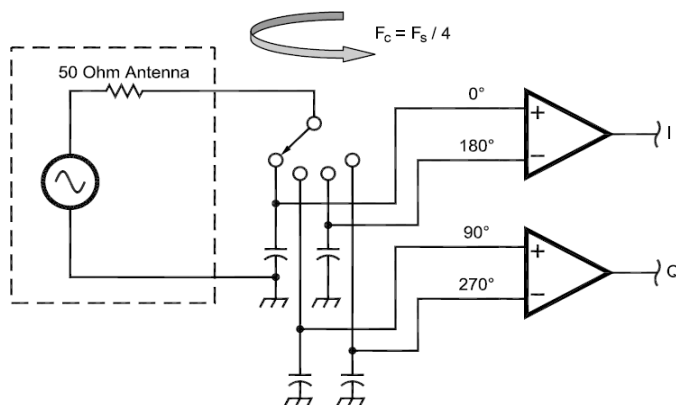
Signál z antény je veden do vstupního filtru, který zavádí stejnosměrné předpětí na vstup multiplexoru a zároveň tvoří SS oddělení antény. Signál následně vstupuje do kvadrurního směšovače (Taylorova detektoru). Směšovač je řízený Johnsonovým čítačem (děličkou kmitočtů), který pracuje jako dělička čtyřmi a z tohoto důvodu potřebujeme, aby lokální oscilátor pracoval na čtyřnásobku kmitočtu střední frekvence pásma zpracovávaného detektorem. Signály ze směšovače jsou pak filtrovány dolní propustí (DP), která plní roli anti-aliasing filtru a omezí šířku pásma na potřebnou hodnotu (tak, aby byl splněn Shannonův vzorkovací teorém) pro následné zpracování v A/D převodníku zvukové karty PC. Pro maximální využití rozsahu A/D převodníku zvukové karty PC je vhodné zesílit signál I/Q složek pomocí operačních zesilovačů.



Obr. 2.1 Blokové schéma přijímače

2.2 Kvadrurní směšovač

Hlavní částí přijímače je kvadrurní směšovač (Taylorův detektor) realizovaný pomocí multiplexoru, ke kterému jsou připojené čtyři vzorkovací kondenzátory a dva aktivní diferenční zesilovače. Princip jeho činnosti lze znázornit čtyř polohovým přepínačem, kdy je sepnut vždy jen jeden spínač multiplexoru po dobu čtvrtiny periody RF signálu přivedeného z antény. Na obr. 2.2.1 je znázorněn princip činnosti kvadrurního směšovače. Signál z antény je přiveden z $50\ \Omega$ zdroje na vstup multiplexoru, který se postupně připojuje k jednotlivým kondenzátorům. V kombinaci se vstupním odporem zdroje tak každá spínací větev tvoří integrátor, který integruje vstupní signál během doby, kdy je spínač zapnutý. Takovým způsobem je spínač sepnut na každém z kondenzátorů a po dobu sepnutí kondenzátory nabíjí na střední hodnotu napětí. Lokální oscilátor v tomto případě musí mít čtyřikrát vyšší kmitočet, než je kmitočet přijímaného signálu.



Obr. 2.2.1 Kvadrurní směšovač Převzato z: [9].

Když je spínač vypnutý, každý vzorkovací kondenzátor si drží svoji hodnotu až do následujícího sepnutí. Vzorkovací kondenzátory odebírají vzorky signálů při 0° , 90° , 180° a 270° . První kondenzátor se stává detektorem základního pásma vzorkovaného na 0° a druhý kondenzátor se stává detekčním kondenzátorem detekující 90° , atd. Pokud je kmitočet RF signálů roven nosnému kmitočtu, dostaneme na kondenzátorech střední hodnotu stejnosměrného napětí odebíraných vzorků. To nám názorně ukazuje princip přímé konverze přijímaného signálu do základního pásma. Pokud se kmitočet příchozího signálu mírně liší od spínací frekvence směšovače, bude poté následovat odběr vzorků RF signálu s tímto rozdílovým kmitočtem. Napětí na vzorkovacích kondenzátorech již nebude stálé a bude se pohybovat v čase s rozdílovým kmitočtem. Z toho důvodu musí být vzorkovací obvod RC velmi rychlý s malou časovou konstantou τ .

Pokud sečteme rozdílové napětí vzorků 0° a 180° (kanál I) a 90° a 270° (kanál Q), výstupem bude napětí rovnající se dvojnásobku vzorků během jedné periody, které bude v základním pásmu. Vzorkovací šířka pásma dosáhne Nyquistově frekvenci.

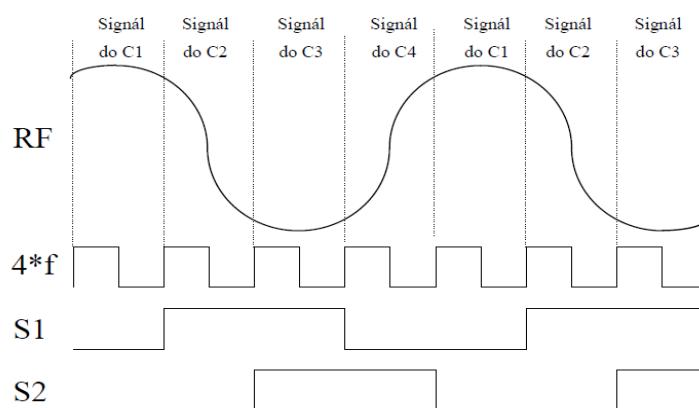
Taylorův detektor v základním pásmu může být také analyzován jako kvalitní filtr s velkým činitelem jakosti Q. Za multiplexorem je DP filtr pracující v základním pásmu, které lze nastavit správným výběrem R a C. Musí však být zohledněny všechny součásti odporové série. Odpor je tvořen sériovou kombinací odporu antény, odporu sepnutého spínače multiplexoru a odporem DP filtrů. Kondenzátory se během vzorkovací periody střídavě přepínají, a to znamená, že výsledný odpor bude čtyřikrát větší. Rovnice (9) určuje šířku pásma:

$$BW_{det} = \frac{1}{\pi n R_{ant} C_s} = 19250 \text{ Hz} \quad (9)$$

kde: n - je počet vzorkovacích kondenzátorů,
 R_{ant} - je impedance antény,
 C_s - je kapacita vzorkovacích kondenzátorů.

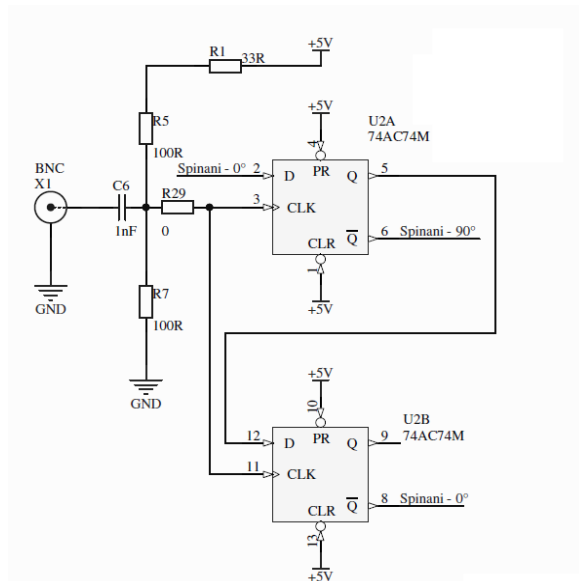
2.3 Johnsonův čítač

Pro řízení multiplexoru potřebujeme na jeho vstup přivést dva signály, které jsou fázově posunuté o 90° . Analogová realizace je příliš obtížná a skládá se z velkého množství součástek. Zásadním problémem realizace je amplitudová stálost a přesný neměnný fázový posuv o 90° v celém kmitočtovém rozsahu. Jakákoliv odchylka obou parametrů zhoršuje výsledné parametry obvodu. Naopak při číslicové realizaci postačí jen dva klopné obvody. Generátor řídicích signálů je proto realizován integrovaným klopným obvodem 74AC74, který obsahuje dva klopné obvody typu D.



Obr. 2.3.1 Závislost mezi průběhem přijímaného signálu a signály, které řídí spínání multiplexoru

Omezujícím parametrem u toho řešení je pouze maximální pracovní kmitočet, který činí 160 MHz [28], na němž jsou klopné obvody schopné spolehlivě pracovat. Zapojení čítače je na obrázku 2.3.2.



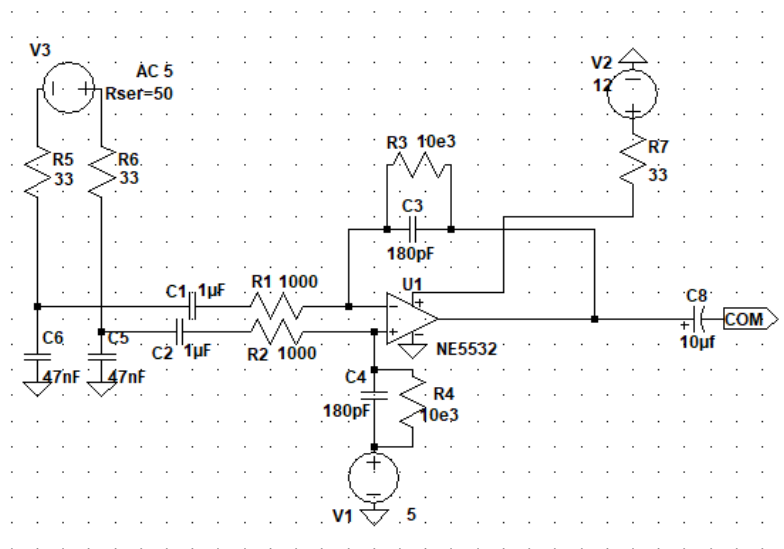
Obr 2.3.2 Zapojení Johnsonova čítače

Vstupní hodinové impulsy ovládají řídicí vstupy obou klopných obvodů, které se překlápí podle kmitočtů oscilátoru. První klopný obvod se překlápí při náběžné hraně, druhý klopný obvod se překlápí při sestupné. Na výstupech nonQ klopných obvodů z kmitočtu oscilátoru získáme obdélníkové signály s fázovým posunem 0° a 90° . Čítač pracuje s Johnsonovým číselným kódem. Tyto signály představují 2bitové binární kódy pro řízení 1 ze 4 stavů multiplexoru. Z toho důvodu musí mít oscilátor čtyřikrát vyšší kmitočet než přijímaný signál, protože za jednu periodu musíme odebrat čtyři vzorky vstupního signálu. Na obrázku 2.3.1 je znázorněna závislost mezi časovým průběhem přijímaného RF signálu a signály S1 a S2 na výstupu čítače, které řídí spínání multiplexoru, $4 \cdot f$ je kmitočet lokálního oscilátoru.

2.4 Mezifrekvenční zesilovač

Pro dosažení dostatečné úrovně buzení A/D převodníku zvukové karty PC je nutné signál zesílit, a proto je posledním stupněm přijímače zesilovací blok. Zesilovač musí mít malý vlastní šum, protože se jedná o aktivní prvek a z hlediska šumových vlastností přijímače je návrh zesilovače velice důležitý. Velikost použitých rezistorů velmi zhoršuje

jeho šumové číslo. Za tímto účelem byly použity nízkošumové operační zesilovače NE5532 (5 nV/√Hz), které zároveň přizpůsobí symetrické výstupy směšovače a nesymetrické vstupy zvukové karty PC. Na obrázku 2.4.1 je znázorněno zapojení zesilovače.



Obr. 2.4.1 Mezifrekvenční zesilovač

Zesilovač je napájen ze zdroje napětí 12 V. Neinvertující vstup je připojen k +5 V pro nastavení stejnosměrné složky a správnou funkci nesymetricky napájených zesilovačů. C8 odděluje stejnosměrnou složku zesilovače od vstupu zvukové karty. Napětové zesílení je nastaveno rezistorem R3. Pokud přidáme paralelně k zpětnovazebnímu odporu R3 kondenzátor C3, který blokuje vysoké kmitočty a tím poskytuje frekvenční selektivitu zesilovače, dostaneme aktivní dolní propust s mezním kmitočtem:

$$f_{mez} = \frac{1}{2\pi \cdot C3 \cdot R3} = 88 \text{ kHz} \quad (10)$$

Vzorkovací kondenzátory spolu s odporem tvoří DP. Celkový odpor je tedy tvořen sériovou kombinací impedance antény, odporu sepnutého spínače multiplexoru a vloženým odporem filtru. Strídání každého vzorku je 25 %. Díky tomu bude efektivní odpor za jednu vzorkovací periodu čtyřikrát větší. Pokud máme zpětnovazební odpor R3 10 kΩ a impedance antény Rant 50 Ω (ve skutečnosti se tato hodnota může výrazně lišit), výsledný zisk G bude:

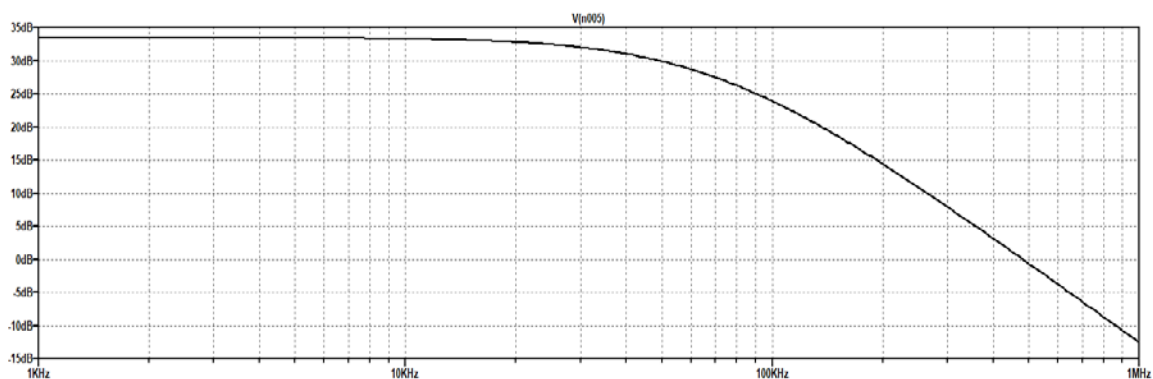
$$G = \frac{Rf}{4 \cdot Rant + R6 + R1} = \frac{10000}{4 \cdot 50 + 33 + 1000} = 8.11 \quad (11)$$

Výsledné zesílení je:

$$A_{db} = 20 \log(U_{vst} * G) = 20 \log(5 * 8.11) = 32.16 [dB] \quad (12)$$

Střídavé přepínání spínačů multiplexoru udělá z dolní propusti pásmovou propust na naladěném kmitočtu. K dispozici máme 2 kanály I a Q, díky kterým budeme mít dvojnásobnou šířku pásma. Signály I/Q jsou přenášeny do A/D převodníku zvukové karty a následně vzorkovány.

Pro zjištění frekvenční charakteristiky zesilovače byla použita simulace v programu LT Spice [25]. Skutečné hodnoty se mohou mírně lišit vzhledem k nedokonalosti parametrů použitých součástek. Frekvenční charakteristika obvodu zesilovače je znázorněna na obrázku 2.4.2. Z průběhu je vidět, že mezní kmitočet, na kterém zesílení klesne, o 3 dB je 50 kHz. Efektivní šířka pásma závisí na frekvenční charakteristice zesilovače, DP filtru před ním a vnitřním antialiasingovém filtru zvukové karty PC.



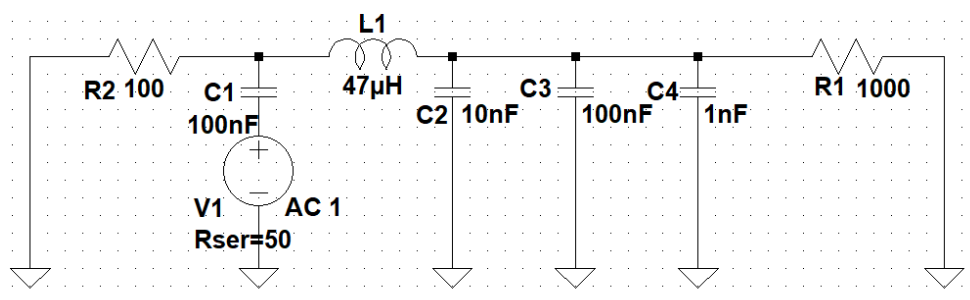
Obr. 2.4.2 Frekvenční charakteristika zesilovače

2.5 Vstupní filtr

Na anténu přijímače vstupují signály ze širokého spektra kmitočtů. Pro správnou funkci přijímače je nutné zpracovávat signály, které leží v pásmu, na kterém je přijímač schopen pracovat. Ostatní kmitočty přispívají k rušení příjmu a jsou nežádoucí. Za tímto účelem je prvním blokem přijímače vstupní filtr. Šířka pásma filtru určuje zároveň šumovou šířku pásma a výkon šumu, který se dostane do přijímače. Schéma zapojení filtru je znázorněno na obrázku 2.5.1.

Hlavní rolí vstupního filtru, jenž není běžným preselektorem, je zavádění stejnosměrného předpětí na vstup multiplexoru a zároveň tvoří SS oddělení antény.

Důležitým parametrem filtru je jeho co nejnižší útlum v celém kmitočtovém pásmu SV, kde bude přijímač testován.

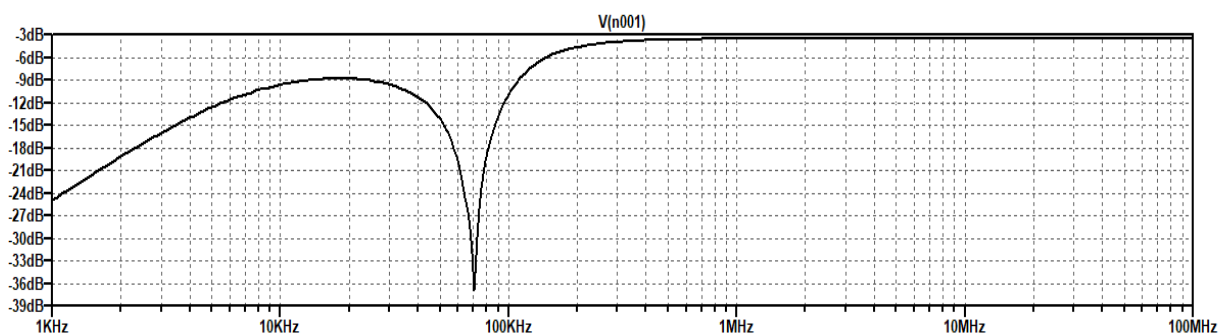


Obr. 2.5.1 Vstupní filtr

Dolní propust je tvořena cívkou, která zároveň slouží jako stejnosměrná výhybka oddělující stejnosměrnou složku pro multiplexor. Horní propust je tvořena vazebním kondenzátorem na vstupu přijímače. Kondenzátory C2, C3 a C4 slouží k zabránění přenosu rušivých signálů z oscilátoru, které mohou pronikat přes napájecí cesty a části filtru.

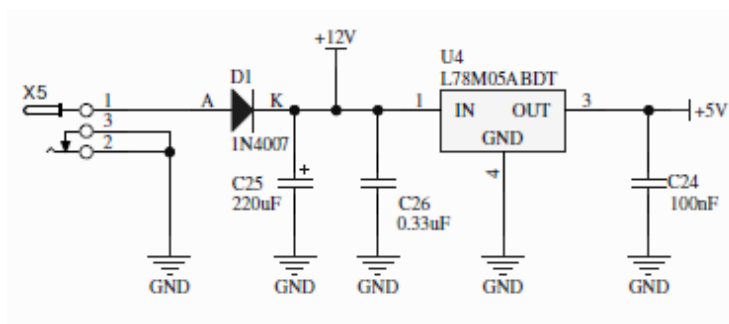
Pro ověření parametru filtru byl použit simulační program LT Spice [25]. Simulací bylo zjištěno, že z neznámého důvodu byla při návrhu přijímače použita nevhodná cívka, která v pracovním pásmu, na kterém byl přijímač navržen, vykazovala velký útlum. Rezonanční kmitočet byl naladěn na odlišnou hodnotu, než byl jeho prvotní návrh. Z tohoto důvodu byla postupným výběrem z dostupných hodnot zaměněna původní cívka s hodnotou 100 uH za feritovu tlumivku s hodnotou 47 mH, abychom v použitém pracovním pásmu dosáhli nízkého útlumu a rovnoměrného průběhu zlomového kmitočtu.

Podle simulace, má navržený filtr propustné pásmo pro pokles o 3 dB 150 kHz. Kmitočtová charakteristika je znázorněna na obr. 2.5.2. V důsledku poměru impedance antény a vstupního odporu směšovače, vykazuje filtr v propustném pásmu pokles napětí ideálního zdroje signálu antény o 4 dB při zátěži vstupem přijímače. Pokles je dán tím, že zátěž je jiná než vnitřní odpor zdroje a zároveň jsme při simulaci použili zdroj bez vnitřního odporu antény, což není běžným postupem. Běžně se v praxi využívá postup, kdy napětí se nachází za vnitřním odporem, pak následuje měřený objekt a poté výstup. Vnitřní odpor zdroje, nebo zatěžovací odpor směšovače čistě ovlivní pokles napětí a v případě korekce by tato hodnota vyšla 0 V průběhu lze říci, že daný filtr lze použít pro příjem pásma SV a KV.



Obr. 2.5.2 Kmitočtová charakteristika vstupního filtru

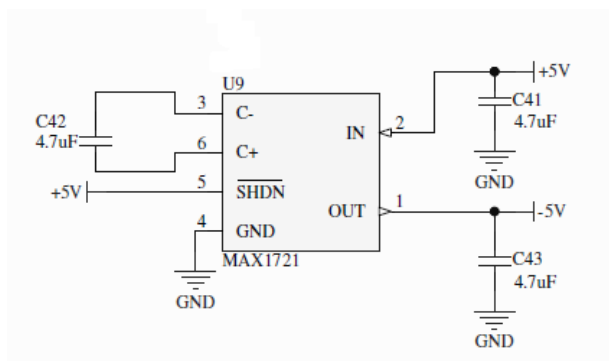
2.6 Napájení přijímače



Obr. 2.6.1 Zapojení napájecího obvodu

Přijímač je napájen ze 12 V zdroje stejnosměrného napětí. Napájení dílčích obvodů přijímače vyžaduje několik úrovní napětí. Pro napájení multiplexoru a nastavení stejnosměrného offsetu operačních zesilovačů slouží lineární napěťový stabilizátor L7805, který provede transformaci vstupního napětí na velikost 5 V. Zapojení obvodu stabilizátoru je vyobrazeno na obrázku 2.6.1. Ochranná dioda 1N4007 zabraňuje chybnému přepólování a slouží jako ochrana proti rychlému snížení napájecího napětí. V takovém případě by se mohl objevit zpětný proud a stabilizátor zničit. Kondenzátory slouží k vyhlazení vstupního a výstupního napětí, a tím, kromě stabilizačních účinků, stabilizátor snižuje střídavou složku výstupního napětí a pracuje tedy jako filtr. Zemnicí pin stabilizátoru je připojen k velké ploše rozlité mědi, která plní funkci chladiče.

Multiplexor vyžaduje symetrické napájení 5 V a z toho důvodu je použit napěťový invertor MAX1721, jehož zapojení je znázorněno na obrázku 2.6.2. Invertor je ošetřen vyhlazujícími kondenzátory za účelem snížení střídavých složek napětí a spínacího šumu.



Obr. 2.6.2 Napěťový invertor

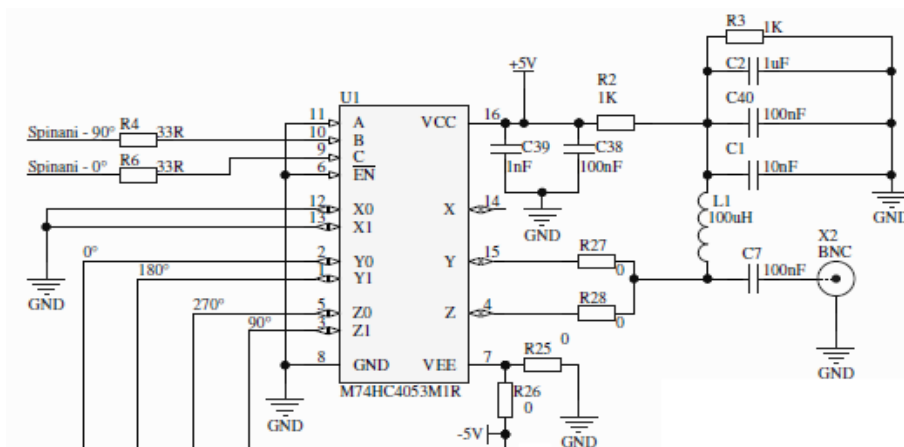
3 REALIZACE PŘIJÍMAČE

Jako první bylo provedeno osazení napájecího bloku přijímače a následně bylo zkontrolováno napětí na stabilizátoru a rozdílové napětí na invertoru. Poté byla zkontrolována funkčnost Johnsonova čítače a kvadrurního směšovače.

3.1 Generátor řídicích impulzů. Johnsonův čítač.

Funkce směšovače je omezena kmitočtem Johnsonova čítače. Zapojení čítače je popsáno na obrázku 2.3.2. K dispozici jsem měl generátor kmitočtů s maximálním rozsahem 14 MHz. Z toho důvodu byla zkontrolována schopnost čítače pracovat na daných kmitočtech, a tímto způsobem čítač dokáže řídit směšovač. Generátor byl připojen na hodinový vstup klopných obvodů čítače, jehož kmitočet je pak následně dělen čtyřmi. Výstupy nonQ klopných obvodů (0° a 90°) byly připojeny k osciloskopu a postupným zvyšováním kmitočtu od 1 MHz až do 14 MHz byly sledovány časové průběhy výstupních signálů. Při daném kmitočtovém rozsahu dokázaly použité klopné obvody čítače udržet konstantní hodnotu amplitudy a nezměnný fázový posuv o 90° . Závěrem lze říci, že Johnsonův čítač v daném kmitočtovém rozsahu funguje spolehlivě a díky tomu ho můžeme použít pro příjem rozhlasového vysílání pásma SV (0,5265 – 1,6065 MHz).

3.2 Kvadrurní směšovač



Obr. 3.2. Kvadrurní směšovač

V realizovaném přijímači je směšovač tvořen multiplexorem M74HC4053, který postupně propojuje vstupní signál k vzorkovacím kondenzátorům. Část zapojení směšovače je na obrázku 3.2. Johnsonův čítač, řídicí spínání multiplexoru, je připojen k vstupům A, B multiplexorového čipu. V tab.1 je znázorněno řízení multiplexoru pomocí čítače.

Fáze RF signálu	Vstup multiplexoru	Vstup multiplexoru	Výstup multiplexoru
0°	0	0	Y0
90°	1	0	Z1
180°	1	1	Y1
270°	0	0	Z0

Tab.1 Řídicí tabulka multiplexoru

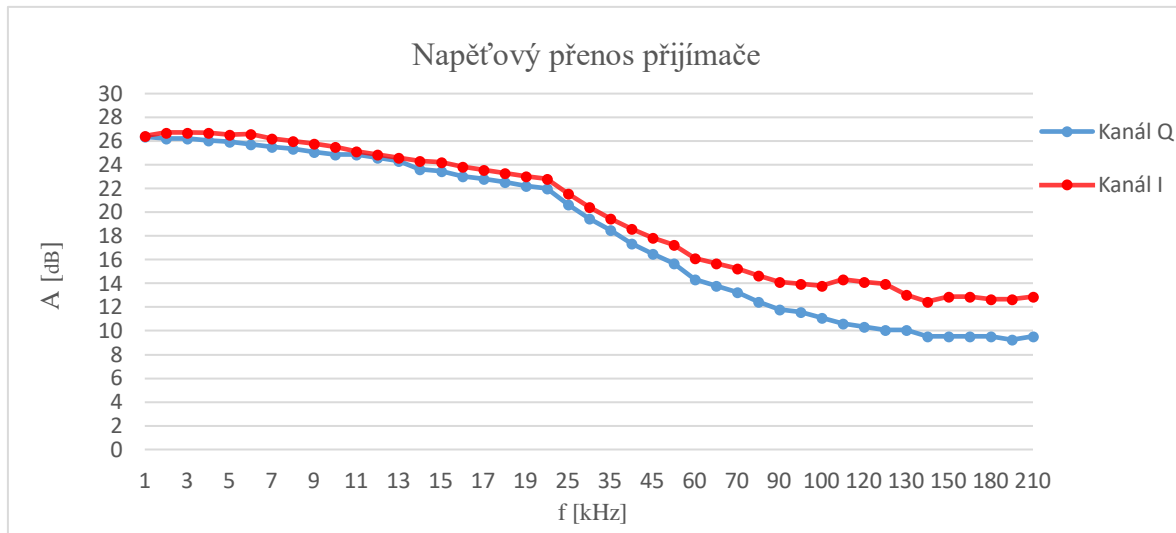
3.2.1 Napěťový přenos přijímače. Amplitudová I/Q imbalance.

Při ověření parametrů přijímače bylo provedeno měření jeho napěťového přenosu. Napěťový přenos směšovače a jeho mezní kmitočet je dán vlastnostmi obvodů mezifrekvenčních zesilovačů. Měření proběhlo tak, že jeden generátor byl připojen na antenní vstup směšovače s konstantní hodnotou amplitudy a kmitočtů (1 MHz 10 mV). Druhý funkční generátor byl připojen k čítači a nahrazoval místní oscilátor přijímače.

Postupným zvyšováním nosného kmitočtu byly následně odečteny hodnoty napětí na výstupech I a Q. Měření bylo prováděno do té doby, kdy se už výstupní napětí nedalo

zaznamenat osciloskopem. Na obrázku 3.2.1a je znázorněna naměřená kmitočtová závislost napěťového přenosu směšovače. Kde A [dB] je poměr výstupního napětí směšovače ke vstupnímu:

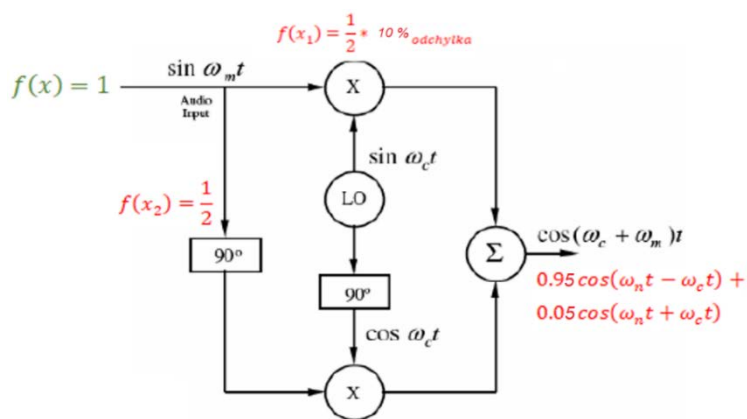
$$A = 20 * \log \frac{U_{out}}{U_{in}} = 20 * \log \frac{U_{I,Q}}{10} \quad [dB] \quad (13)$$



Obr. 3.2.1a Napěťový přenos přijímače

Z naměřeného napěťového přenosu přijímače lze zaznamenat amplitudovou nesymetrii (imbalanci) kanálu I a Q na výstupu přijímače. Maximální amplitudová odchylka mezi kanály I/Q na intervalu 0 - 16 kHz se rovná 9,8 %.

Vliv amplitudové imbalance lze znázornit na příkladu jednoduché frekvenční konverze, kde jednotlivé vstupní signály budou přesunuté bez jakékoli následné změny. Vstupní signál bude rovnoměrně rozdělen do dvou větví. Následně jsou signály směšovány s kmitočtem lokálního oscilátoru, přičemž jeden signál bude fázově posunut o 90° . Při jejich sečtení na výstupu zůstane jen jedno postranní pásmo vstupního signálu, zatímco druhé postranní pásmo bude zcela potlačeno. V našem případě ale vlivem amplitudové I/Q imbalance, při součtu obou signálů na výstupu, nebude druhé postranní pásmo dokonale potlačeno. Vliv amplitudové I/Q imbalance je znázorněn na obrázku 3.2.1b.



Obr 3.2. 1b Vliv amplitudové imbalance

Signál na výstupu za přítomnosti imbalance lze popsat výrazem:

$$\begin{aligned}
 U_{(\text{vystup})} &= \sin(\omega_n t) * \sin(\omega_c t) + \cos(\omega_n t) * \cos(\omega_c t) = 0.45 \cos(\omega_n t - \omega_c t) - \\
 &0.45 \cos(\omega_n t + \omega_c t) + 0.5 \cos(\omega_n t + \omega_c t) + 0.5 \cos(\omega_n t - \omega_c t) = \\
 &0.95 \cos(\omega_n t - \omega_c t) + 0.05 \cos(\omega_n t + \omega_c t) \quad (14)
 \end{aligned}$$

Z toho můžeme vidět, že vlivem amplitudové imbalance součtová složka signálu nežádoucího postranního pásma nebyla zcela potlačena. Za předpokladu, že je fázová odchylka stejná, získáme poměr:

$$N = 20 * \log \frac{0.05}{0.95} = 26 \text{ [dB]} \quad (15)$$

V důsledku amplitudové I/Q imbalance poměr potlačení nežádoucího postranního pásma k žádoucímu je 26 dB. Vzhledem k současné technice je tato stanovená hodnota horší, ale pro naše účely nízkého příjmu signálu se dá zhodnotit jako dostačující.

Nesymetrie I/Q je vážným nedostatkem přijímačů s přímou konverzí. Imbalance může vytvářet artefakty ve kmitočtovém spektru signálů a z toho důvodu může být příčinou chybné detekce signálů. Obtížnost při konverzi do základního pásma spočívá v tom, že veškeré interference oscilátoru putují přes směšovač, do kterého poté protéká nejen požadovaný signál, ale i rušivé interference. Nesymetrie se může vyskytovat v důsledku nesouladu v cestě signálů I a Q, například rozdílem kmitočtových charakteristik dolních propustí. Podobně tak i u mezifrekvenčních zesilovačů, je pro každý kanál I a Q přítomen nesoulad v celkovém zesílení. Jakékoli odchylky v hodnotách analogových součástí mohou způsobit nerovnováhu fází nebo amplitudy mezi dvěma kanály, což v našem případě může vést k odpovídajícímu poklesu potlačení nežádoucího postranního pásma. Posun amplitudy a fáze může být jakéhokoli rozsahu a časem se nemění. V ideálním případě musí

být tyto poruchy korigované jak na frekvenci, tak na teplotu. Tento problém lze částečně vyřešit vhodným návrhem součástek v obvodech zesilovače a také za pomoci softwaru.

V našem případě příčinou vzniku velké amplitudové imbalance, může být špatné osazení desky, tolerance součástek a celková konstrukční čistota. Imbalance může být dorovnána výběrem součástek s lepšími parametry. Toho docílíme v takovém případě, kdy jsme na čipu schopni zajistit stejně vyladěné prvky již od výroby, nebo máme možnost vlastního výběru. Důležitá je tolerance zpětně vazebného odporu mezifrekvenčních zesilovačů, který nastavuje zisk. Do zpětné vazby bychom měli umístit spolehlivou součástku, a poté teoreticky přidat potenciometr za zesilovač a nastavit úroveň dle osciloskopu, aby byla stejná amplituda kanálů.

3.2.2 Konverzní ztráty

Konverzní ztráty jsou parametrem, který určuje účinnost směšovače při přeměně mezi vstupním a výstupním signálem. Diodové směšovače produkují rozdílový a součtový produkt směšování a k tomu ještě velké množství vyšších harmonických složek signálů a jejich kombinace. Nejčastěji se používá jen rozdílový produkt směšování. To znamená, že ztráty diodových směšovačů budou vždy vyšší než 3 dB. Nežádoucí kmitočty také odebírají výkon, a tím zvyšují ztráty. Souhrn všech ztrát u diodových směšovačů je kolem 6-10 dB. Konverzní ztráty kvadraturního směšovače (Taylorova detektoru) je méně než 1 dB [9]. Důvod je takový, že není ve skutečnosti směšovačem, ale vzorkovacím detektorem. Provádí totiž diskretní odběr vzorků, který je podobný jako při směšování. Kvadraturní směšovač, realizovaný na principu Taylorova detektoru, udržuje hodnotu signálu mezi vzorky a výstupní signál neklesá na nulu.

Z naměřených hodnot můžeme určit ztráty při směšování u realizovaného přijímače. Pokud známe napěťový přenos přijímače a zesílení mezifrekvenčních zesilovačů, můžeme určit tuto hodnotu:

$$A_{\text{směšovače}} = A_{U \text{ přenos}} - A_{\text{zesilovače}} = 0 \text{ [dB]} \quad (16)$$

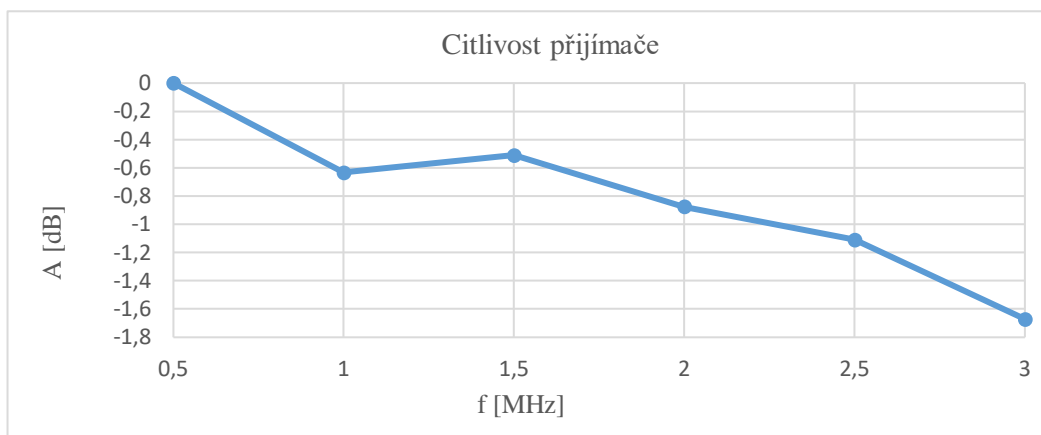
Rozdíl hodnot může být způsoben nesouvislostí mezi parametry nasimulovaných obvodů od skutečných.

3.2.3 Citlivost přijímače

Citlivost je definována jako schopnost přijímače přijmout slabé signály při splnění určitého kritéria (SINAD, SNR apod.) a označuje napětí, které musí být dodáno přijímači z antény, aby odevzdal do reproduktoru určitý minimální výkon. Omezujícím parametrem je vlastní šum, který je závislý na šířce pásma. Čím je větší šířka pásma, tím větší máme šumový výkon. Nevýhodou přijímače s přímou konverzí do základního pásma je ta, že šum se zvýší, pokud se demodulovaný signál přiblíží k nulové mezifrekvenci. V takovém případě budou složky I/Q signálů se středem kolem stejnosměrného napětí. Šumové příspěvky pocházejí z různých zdrojů, jako například vlastní 1/f šum z polovodičových součástek nebo síťový a fázový šum lokálního oscilátoru objevující se v základním pásmu. Na kmitočtech do 10 kHz převládá „kmitající šum“ 1/f, který vůči nízkým kmitočtům vzrůstá. Posunutím signálu nad 10 kHz můžeme zmenšit vliv této šumové složky. Zvuková karta PC může zpracovávat signály až do 22 kHz, a proto použijeme tuto šířku pásma k posuvu od nízkofrekvenčního šumu. Takovým způsobem snížíme šumové číslo a zlepšíme dynamický rozsah přijímače. Poté software provede konverzi demodulovaného signálu zpět do nulové mezifrekvence.

Měření citlivosti bylo provedeno následovně - na antenní vstup směšovače byl přiveden kmitočtový generátor s kmitočtem 500 kHz a amplitudou 660 mV. Na výstupu přijímače jsme získali signál s amplitudou 1 V a mezním kmitočtem 1 kHz. Cílem bylo zjistit, jak silný signál na vstupu musíme přidat, aby na výstupu přijímače byla zachována konstantní úroveň signálu. Postupným zvyšováním vstupního kmitočtu byla následně přidávána amplituda napětí, aby na výstupu byla zachována konstantní hodnota amplitudy 1 V. Takovýmto způsobem byla určena citlovost přijímače v závislosti na vstupním kmitočtu. Výsledná kmitočtová závislost je znázorněna na obr. 3.2.3.

V průběhu můžeme zaznamenat, že nejlepší citlivost má přijímač na kmitočtu 500 kHz, kde byla dodána nejmenší amplituda vstupního signálů 660 mV. Poté bylo provedeno normování k této hodnotě, ke které se následně vztahovaly všechny hodnoty vstupních amplitud.



Obr. 3.2.3 Citlivost přijímače

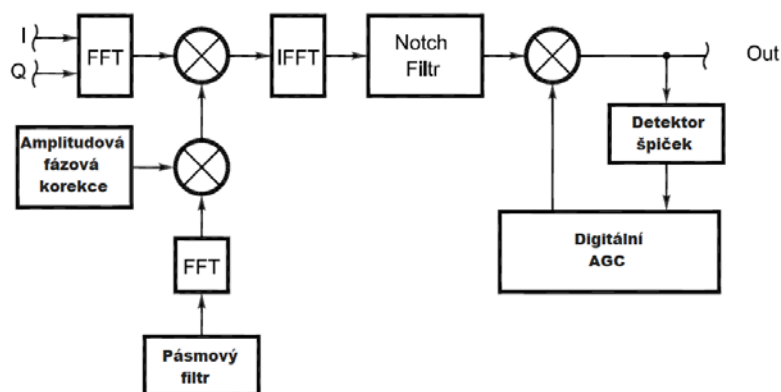
Použitá metoda měření však nezahrnuje následné zpracování výstupního signálu přijímače pomocí softwarů. Software v podstatné míře zlepšuje vlastnosti přijímače, a to za pomoci digitálního zpracování signálů. Při správném nastavení je software schopen potlačit šum ve prospěch přijatého signálu. Z toho důvodu bylo prováděno měření citlivosti přes celý řetěz přijímače, včetně softwaru. Protože na výstupu přijímače se využívají jen takové signály, jejichž výkon je větší než šumový, musíme hodnotit schopnost přijímače přijímat i slabé signály tím, že udáme tzv. citlivost omezenou šumem. Je to nejnižší úroveň vstupního signálu, která na výstupu přijímače vytvoří standartní výstupní výkon dosažený při zvoleném poměru signálu k šumu [24]. Pro zjištění citlivosti musí být přijímaný signál alespoň o 10 dB nad úrovní šumů, jinak ho v šumovém pozadí nedokážeme detekovat.

K měření citlivosti byla použita AM modulace. K antennímu vstupu přijímače byl připojen generátor s kmitočtem 501 kHz a amplitudou 20 mV. Pro snížení amplitudy byl použit útlumový článek s hodnodnou 60 dB a výsledná hodnota napětí byla v tomto případě stanovena na 20 uV. Kmitočet místního oscilátoru byl nastaven na 2 MHz, to znamená, že nosný kmitočet je 500 kHz. Pro příjem a zobrazení vstupního signálu byl použit program HSDR [22], kde byly následně odečteny hodnoty amplitud vstupního signálů a šumu. Amplituda šumu stanovila -75 dB a amplituda signálů -65 dB. Ve výsledku máme změřenou citlivost přijímače, která se vztahuje k hodnotě SNR. Minimální amplituda vstupního signálů, kterou jsme schopni detekovat, je 20 uV při odstupu signálu od šumu 10 dB.

4 PŘIPOJENÍ SDR K PC

4.1 Softwarové zpracování kvadrurního signálu

Analogová část přijímače odesílá I/Q signál a informaci o jeho kmitočtové ose. Každý signál viditelný v časové oblasti můžeme transformovat metodami FFT (rychlé Fourierovy transformace) do kmitočtové oblasti a naopak. Pokud víme z jakých kmitočtových složek signál je složen, můžeme provést jejich úpravu. Pro takovou realizaci potřebujeme přímé zpracování vstupních signálů během příjmu. K tomuto účelu slouží A/D převodník, případně zvuková karta PC a příslušný software, který bude zpracovávat číslicové signály. Na obr. 4.2 je zobrazena struktura zpracování číslicových signálů v SDR softwaru.



Obr. 4.2. Obecná struktura zpracování číslicových signálů v SDR softwaru

Po digitalizaci spojitého analogového signálu I/Q ve zvukové kartě PC máme dva toky signálů, které jsou diskrétní v čase se souvisejícími hodnotami řad časové domény. Tyto řady se poté přepočítají do kmitočtové oblasti. Následně se provede filtrace požadovaného pásma pomocí konvolucí se zvoleným typem digitálních filtrů. V této fázi je zároveň odvozen adaptér pro přehledné zobrazení pásma. Za přítomnosti amplitudové nebo fázové nesymetrie I/Q složek, nám software umožní provedení jejich korekce. Dále probíhá demodulace signálů, kde bude spektr signálů posunut zpět do základního pásma. Pro převod demodulovaného signálu zpět do časové oblasti v číslicové formě bude provedena IFFT (inverzní Fourierova transformace). V časové oblasti probíhá omezení šumu a notch filtr (filtr, který v přijímaném signálu potlačí jeden kmitočet) provede potlačení rušivých zánějů. Automatické vyrovnávání citlivosti AGC umožní udržovat stejnou hlasitost v poslechovém

pásmu a zároveň potlačí šum. Na výstupu je zařazen D/A převodník. Výsledný analogový signál již dokážeme zaznamenat pomocí reproduktoru.

Pro příjem rozhlasového vysílání pásma SV byla použita drátová anténa typu Long Wire. Anténa měla deseti metrovou délku a byla natáhnuta mezi budovami fakulty. Předpokládalo se použití přijímače s notebookem. Komplikací se stalo, že ve většině notebooků je pravidlem monofonní mikrofonní vstup. Z tohoto důvodu byla použita externí zvuková karta Presonus USB Audiobox s 24bitovou délkou a vzorkovacím kmitočtem 44.1- 48 kHz. Karta má dva vstupní kanály, ke kterým byly připojené výstupy přijímače I a Q. Tyto signály musí být připojeny do zvukové karty co nejkratšími a co nejkvalitnějšími propojkami. Kvalita zpracování signálů u SDR přijímačů bude záležet na parametrech vstupního filtru, zesilovače, anti-aliasing filtrů a samotného A/D převodníku. Všechny tyto obvody musí mít co nejménší šumové číslo.

Pro poslech byl zvolen bezplatný software HDSDR [22]. Pokud je nosný kmitočet nastaven na f_0 , může pak být vzhledem k šířce pásma zvukové karty softwarem zpřístupněno spektrum signálů od $f_0 - f_n$ do $f_0 + f_n$, kde f_n je vzorkovací kmitočet zvukové karty (v našem případě $f_n = 48$ kHz). Pokud například $f_0 = 10$ MHz, můžeme procházet signály přibližně od 9.950 MHz do 10.050 MHz. Pokud chceme přijímat signály mimo tento rozsah, pak je nutně změnit nosný kmitočet.

Připojením přijímače k PC bylo vyzkoušeno použití přijímače až do 3 MHz a tím byla ověřena funkčnost celého přijímače.

Závěr

V průběhu práce jsme probrali teoretickou problematiku SDR přijímačů. Postupně byl rozebrán princip činnosti jednotlivých analogových bloků přijímače. Simulací obvodů jsme zkontrolovali jejich parametry, dále osadili desku plošného spoje a testováním dílčích obvodů zpracovali výsledky o správném osazení součástek. Během analýzy přijímače bylo provedeno měření jeho parametrů.

Nejprve jsme zkontrolovali stabilitu Johnsonova čítače. Závěrem můžeme říci, že Johnsonův čítač v použitém kmitočtovém rozsahu 14 MHz fungoval spolehlivě s neměným fázovým posuvem o 90° , a díky tomu může být použit pro příjem rozhlasového vysílání pásma SV.

Pomocí simulace obvodu mezifrekvenčního zesilovače byly ověřeny jeho parametry. Efektivní šířka pásma, na kterém zesílení pokleslo o 3 dB, činí 50 kHz a zesílení zesilovačů je 32 dB.

Simulací vstupního filtru bylo zjištěno, že navržený filtr má propustné pásmo pro pokles o 3 dB 15 kHz, a proto lze daný filtr použít pro příjem pásma SV a KV. Rovněž původně byla použita nevhodná cívka, která vykazovala velký útlum v pracovním pásmu. Z tohoto důvodu byla zaměněna za feritovu tlumivku abychom v použitém pracovním pásmu dosáhli nízkého útlumu a rovnoměrného průběhu zlomového kmitočtu.

Při ověření parametrů přijímače bylo provedeno měření jeho napět'ového přenosu, které ukázalo, že amplitudy kanálů I a Q mají imbalance. Relativní odchylka mezi amplitudami kanálů I/Q byla stanovena na 9,8 %. Následně byl znázorněn vliv amplitudové imbalance pomocí jednoduché frekvenční konverze. Tím jsme zjistili poměr potlačení nežádoucího pásma k žádoucímu o 26 dB. Tato hodnota je pro současnou techniku, poněkud horší, ovšem pro náš účel nízkého příjmu signálu je dostačující. Vznik amplitudové imbalance může být zapříčiněn různou tolerancí součástek v obvodech zesilovače nebo například špatným osazením desky, avšak výběrem přesnějších součástek s lepšími parametry jej můžeme dorovnat.

Konverzní ztráty přijímače měly hodnotu kolem 0 dB, podle předpokladu pro realizovaný kvadrurní směšovač sestavený na principu Taylorova detektoru.

Poté byla naměřena citlivost přijímače. Nejlepší citlivost má přijímač na kmitočtu 500 kHz. Následně jsme určili citlivost přijímače, která se vztahovala k hodnotě

SNR. Minimální amplituda vstupního signálu, kterou jsme schopní detekovat byla stanovena na 20 uV při odstupu signálu od šumu 10 dB.

Připojením přijímače k PC pomocí volně dostupného softwaru HDSDR byl s použitím antény typu Long Wire proveden poslech stanic AM rozhlasu pásma SV, a tím byla následně ověřena funkčnost celého přijímače až do 3 MHz.

Jako výhody tohoto přijímače můžeme uvést jeho jednoduchost, dostupnost součástek, malý rozměr a cenu a nízké konverzní ztráty při směšování.

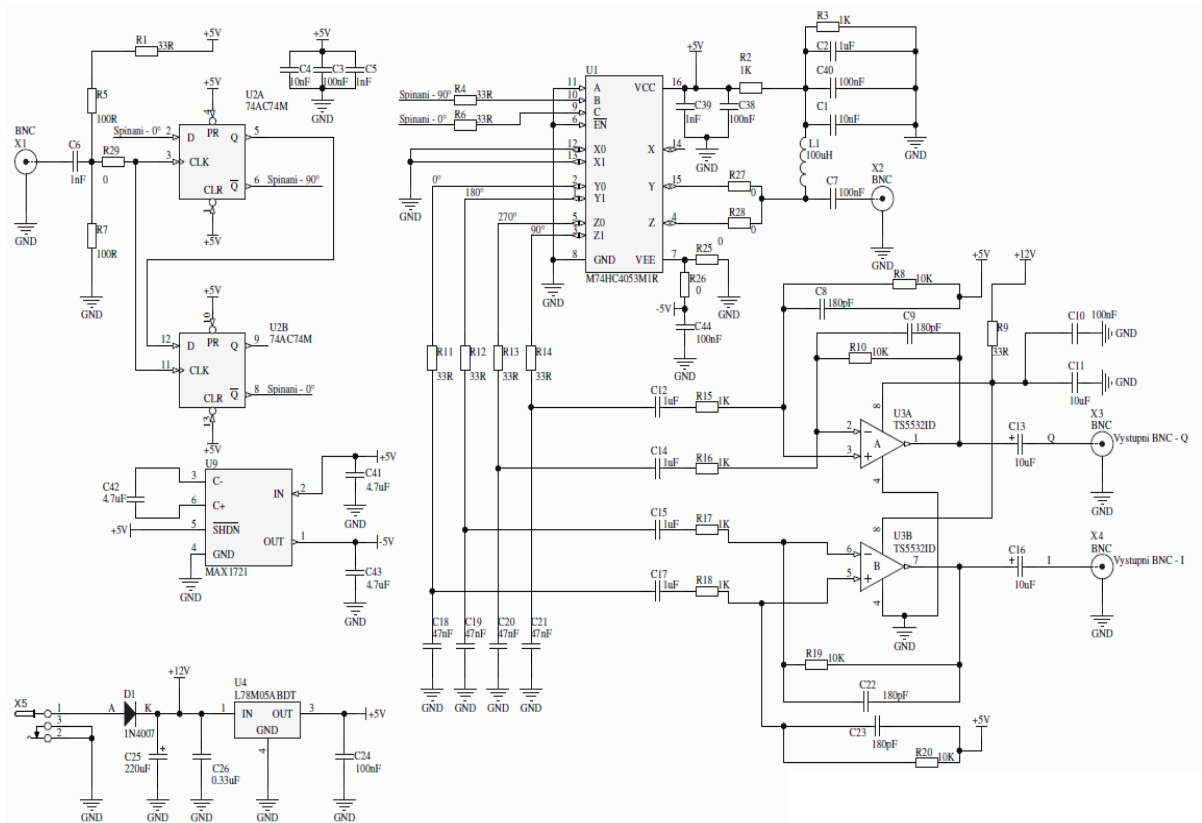
Nutností je použití oscilátoru s velkým kmitočtovým rozsahem, protože pro řízení multiplexoru potřebujeme čtyřnásobný kmitočet. Jako nevýhoda použití oscilátoru s vysokým kmitočtovým rozsahem se dala považovat v době konstrukce analogových LC oscilátorů, ale dnes, v případě digitální syntézy, je to spíše vedlejší záležitostí. V našem případě je nevýhodou přijímače jeho experimentální provedení s jednoduchou vstupní částí. Ideální verzí byla použitelnost na dalších radioamatérských pásmech a ta by vyžadovala na vstupu přijímače použití preselektoru, který přesně vybere filtr, jenž je navržen na dané pásmo. Přijímač by musel mít následně i předzesilovač, který zamezí vyzařování multiplexoru a lokálního oscilátoru a je třeba zajistit, aby byl přijímač dobře impeditantně přizpůsoben mezi předzesilovačem a multiplexerem a stejně tak mezi vstupem předzesilovače a vstupním filtrem. V našem případě, ale z důvodu přímého vstupu antény do multiplexoru je nemožné vyhnout se vzniku šumu a určitému vyzařování.

Seznam literatury a informačních zdrojů

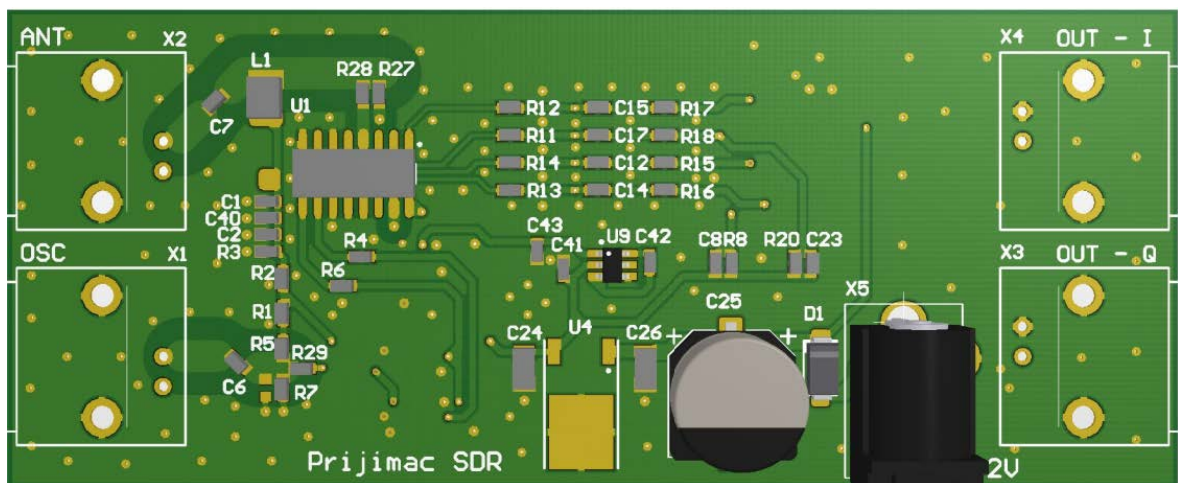
- [1] ŽALUD, Václav. *Moderní radioelektronika*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2000, 653 s. ISBN 80-86056-47-3.
- [2] ŽALUD, Václav. *Softwarové a kognitivní rádio*. ČVUT FEL, Praha. [online]. Dostupné z: <http://radio.feld.cvut.cz/courses/X37ZRD/materialy.php>
- [3] PROKEŠ, Aleš. *Rádiové přijímače a vysílače*, Přednášky, Brno: VUT FEKT UREL, 2005, 174 s. ISBN 80-214-2263-7
- [4] KUISMA, Mikael Q. *I/Q Data for Dummies*. [online]. 2014 Dostupné z: <http://whiteboard.ping.se/SDR/IQ>
- [5] SINIŠA, Tasić. *HF SDR S/H Sample and Hold Receiver DR2B from 30 KHz to 35 MHz-Make it Simple as Possible with Outstanding Performances*. [online] Dostupné z : http://sdr.ipip.cz/docs/dr2b_receiver.pdf
- [6] MÍŠEK, Pavel. *Softwarově Definované Rádio v provozních souvislostech (související proměny přístupu k rádiu – praktický pohled na SDR)*. [online] 2012 Dostupné z: http://www.crk.cz/files/sdr_v_provoznich_souvislostech.pdf
- [7] REYMUND, Thomas. *Software Defined Radio with Graphical User Interface*. [online] 2007 Dostupné z: https://publik.tuwien.ac.at/files/PubDat_112091.pdf
- [8] PROKEŠ, Aleš. , ŠRÁMEK, Petr. *Softwarově definované rádio*. [online]. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_pages/projekty/clanky/Prokes_SW_radio.pdf
- [9] YOUNGBLOOD, Gerald. *A Software-Defined Radio for the Masses, Part 1*. [online]. 2002 Dostupné z : <https://www.arrl.org/files/file/Technology/tis/info/pdf/020708qex013.pdf>
- [10] SAHÁNEK, Vladimír. *Monitoring rádiového spektra pomocí softwarově definovaného rádia*. Plzeň : Západočeské univerzity v Plzni, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií ,2014. Diplomová práce. Vedoucí práce Ing. Ivo Veřtát, Ph.D.
- [11] SLEZÁK, Jakub. *Analogový vstupní díl pro softwarový přijímač* . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. Diplomová práce . Vedoucí práce Ing. Petr Šrámek.
- [12] POSLUŠNÝ, Marek. *Realizace mikrovlnného digitálního přijímače se softwarovým zpracováním* . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. Diplomová práce . Vedoucí práce Ing. Tomáš Urbanec, Ph.d
- [13] PAUS, Anton. *Softwarově definovaný transceiver pro radioamatérský provoz* . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. Diplomová práce. Vedoucí práce Ing. Petr Šrámek
- [14] SLÁDEK, Ondřej. *Analyzátor rfid signálu jako sw radio na bázi usb dvb-t přijímače* brno: vysoké učení technické v brně, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2015. Bakalářská práce. Vedoucí práce Ing. Dr. Techn. Vojtěch Derbek.
- [15] MIK, Šimon. *Přijímač signálu drm* . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. Diplomová práce. Vedoucí práce Ing. Václav Šnajdr
- [16] HIGHTOWER, Michael. *A simple sdr receiver*. Dostupné z :<https://www.tapr.org/pdf/dcc2010-simplesdr-kf6sj.pdf>
- [17] *Úvod do sdr* .[online] Dostupné z : <http://radio.ok1cjb.cz/index.php/za%c5%99%c3%adzen%c3%ad/23-rx-tx/21-3-650>

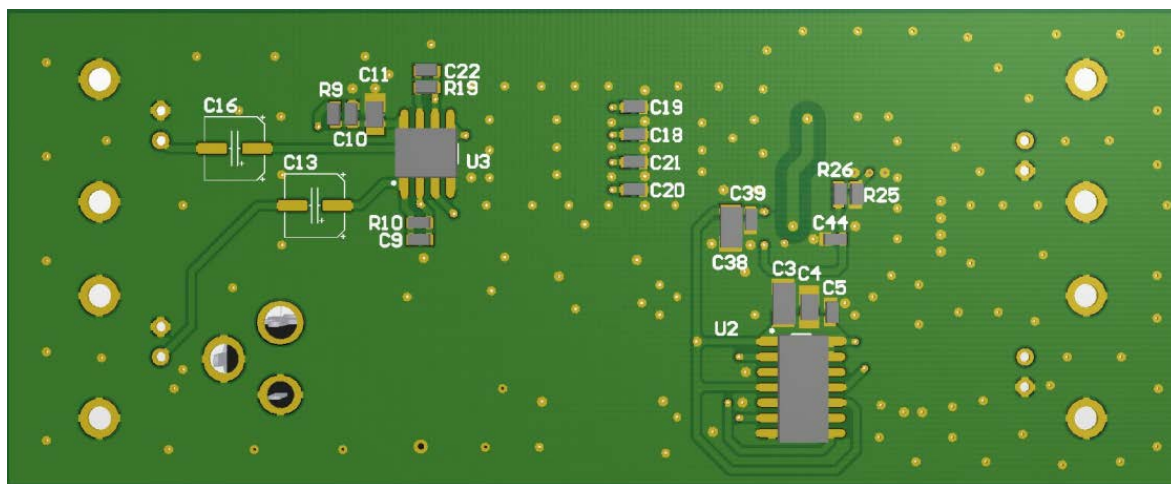
- [18] *SDR DR2B stavba a připomínky* [online]
Dostupné z: <http://radio.ok1cjb.cz/index.php/za%c5%99%c3%adzen%c3%ad/23-rx-tx/35-93312>
- [19] *Quadrature sampling detector*. [online] Dostupné z:
<http://www.waves.utoronto.ca/prof/svhum/ece422/labs/sdr/qsd.html>
- [20] *Another direct conversion hf ssb transceiver the Tayloe mixer board*. [online]
Dostupné z: http://9y4ar.tripod.com/tayloe_mixer.htm
- [21] *Softrock lite ii softrock lite*. [online] Dostupné z:
http://www.wb5rvz.org/softrock_lite_ii/05_bpf
- [22] *HSDR freeware software defined radio (sdr) program*. [online]
Dostupné z: <http://www.hdsdr.de/index.html>
- [23] ROBINSON JR., William R. *Softrock rxtx ensemble rx mixer*. [online]
Dostupné z: http://www.wrobinsonjr.com/proj/ham/softrock/rx_mixer.pdf
- [24] SEHNAL, Jiří. *Hlavní Parametry Rádiových Přijímačů*. [online]. 2009
Dostupné z: <https://coptkm.cz/portal/reposit.php?action=0&id=8931&revision=-1&instance=1>
- [25] *What Does Correcting IQ do?*. [online]. Dostupné z:
<https://dsp.stackexchange.com/questions/40734/what-does-correcting-iq-do>
- [26] *LTspice IV XVII Build Mar 15 2018* [online].
Dostupné z: <https://ltspice-iv.en.lo4d.com/>
- [27] MATĚJKA, Štěpán. *Konverze kmitočtu*. [online].
Dostupné z: http://vf-elektronika-foto.cz/K5_files/096.pdf
- [28] *Dual D-Type Positive Edge-Triggered Flip-Flop*, Dostupné z:
<http://www.mouser.com/ds/2/149/74AC74-17555.pdf>, 74AC74, 74ACT74 [online].

Příloha 1. Schéma zapojení



Příloha 2. Osazovací plán pro horní a spodní strany desky





Příloha 3. Seznam použitých součástek

L1	- 75uH
C7,C40,C24,C10,C38,C3,C44	- 100nF
U1	- M74HC4053MTR
C1,C4	- 10nF
R5,7	- 100
C6,39,5	- 1nF
R1,6,4,9,11,12,13,14	- 33
R 2,3,15,16,17,18	- 1k
C 2,12,14,15,17,26	- 1uF
C 13,16,41,42,43	- 4,7 uF
U9	- MAX1721
C8,9,22,23	- 180pF
R8,10,19,20	- 10k
C25	- 220uF
D1	- 1N4007
U4	- L78MO5ABDT
C11	- 10uF
U3	- TS5532ID
C18,19,20,21	- 47nF
U2	- 74AC74M