

UNIVERZITA PARDUBICE
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
INFORMATIKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2013

Michal Knápek

Univerzita Pardubice

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Analogová pásmová propust pro pásmo 88 až 108 MHz

Michal Knápek

Bakalářská práce

2013

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Michal Knápek**
Osobní číslo: **I09026**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a mikroprocesorová technika**
Název tématu: **Analogová pásmová propust pro pásmo 88 až 108 MHz**
Zadávající katedra: **Katedra elektrotechniky**

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

Za použití návrhového podpůrného SW najdete vhodné řešení a zrealizujte pásmovou propust ve funkci antialiasingového filtru pro pásmo VKV FM rozhlasu, tj. 88 až 108MHz. Maximální vzorkovací frekvence bude buď 65MSPS, nebo 150MSPS. Kmitočtovou charakteristiku filtru ověřte spektrálním analyzátořem a s filtrem proveďte měření dostupného signálu FM.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

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

Seznam odborné literatury:

OMICRON_Lab_QuickFil_User_Manual, dostupné spolu s aplikací
z http://www.omicronlab.com/fileadmin/assets/manuals/OMICRON_Lab_QuickFil_User_Manual.pdf
Kvasil, J., Čajka, V.: Úvod do syntézy lineárních obvodů, SNTL Praha 1981
Skalický, P.: Číslíkové systémy v radiotechnice, skriptum ČVUT 2004

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Josef Marek, CSc.**
Katedra elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **21. prosince 2012**

Termín odevzdání bakalářské práce: **10. května 2013**



A handwritten signature in blue ink, likely belonging to prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.

prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.
děkan

L.S.

A handwritten signature in blue ink, likely belonging to Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 29. března 2013

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 ods. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložil, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 2013

Michal Knápek.....

PODĚKOVÁNÍ:

Na tomto místě bych rád poděkoval všem, kteří mě umožnili vytvořit tuto práci. Zejména pak vedoucímu bakalářské práce Ing. Josefovi Markovi, CSc. Za odborné vedení, cenné připomínky a čas strávený při konzultacích této práce. Dále bych chtěl poděkovat Ing. Tomáši Zálabskému za odborné připomínky a především za pomoc při měření této práce.

ANOTACE

Cílem této práce je seznámit se zadaným podpůrným SW na vytváření analogových elektrických filtrů, a v tomto podpůrném programu následně navrhnout pásmovou propust ve funkci antialiasingového filtru pro VKV pásmo FM rozhlasu tj. od 88 do 108MHz. Tento navržený antialiasingový filtr prakticky zrealizovat, ověřit jeho kmitočtovou charakteristiku spektrálním analyzátozem a provést měření dostupnosti filtru pro FM signály.

KLÍČOVÁ SLOVA

Antialiasingový filtr, pásmová propust, aproximace, podvzorkování

ABSTRACT

Purpose of this work is acquainted designated auxiliary SW to create analog electrical filters. And in this support program subsequently propose the bandpass in function of the antialiasing filter for VKV band FM radio, i.e. from 88 to 108 MHz. This proposed antialiasing filter practically implemented, check the characteristic of its frequency of oscillation by the spektrum analyzer and measure the availability of filter for FM signals.

KEYWORDS

Antialiasing filter, bandpass, approximation, undersampling

Obsah;

| | |
|---|-----------|
| Seznam zkratk | 8 |
| Seznam obrázků | 9 |
| Seznam tabulek | 10 |
| Úvod | 11 |
| 1 ANALOGOVÝ RADIOVÝ PŘIJÍMAČ | 12 |
| 1.1 Základní parametry přijímačů | 12 |
| 1.1.1 Citlivost (Sensitivity)..... | 12 |
| 1.1.2 Dynamický rozsah DR (Dynamic Range)..... | 12 |
| 1.1.3 Šumové číslo (Noise Figure)..... | 13 |
| 1.1.4 Selektivita přijímače | 13 |
| 1.1.5 Poměr signál/šum (SNR)..... | 14 |
| 2 DIGITALIZACE SIGNÁLŮ | 15 |
| 2.1 A/D převod | 15 |
| 2.2 Vzorkování pásmových signálů | 16 |
| 2.3 Vlastnosti A/D převodníků..... | 18 |
| 2.4 Druhy a funkční principy A/D převodníků | 19 |
| 2.5 RDS (radio data system)..... | 24 |
| 3 PODVZORKOVÁNÍ PÁSMOVÝCH SIGNÁLŮ | 26 |
| 4 SDR (Software-defined radio) | 28 |
| 5 MĚŘENÍ VKV PÁSMA A JEHO OKOLÍ | 31 |
| 5.1 Měření VKV FM relativní úroveň signálu | 31 |
| 5.2 Měření signálů v okolí VKV FM pásma | 34 |
| 5.3 Různé nastavení antény | 35 |
| 6 POPIS A NÁVRH OBVODU V SW OMICRON - QuickFil 5.1 | 39 |
| 6.1 Typy aproximací..... | 39 |
| 6.1.1 Butterworth..... | 39 |
| 6.1.2 Čebyšev | 39 |
| 6.1.3 Inverzní Čebyšev | 39 |
| 6.1.4 Eliptická (Cauer) | 39 |
| 6.2 Spuštění programu QuickFil 5.1 na Windows 7 | 40 |
| 6.3 Návrh obvodu v SW QuickFil..... | 41 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 7 | OBVODOVÉ ŘEŠENÍ VSTUPNÍHO FILTRU | 44 |
| 7.1 | Návrh filtru v programu QuickFil | 44 |
| 7.2 | Úprava obvodu pro realizaci..... | 44 |
| 7.3 | Simulování v programu Pspice..... | 47 |
| 7.4 | Naměřené charakteristiky obvodu | 48 |
| 8 | 2 - STUPŇOVÝ ZESILOVAČ | 50 |
| 8.1 | Simulace zesilovače v programu Pspice..... | 51 |
| 8.2 | Měření zesilovače | 52 |
| 8.2.1 | Kmitání zesilovače | 52 |
| 8.2.2 | Naměřené průběhy zesilovače | 54 |
| 9 | MĚŘENÍ DOSTUPNÉHO SIGNÁLU FM | 59 |
| | Závěr | 61 |
| | LITERATURA | 63 |
| | Příloha B – Motiv plošného spoje desky | 65 |
| | Příloha C – Zdrojový kód programu Pspice | 66 |
| | Příloha E – Seznam součástek | 68 |

Seznam zkratek

| | |
|-------|---|
| ASIC | Application Specific Integrated Circuit- seriové řešení speciálního HW |
| DR | Dynamic range - dynamický rozsah |
| FPGA | Field programable Gate Array - hradlové pole |
| HDL | Hardware Description Language-jazyk pro popis HW |
| Nz | Nyquistova zóna – interval spektra mezi násobky poloviny vzorkovací frekvence |
| RDS | Radio data system |
| SDR | Software defined radio |
| SINAD | Citlivost omezená šumem a zkreslením |
| SNR | Signal To Noise Ratio-Poměr signál/šum |

Seznam obrázků

| | |
|--|----|
| Obrázek 1 – Určení dynamického rozsahu [1] | 12 |
| Obrázek 2 – Křivka jedno-signálové selektivity přijímače [2] | 14 |
| Obrázek 3 – Vzorkování a kvantování spojitého signálu (www.wikipedia.org) | 15 |
| Obrázek 4 – Oboustranné spektrum pásmových signálů [1]..... | 17 |
| Obrázek 5 – Přípustné rychlosti vzorkování pásmových signálů [1]..... | 17 |
| Obrázek 6 – Polohy spektrálních složek při vzorkování pásmového signálu [2]..... | 18 |
| Obrázek 7 – Převodní charakteristika a kvantizační chyba A/D převodníku [7] | 19 |
| Obrázek 8 – Paralelní převodník A/D [2]..... | 20 |
| Obrázek 9 – Převodní s postupnou aproximací [7] | 20 |
| Obrázek 10 – Komparační převodník [4]..... | 21 |
| Obrázek 11 – Rozložení výkonu šumu[15] | 22 |
| Obrázek 12 – Blokové schéma lineárního modelu – delta převodníku [4] | 22 |
| Obrázek 13 – Blokové schéma lineárního modelu – delta převodníku [4] | 23 |
| Obrázek 14 – Latence AD9235 – 7 vzorků zpoždění oproti analogovému vstupu [7] | 23 |
| Obrázek 15 – Spektrum stereofonního FM signálu a RDS[12] | 24 |
| Obrázek 16 – Požadavky na antialiasingový filtr pro $F_v = 65\text{MSPS}$ a $F_v = 150\text{MSPS}$ | 26 |
| Obrázek 17 – Podvzorkování, skládání nyquistových zón..... | 27 |
| Obrázek 18 – Blokové schéma klasického analogového přijímače[8]..... | 28 |
| Obrázek 19 – Blokové schéma digitálního SDR přijímače[8] | 29 |
| Obrázek 20 – Frekvence odpovídá: Český rozhlas 1 – Radiožurnál 89,7 MHz..... | 31 |
| Obrázek 21 – Frekvence odpovídá: Rádio Blaník Východní Čechy 93,9 MHz | 31 |
| Obrázek 22 – Frekvence odpovídá: Český rozhlas Pardubice 101,0 MHz, | 32 |
| Obrázek 23 – Frekvence odpovídá: Český rozhlas 3 – Vltava 102,7 MHz..... | 32 |
| Obrázek 24 – Frekvence odpovídá: Evropa 2, Pardubice 99,5 MHz | 33 |
| Obrázek 25 – Frekvence odpovídá: Rádio Černá Hora, Pardubice 92,6 MHz..... | 33 |
| Obrázek 26 – Šum pod FM pásmem | 34 |
| Obrázek 27 – Šum nad FM pásmem | 34 |
| Obrázek 28 – Signál s frekvencí 84.6MHz..... | 35 |
| Obrázek 29 – Podél Havlíčkovy ulice směr Jih..... | 36 |
| Obrázek 30 – Anténa kolmo na Havlíčkovu ulici směr západ | 36 |
| Obrázek 31 – Kmitočtové charakteristiky pro aproximace filtrů [6] | 40 |
| Obrázek 32 – Návrh pásmové propusti 88 až 108MHz | 42 |
| Obrázek 33 – Graf pásmové propusti 88 až 108MHz | 42 |
| Obrázek 34 – Obvod vygenerovaný programem QuickFil | 45 |
| Obrázek 35 – Upravený obvod pro realizaci | 46 |
| Obrázek 36 – Celková kmitočtová char. neupravené a upravené hodnoty QuickFil | 47 |
| Obrázek 37 – Celková kmitočtová charakteristika nasimulovaná v programu Pspice..... | 47 |
| Obrázek 38 – Celková kmitočtová charakteristika filtru..... | 48 |
| Obrázek 39 – Odraz filtru, vstup a výstup filtru..... | 49 |
| Obrázek 40 – Zapojení jednoho stupně vf zesilovače | 50 |
| Obrázek 41 – Celková kmitočtová char. zesilovače nasimulovaná v programu Pspice..... | 51 |

| | |
|---|----|
| Obrázek 42 – Celkové schéma zapojení 2- stupňového zesilovače | 52 |
| Obrázek 44 – Odstínění desky | 53 |
| Obrázek 45 – Změřený výstupní šum zesilovače (osciloskop, spektrometr) | 53 |
| Obrázek 46 – Zjištěný útlum opleteného kabelu | 54 |
| Obrázek 47 – Výstupní průběh pro 1. měření | 54 |
| Obrázek 48 – Výstupní průběh pro 2. měření, napájení 12V | 55 |
| Obrázek 49 – Výstupní průběh pro 3. měření, napájení 12V vstup 100MHz a -30dBm.... | 56 |
| Obrázek 50 – Nelimitovaný signál na výstupu zesilovače (vstup 100MHz a -26dBm)..... | 56 |
| Obrázek 51 – Limitovaný signál na výstupu zesilovače (-22dBm)..... | 57 |
| Obrázek 52 – Celková kmitočtová charakteristika 1. konektoru, vlevo 5V, vpravo 12V .. | 57 |
| Obrázek 53 – Celková Kmitočtová charakteristika na 2. konektoru | 58 |
| Obrázek 54 – Výsledné odstínění celé desky | 58 |
| Obrázek 55 – Měření FM pásma (anténa-spektrální analyzátor) | 59 |
| Obrázek 56 – Měření FM pásma přes navrhnutý obvod konektor 1 | 59 |
| Obrázek 57 – Měření FM pásma přes navrhnutý obvod konektor 2 | 60 |

Seznam tabulek

| | |
|---|----|
| Tabulka 1 – Informační systém RDS význam zkratek [9] | 25 |
| Tabulka 2 – Plán přidělení kmitočtových pásem [14] | 37 |
| Tabulka 3 – Příklad radiokomunikačních systémů..... | 38 |
| Tabulka 4 – Funkce a výhody programu QuickFil [10] | 40 |
| Tabulka 5 – VKV FM v rozsahu 88 – 108MHz | 44 |
| Tabulka 6 – Porovnání charakteristik (QuickFil – Pspice – Naměřené) | 48 |

Úvod

Hlavní cílem této práce je návrh a následná praktická realizace analogového filtru - pásmové propusti ve funkci antialiasingového filtru pro pásmo VKV FM rozhlasu, tj. od 88 do 108MHz.

Rádiových přijímač musí vybrat nepatrný užitečný signál, který se vyskytuje mezi silnými signály. Jelikož je současné elektromagnetické spektrum značně vytížené, nemusí být lehký úkol odstranit na přijímači rušící signály a kvalitně zpracovat námi požadovaný signál. Mezi hlavní parametry přijímače patří citlivost a selektivita a dynamický rozsah, ten definuje objem zpracovaných úrovní signálu. Dynamický rozsah je na jedné straně vymezen citlivostí a na druhé zkrácením signálu. Historicky nejprve byly vyvíjeny rádiové přijímače analogové. S rozvojem digitálních technologií se digitální technika dostává i do této oblasti. Signál je zpracováván digitálně, abychom mohli signál zpracovat v digitálním systému, musíme provést dva kroky: diskretizovat jej v čase a v amplitudě, abychom získali velikostně omezený objem dat, který bude jednoznačně reprezentovat původní analogový signál.

Při digitalizaci signálu (podrobněji viz kapitoly 2 a 3) platí, že vzorkovací frekvence musí být minimálně dvakrát větší, než je maximální frekvence obsažená v celém spektru signálu. Abychom toto zajistili, musí před diskretizací signál projít omezujícím, tzv. antialiasingovým filtrem. Hlavním důvodem použití vstupních antialiasingových filtru je tzv. „aliasing“, překlápění spektra kterému se snažíme zabránit. Proto jako vstupní díl digitálního řetězce je zapojen antialiasingový filtr, který odfiltruje všechny frekvence vyšší jak polovina vzorkovací frekvence tak, aby nedocházelo k aliasingu. Na návrh tohoto filtru a jeho následnou realizaci je tato práce zaměřena. Před započítím návrhu bylo prozkoumáno reálné spektrum ve VKV pásmu a jeho blízkého okolí, v předpokládaném místě použití- v budově FEI (popsáno v kap. 5).

V práci jsou popsány jednotlivé hlavní parametry antialiasingových filtrů, možnost digitalizace analogových signálů a samotné vzorkování pásmových signálů. Dále je navrženo konkrétní schéma obvodu, které je možné použít jako pásmovou propust ve funkci antialiasingového filtru za pomoci návrhového SW (QuickFil). V poslední kapitole je samotná praktická realizace antialiasingového filtru, kde je popsán způsob zapojení, parametry a výroba samotného filtru, a na závěr je vyobrazena jednotlivá měření vlastností zrealizovaného analogového filtru.

1 ANALOGOVÝ RADIOVÝ PŘIJÍMAČ

1.1 Základní parametry přijímačů

Úkolem přijímačů je vybrat a zpracovat signál bez ohledu na rušení a jiné okolnosti, které by příjem znemožnily. Vlastnosti přijímačů jsou popisovány několika parametry. Aby bylo možné porovnat jednotlivé parametry přijímačů mezi sebou, musíme je definovat. Definice těchto parametrů jsou dobře popsány v literatuře [1] a [2], z kterých se vycházelo a čerpalo.

1.1.1 Citlivost (Sensitivity)

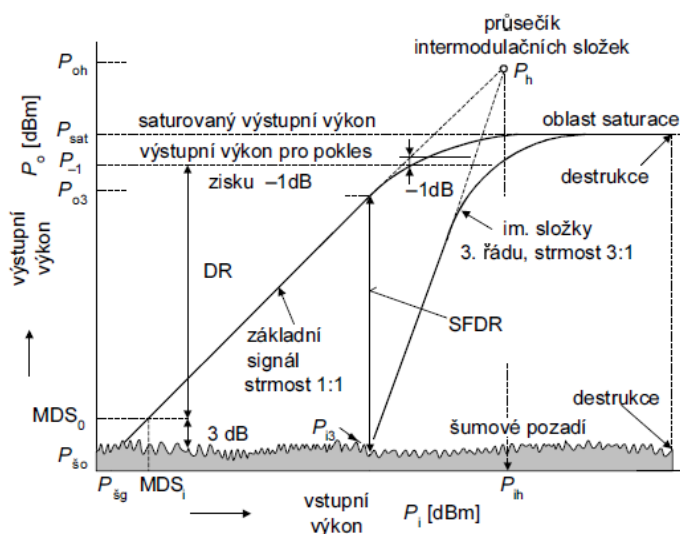
Citlivost je jedním z nejdůležitějších parametrů přijímače, je to minimální hodnota napětí na vstupu přijímače při požadovaném minimálním odstupu užitečného signálu na výstupu od šumu (26dB) udávaná např. pro VKV v μV . obecně je to schopnost přijímače zpracovat velmi malé signály. Jelikož výstupní signál obsahuje další výrazné rušivé složky, byla zavedena *Citlivost omezená šumem a zkreslením* (SINAD- Signal-to-Noise And Distortion ratio), udává se v [dB], a je dána vztahem:

$$SINAD \equiv \frac{S + N + D}{N + D}, \text{nebo } SINAD[\text{dB}] \equiv 10 \log(SINAD) \quad (1.1)$$

kde: D je výkon zkreslujících složek.

1.1.2 Dynamický rozsah DR (Dynamic Range)

Dynamický rozsah je obecně poměr mezních hodnot, který je přístroj schopný zpracovat. U rádiových přijímačů je dán rozsahem vstupních výkonových úrovní signálu, zdola je omezen šumovým číslem a při zpracovávání velkých signálů je omezen limitací.



Obrázek 1 – Určení dynamického rozsahu [1]

Definice DR vychází z *Obr. 1*, kde můžeme vidět amplitudovou „výkonovou“ charakteristiku, což je závislost mezi výstupním P_0 a vstupním P_i výkonem měřená při buzení jediným sinusovým signálem o konstantní frekvenci $f = \text{konst.}$ Tato charakteristika je při malých vstupních výkonech P_i lineární, ale při zvyšování úrovně vstupního signálu se začne zakřivovat a zastaví se až na hodnotě konstantního satureovaného výkonu P_{sat} . K ustálení dochází v důsledku limitace aktivními prvky, takže výstupní signál je zatížen velkým nelineárním zkreslením. Proto se jako horní mez (horní hranice) dynamického rozsahu uvažuje výstupní výkon P_{-1} (bod komprese zisku -1dB), skutečná charakteristika se odvozuje od idealizované. Význam DR pro rádiové přijímače obecně závisí na druhu modulace přijímaného signálu. v případě VKV a FM naopak dochází cíleně k limitaci signálu v přijímači s cílem omezení amplitudového rušení.

1.1.3 Šumové číslo (Noise Figure)

Signál je malý, a proto je zpracováván lineárně. Je vhodné zavést šumové číslo F , které můžeme určit podílem SNR vstupního a SNR výstupního signálu.

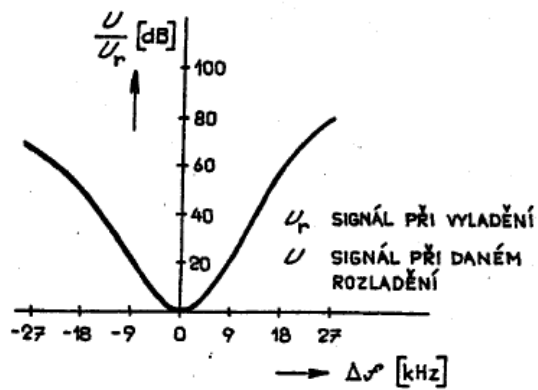
$$F = \frac{\frac{P_{SI}}{P_{NO}}}{\frac{P_{NI}}{P_{SO}}} [-], \quad F_{[dB]} = 10 \log(F) \quad (1.2)$$

kde: P_{SI} ... výkon signálu na vstupu
 P_{NI} ... výkon šumu na vstupu,
 P_{SO} ... výkon signálu na výstupu
 P_{NO} ... výkon šumu na výstupu

Šumové číslo udává, kolikrát se zhorší poměr signál/šum po průchodu signálu lineárním dvojbranem proti původní hodnotě P_{SI}/P_{NI} za podmínky oboustranného výkonového přizpůsobení. Zavedme výkonový poměr signálu a šumu na vstupu a na výstupu, přisudme generátoru normální teplotu (290K). Většina dvojhranů je složena z pasivních a aktivních prvků, kde každý z nich je určitým zdrojem šumu. Šumové číslo ovlivňuje maximální dosažitelnou citlivost přístroje.

1.1.4 Selektivita přijímače

Je to schopnost vybrat užitečný signál ze směsice signálů, lišících se kmitočty i úrovněmi napětí. Podle kmitočtové vzdálenosti rušivých signálů rozlišujeme selektivitu na *blízkou* a *vzdálenou*. Za pomoci jednoho signálu můžeme změřit jednosignálovou selektivitu přijímače *Obr. 2* je to v podstatě závislost modulu přenosu napětí na kmitočtu.



Obrázek 2 – Křivka jedno-signálové selektivity přijímače [2]

1.1.5 Poměr signál/šum (SNR)

Jestliže dáme do poměru výkon signálu a součet výkonů šumů, které sou obsaženy v rámci aktuálně zpracovávaného signálu, dostaneme poměr signál/šum, je to bezrozměrná veličina, udává se i v dB, říkáme mu odstup signálu od šumu.

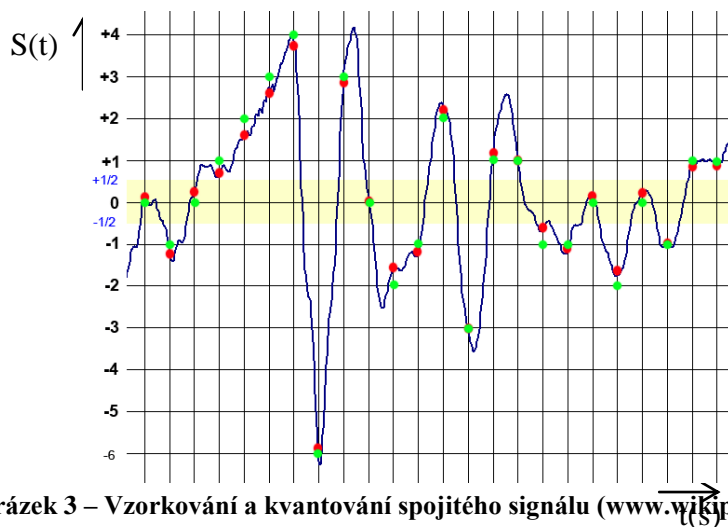
2 DIGITALIZACE SIGNÁLŮ

2.1 A/D převod

Analogově digitální převodníky jsou určeny k převodu analogového signálu na digitální (posloupnost čísel), který můžeme dále zpracovávat v číslových systémech. Signál v digitální podobě můžeme daleko kvalitněji zpracovávat a přenášet. Takový signál není tolik náchylný na vnější rušení, jelikož je můžeme před přenosem doplnit o detekci chyb. Opačný převod zajišťuje D/A převodník. Převod analogového signálu na digitální se skládá ze dvou fází, nejdříve musíme signál vzorkovat a následně signál kvantovat v amplitudě.

Vzorkování signálu

Teoreticky můžeme část spojitého signálu donekonečna zvětšovat až na malé detaily, ale reálně to nelze, protože digitální systémy mají omezenou paměťovou kapacitu a nejsou nekonečně rychlé, a proto musíme počet vzorků omezit na nezbytně nutné množství. Vzorkování (diskretizace v čase) se provádí tím způsobem, že rozdělíme vodorovnou osu na rovnoměrné úseky a v každém tomto úseku odebereme jeden vzorek. Počet vzorků, které odebereme za jednotku času, je vzorkovací frekvence N_a . Obr. 3 jsou tyto vzorky vyznačeny červenými tečkami, je z nich patrné, že při vzorkování ztratíme ze spojitého signálu mnoho detailů, protože ze spojitě čáry získáme množinu diskretních bodů.



Obrázek 3 – Vzorkování a kvantování spojitého signálu (www.wikipedia.org)

Shanon-Kotělnikovův teorém

Vzorkování signálu podléhá Shanon-Kotělnikovovu teorému - vzorkovací frekvence musí být minimálně dvakrát větší, než je maximální frekvence obsažená v celém spektru signálu:

$$F_v = 2 * F_{\max} \quad (2.1)$$

Jestliže tuto podmínku nedodržíme, dochází k tzv. „aliasingu“. Aliasing je jev, při kterém dochází k překrývání spekter signálů z důvodu špatně zvolené vzorkovací frekvence, takový signál je znehodnocen a informace obsažená v signálu je nenávratně zkreslená. Pro zamezení aliasingu se v praxi používají analogové filtry typu dolní propust (pásmová propust, která obstará základní vymezení šířky pásma), nebo dostatečně vysoká vzorkovací frekvence. Pokud použijeme analogový antialiasingový filtr, dojde k odstranění části spektra signálu, kterou by postihl aliasing (frekvence vyšší jak polovina vzorkovací frekvence). Signál je i tak zkreslen, ale takovéto znehodnocení signálu je menší než zkreslení způsobené analiasingem.

Kvantování signálu

Dalším krokem po vzorkování je kvantování (diskretizace v amplitudě). U kvantování je svislá osa rozdělena na specifický počet hladin, jejichž počet je určen n -té mocnině 2, n -tá mocnina vyjadřuje, v kolika bitech můžu kvantovaný signál vyjádřit. Kolem každé kvantizační hladiny je toleranční pás, a jestliže se hodnota vzorku nachází v této oblasti, je jí určena hodnota příslušné kvantizační hladiny. Na *Obr. 3* je kvantování znázorněno zelenými tečkami, z obrázku je patrné, že se přiřazené úrovně liší od původních. Chybu vzniklou kvantováním nazýváme kvantizační chyba, velikost této chyby se pohybuje v intervalu $+1/2$ až $-1/2$ kvantizačního kroku.

Kódování

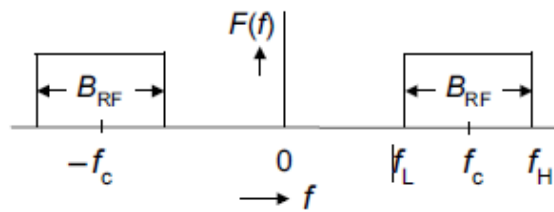
Vzorkováním a kvantováním signálu jsme dosáhli nahrazením analogového signálu omezeným počtem kvantovacích vzorků. Těmto jednotlivým vzorkům se přiřazují jisté kódové posloupnosti, které se zpracovávají, nejčastěji se kóduje přímým binárním kódem s offsetem nebo ve dvojkovém doplňku.

2.2 Vzorkování pásmových signálů

V radiotechnice se často vyskytuje potřeba vzorkovat pásmový signál, vzorkování pásmového signálu je odlišné od klasického vzorkování a nese s sebou jisté zvláštnosti. Tyto odlišnosti jsou uvedeny v literatuře [1] a [2], z kterých se čerpalo.

Diskretizací signálu v čase s použitím vzorkovací frekvence f_s se změní spektrum původního signálu na spektrum, které je symetricky a periodicky rozmístěné kolem celistvých násobků vzorkovací frekvence (*Obr. 6*). Signál se pak jeví, jako by byl přítomen v jednotlivých intervalech o šířce rovné polovině vzorkovací frekvence (Nyquistových zónách).

Pásmový signál $m(t)$, který neleží v základním pásmu, zaujímá určitý frekvenční interval f_L až f_H , tedy interval s šířkou pásma $B_{RF} = f_H - f_L$ rozložený souměrně v okolí nosné frekvence f_C , jak můžeme vidět na *Obr. 4*.



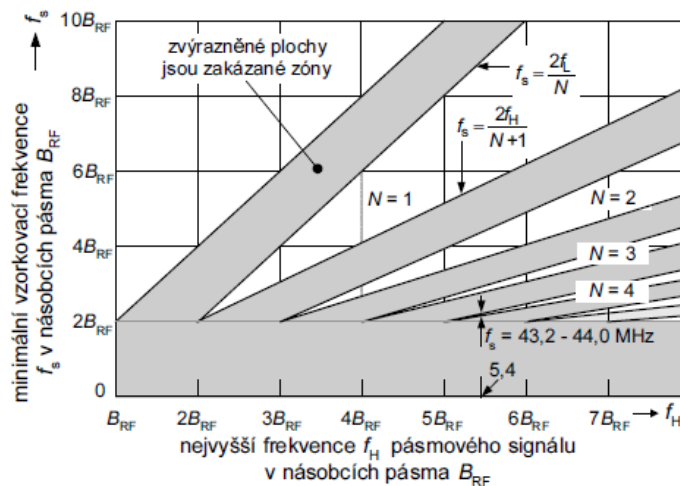
Obrázek 4 – Oboustranné spektrum pásmových signálů [1]

Pásmový signál je charakterizován:

- horním mezním kmitočtem: f_H
- dolním mezním kmitočtem: f_L
- středním kmitočtem: f_C
- šířkou pásma: B_{RF}

Podrobný rozbor ukazuje, že při této situaci nemusí být vzorkovací frekvence f_s rovna minimálně dvojnásobku nejvyšší frekvence přenášeného spektra, ale může být znatelně nižší, aby však nedocházelo k překrývání postranních pásem, musí vzorkovací frekvence f_s ležet v mezích:

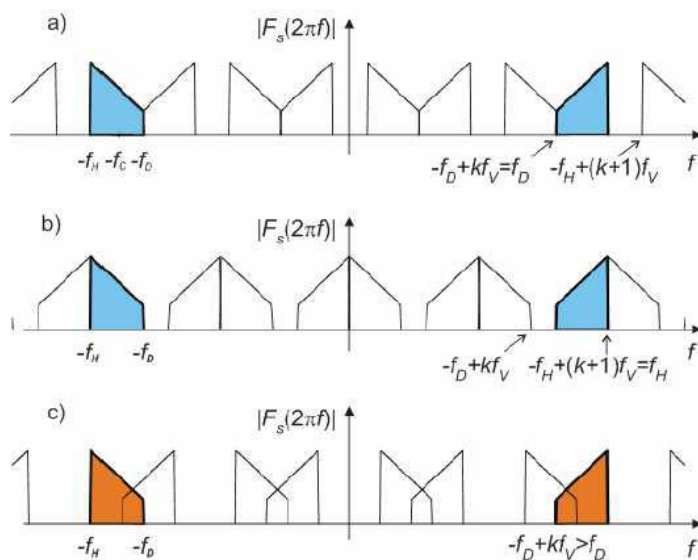
$$\frac{2 * f_H}{N_z + 1} \leq f_s \leq \frac{2 * f_L}{N_z} \quad (2.2)$$



Obrázek 5 – Příпустné rychlosti vzorkování pásmových signálů [1]

přičemž N_z je celé kladné přirozené číslo, které musí splňovat podmínku: $0 \leq N < f_L / B_{RF}$. Každé takové číslo poskytuje oblast vzorkovacích frekvencí. Grafická interpretace vztahu (2.2) je znázorněna na Obr. 5. Kde jsou zobrazeny různé hodnoty koeficientu N , jsou to oblasti přípustných vzorkovacích frekvencí f_s pásmového signálu v závislosti na nejvyšší frekvenci daného pásmového signálu f_H . Obě tyto frekvence jsou zde vyjádřeny jako násobky šířky pásma B_{RF} . Z hodnot N je vhodné vždy volit tu nejvyšší možnou s ohledem na omezení rychlosti A/D převodníku. Pokud se zvolí vzorkovací frekvence v zakázané zóně, dojde k tzv. aliasingu, popsáno v předchozí kapitole. Jedná se o takzvané podvzorkování signálu, u kterého musí platit následující vztah:

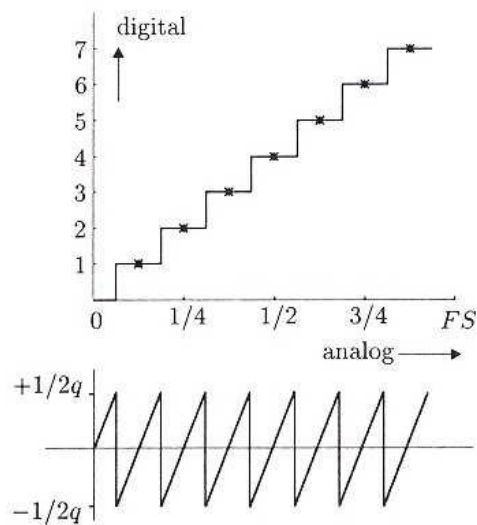
$$f_L \geq f_B \Rightarrow \frac{f_S}{f_B} \geq 1.5 \quad (2.3)$$



Obrázek 6 – Polohy spektrálních složek při vzorkování pásmového signálu [2]

2.3 Vlastnosti A/D převodníků

A/D převodníky slouží k převedení odebraného vzorku na číselnou hodnotu. Předpokládáme, že se odebraný vzorek převede na číselnou hodnotu napětí, neboť převod jiné fyzikální veličiny je potřeba jiných funkčních bloků. Převod proběhne výběrem nejbližší hodnoty z množiny existujících. Na A/D převodník jsou kladeny vysoké nároky, a mezi důležité parametry patří doba převodu, která charakterizuje dobu, od vstupu analogového signálu, až po vyhodnocení výstupního binárního slova. Dalším důležitým parametrem je maximální vstupní frekvence, neboť je to vlastně vzorkovací frekvence, a pokud nedodržíme Shannonův teorém, dochází k aliasingu. Každý z A/D převodníků se vyznačuje také rozlišovací schopností, která určuje počet kvantizačních hladin, samozřejmě při zvyšování rozlišovací schopnosti tedy větší počtu rozhodovacích úrovní se zvyšuje doba převodu A/D převodníku. Na *Obr. 7* je uveden příklad převodní charakteristiky A/D převodníku. Horní část obrázku znázorňuje, jakým způsobem jsou vstupnímu analogovému napětí (vodorovná osa) přiřazovány číselné hodnoty (svislá osa). Graf v dolní části obrázku ukazuje kvantizační chybu. Hvězdičky pak označují body, kde je hodnota přesně, a kvantizační chybu vznikající při převodu. Všimneme si, že převodní charakteristika je postavena tak, že dává číselný výsledek, který je nejbližší skutečné analogové hodnotě:



Obrázek 7 – Převodní charakteristika a kvantizační chyba A/D převodníku [7]

Schodovitý tvar převodní charakteristiky způsobuje odchylku, kterou nazýváme kvantizační šum. SNR (odstup signál/šum) závisí na počtu kvantovacích úrovní a zahrnuje specifikace o linearitě, zkreslení, nejistotě vzorkování, šumu a ustálení. Pro sinusový signál teoreticky platí:[4]

$$SNR = (6.02N + 1.76)[dB] \quad (2.4)$$

kde N je efektivní počet bitů. Např. pro ideální 8-bitový převodník je $SNR \approx 50$ dB. Tento vztah platí, jestliže uvažujeme rovnoměrné rozložení spektrální výkonové hustoty šumu v rozsahu $0 \div fs/2$. Pro užší pásmo platí tento vztah:

$$SNR[dB] = \left(6.02N + 1.76 + 10 \log \left(\frac{f_s}{B} \right) \right) \quad (2.5)$$

Efektivní počet bitů (N) se určuje ze SNR:

$$N = \frac{(SNR - 1.76)}{6.02} \quad (2.6)$$

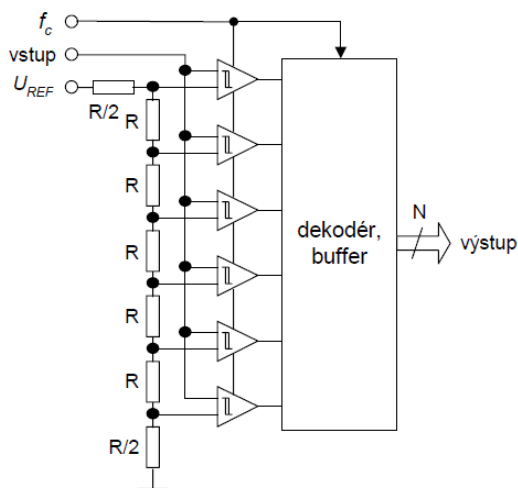
Dynamické vlastnosti jsou také určeny dobou převodu TP, což je maximální doba potřebná k ustálení výstupní analogové veličiny na správnou hodnotu s povolenou chybou za předpokladu konstantní hodnoty digitálního signálu během převodu.

2.4 Druhy a funkční principy A/D převodníků

A/D převodníky můžeme rozdělit podle mnoho kritérií, například na synchronní - asynchronní, s přímým - nepřímým převodem, nebo podle architektury a principu převodu.

a) Paralelní převodníky A/D

Porovnávají se všechny kvantizační úrovně současně, čímž je zaručeno rychle zjištění výsledku. Paralelní převodník musí mít tolik komparátorů, kolik je kvantizačních úrovní. Jedná se o kombinační logiku, hlavním problémem paralelního převodníku je v počtu komparátorů, jejichž počet je $(2^N - 1)$ pro N bitové slovo a počtu příček attenuátoru. Naopak výhodou je vysoká rychlost převodu. V praxi zhruba do rozlišení 8bit.

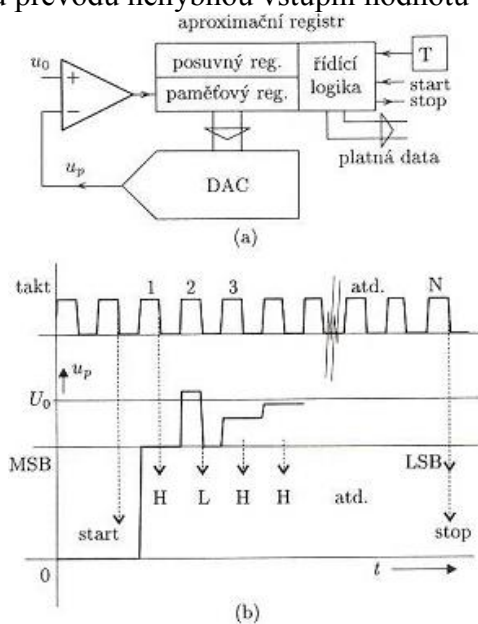


Obrázek 8 – Paralelní převodník A/D [2]

b) Převodník s postupnou aproximací

Jedná se velmi rozšířený převodník, protože zajišťuje velkou rozlišovací schopnost při krátké době převodu, která je úměrná rozlišovací schopnosti v bitech. Princip činnosti:

DAC postupně generuje pomocí posuvného registru napětí odpovídajícím jedničkovým bitům, od nejvyššího MSB a porovná se vstupním napětím. Pokud nap. z DAC přesáhne vstupní, jednička se odmítne a na odpovídajícím bitu bude 0, která se píše do aproximačního registru. K činnosti A/D s postupnou aproximací, je potřeba DAC. Tento princip potřebuje po dobu převodu nehybnou vstupní hodnotu .



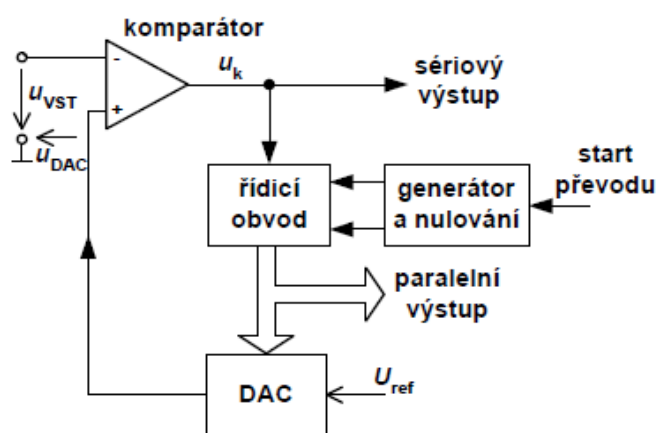
Obrázek 9 – Převodník s postupnou aproximací [7]

d) Kompenzační převodník

Pracují na principu kompenzace vstupního napětí U_{vst} kompenzačním napětím U_{DAC} generovaným převodníkem DAC, který je řízen řídicím obvodem. Analogově-digitální převod je ukončen, je-li rozdíl:

$$|U_{vst} - U_{DAC}| \leq U_{LSB} \quad (2.7)$$

Řídicí obvod je časován impulzy z generátoru hodinových impulzů a řízen napětovým vyhodnocovacím komparátorem. Číslicový signál D se odebrá z výstupu řídicího obvodu v paralelním tvaru. Z výstupu komparátoru může být odebrán výsledek převodu v sériovém tvaru.



Obrázek 10 – Komparační převodník [4]

e) Převodníky s vyrovnáváním náboje (sigma-delta převodníky)

Patří mezi přesné vícebitové převodníky, má sice velkou kvantovací chybu, ale ta je potlačena pře-vzorkováním, částečnou filtrací šumu a decimálním filtrem. Tyto převodníky mohou dosáhnout velmi vysoké linearity převodu při vysokém rozlišení, a to až 24bitů, ale rychlost převodu je nižší. Jádrem je integrátor a komparátor, který generuje sled impulsů, jejichž střední hodnota za specifický časovací interval odpovídá výstupnímu napětí.

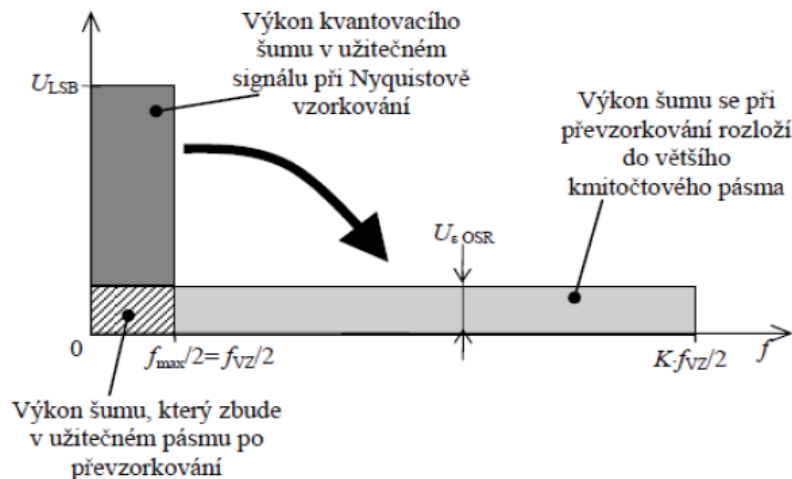
Pro jednobitový převodník se používá kvantizér s dvěma stavy, proto má převodník velkou kvantizační chybu. Kvantizační chybu můžeme díky vlastnostem převodníku, které nám umožňují manipulovat se spektrálním rozložením výkonu šumu potlačit v užitečném pásmu signálu na velmi malou hodnotu. K tvarování se využívají dvě funkce, jejichž účinek se sčítá:

I) Převzorkování (sigma-delta převodníky)

První funkcí převodníku je převzorkování signálů k - krát větší frekvencí. Samozřejmě musí být dodržena Nyquistova věta, aby nedošlo k aliasingu ($f_{vz} > 2 * f_{max}$). Převodník však pracuje vždy na mnohem vyšší frekvenci, než je kmitočtový rozsah vstupního signálu f_m . Koeficient převzorkování je definován jako:

$$OSR = \frac{f_{vz}}{2 * f_{max}} \quad (2.8)$$

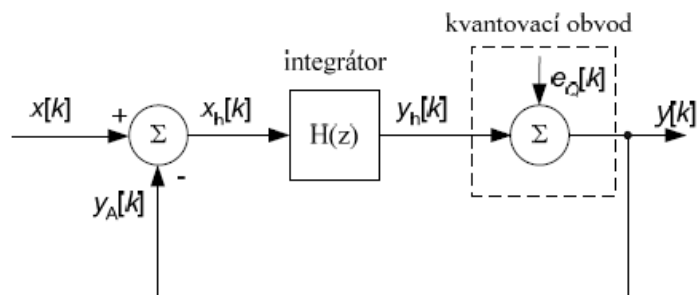
Díky této vlastnosti se výkon šumu rozloží do většího frekvenčního pásma, takže v užitečném výstupním signálu zůstane pouze šrafovaná plocha na Obr. 11, která vznikne rozložením výkonu šumu pro Nyquistovo vzorkování a pro převzorkování. V užitečném pásmu zůstane jen zlomek původní hodnoty šumu. Čím vyšší bude koeficient převzorkování, tím menší bude výkon šumu v užitečném pásmu signálu.[15]



Obrázek 11 – Rozložení výkonu šumu[15]

II) Tvarování šumu

Pro tvarování kvantizačního šumu je odfiltrování šumu z užitečného pásma signálu. Toho docílíme tak, že vhodně zvolíme přenosovou funkci členů v hlavní větvi obvodu. Tato funkce by měla splňovat, že přenosová funkce signálu STF se v užitečném pásmu signálu se bude blížit k jedničce a mimo toto pásmo by se měla blížit k nule. Naopak to je pro přenosovou funkci šumu NTF , to znamená, že pro vstupní signál by se měl obvod chovat jako dolní propust.

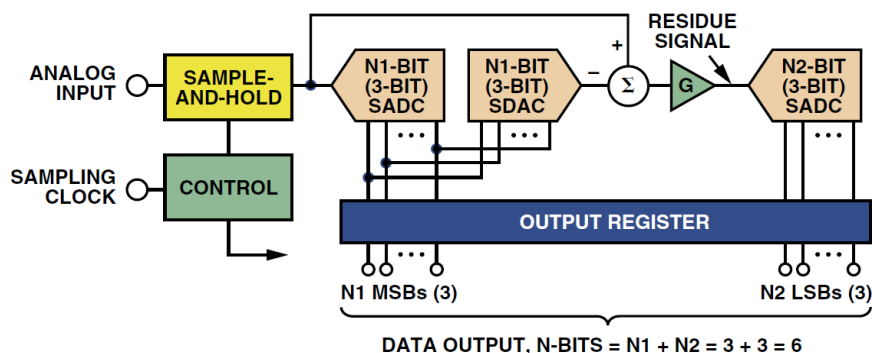


Obrázek 12 – Blokové schéma lineárního modelu – delta převodníku [4]

f) Převodníky s proudovým zpracováním (pipelined)

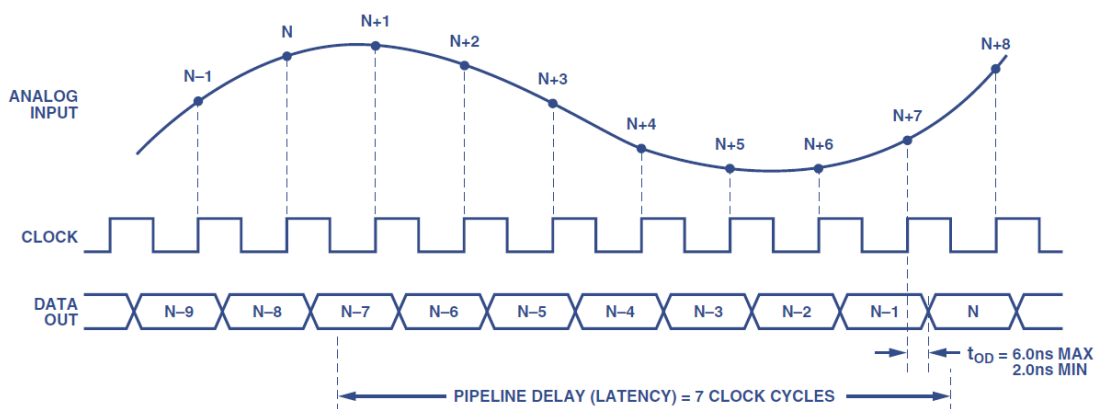
Tyto převodníky patří mezi nejvýkonnější A/D převodníky, které dosahují vysoké rychlosti až stovky MSPS s vysokým rozlišením v amplitudě až 14bitů. Převodníky používáme při vysoce náročných rychlých aplikacích se vzorkovací frekvencí vyšší než 5MHz (digitální osciloskopy, spektrální analyzátory, lékařská technika, SDR).

Princip spočívá v rozdělení vstupního napětí na podrozsahy, které jsou převáděny dílčími rychlými (flash) převodníky. Podrozsahy jsou nutné z důvodu omezení složitosti dílčích flash A/D převodníků, ale vznikají postupně ze zbytku signálu po prvních/obecně po předchozích převodech. Předpokladem je postačující malé bitové rozlišení, ale vysoká přesnost dílčích flash převodníků a navazujících D/A převodníků. Převodník je rozdělen na sekce, které obsahují flash A/D (SADC), a zesilovač, který zesiluje kvantizační rozdíl a slouží i jako analogová paměť pro navazující sekci. Kvantizační rozdíl vznikne odečtením kvantizační hodnoty od vstupního signálu.



Obrázek 13 – Blokové schéma lineárního modelu – delta převodníku [4]

Pipelining – sekce, které už provedly převod a čekaly by na dokončení celého převodu, tak nečekají a pokračují ihned po dalším vzorku, tudíž všechny sekce pracují zároveň. Pak celková vzorkovací rychlost odpovídá rychlosti jedné sekce. Uspořádání klade vysoké nároky na přesnost sekcí, jelikož pak vznikají chyby v převodní charakteristice. Zpoždění, které vznikne od zpoždění převodu první sekce ke kompletnímu výsledku, se nazývá latence. Na Obr. 14 je znázorněna latence ADC typu AD9235.



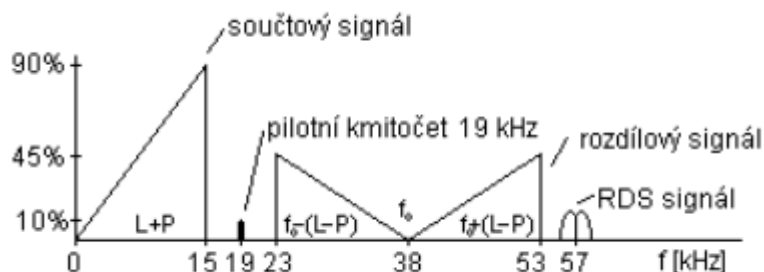
Obrázek 14 – Latence AD9235 – 7 vzorků zpoždění oproti analogovému vstupu [7]

2.5 RDS (radio data system)

Jedná se o přenos digitálních informací společně se stereofonním rozhlasovým vysíláním v pásmu VKV. Technický princip spočívá ve vytvoření pomocného kanálu na nosné kmitočtu 57KHz, kde jsou data namodulována, a to tak aby neovlivňovala vlastní kanály pro přenos zvuku. Vysílají se tak dopravní informace, informace pro automatické ladění kmitočtu atd.

Před službou RDS, byla poskytována služba AIR, která v roce 2005 přestala fungovat, nahradila jí služba RDS. Služba AIR byla podporována jen jedním výrobcem autorádií. Ale RDS je mnohem propracovanější a je jí možné využít pro přenos mnoha informací.

Data se zakódují (diferenciálně) a přenášejí se rychlostí 1187,5 bit/s dvoustavovou fázovou modulací (PSK) na kmitočtu 57 kHz *Obr. 15*. Šířka pásma je omezena filtrem, který se nachází i v přijímači a slouží k potlačení rušení. Tento filtr má šířku pásma 57KHz. Rychlost přenosu byla stanovena jako násobek 57 kHz (dříve ARI). Pevným fázovým vztahem s pilotním kmitočtem se zabraňuje případnému rušení stereofonního signálu. RDS můžeme rozdělit na tři základní skupiny, do první skupiny patří nezbytně nutné informace PI a PS. Informace, které jsou od systému požadovány, patří do druhé skupiny, jsou to AF, TP, TA a DI. A poslední třetí skupinu tvoří všechny ostatní informace. Všechny zkratky a jejich význam najdeme znázorněny v tabulce 1. [12]



Obrázek 15 – Spektrum stereofonního FM signálu a RDS[12]

Největší prvkem skupiny je grupa (104 bitů). Každá grupa obsahuje 4 bloky o 26 bitech a každý blok se pak skládá z informačního slova (16 bitů) a kontrolního slova (10 bitů). Přenos dat je plně synchronní a v tomto systému nejsou žádné mezery mezi grupami a bloky. Kontrolní slovo je zbytek po dělení mnohočlenem + 10-bitový binární řetězec (offset). Mnohočlen je dán výrazem:

$$x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 \quad (2.9)$$

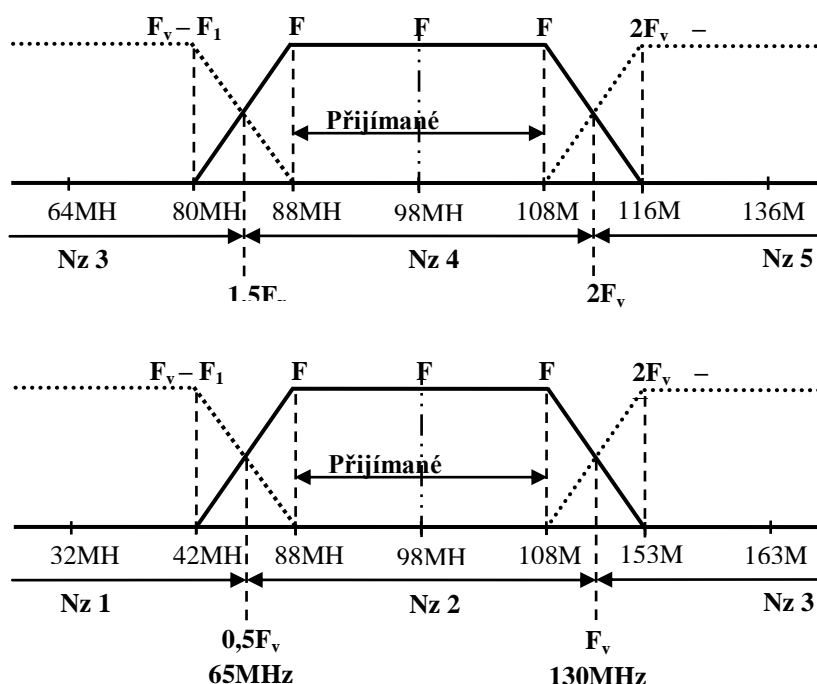
Tabulka 1 – Informační systém RDS význam zkratek [9]

| Označení inf. | Význam informace |
|---------------|--|
| PS | (Programme Service) název programu, nebo stanice (8 znaků) |
| PI | (Programme Identification) Vnitřní identifikační kód programu |
| AF | (Alternative Frequency) alternativní (další) kmitočty, kde lze přijímat stejný program |
| PTY | (Programme Type) typ a druh programu |
| TP | Identifikace dopravního rozhlasu - pomocí LED signalizace |
| TA | Start/stop signál identifikující právě vysílané dopravní hlášení |
| RT | (Radio Text) textové informace |
| CT | Informace o času |
| M/S | Přepínač hudba / řeč |

Dnes má RDS většina VKV FM stanic v ČR, jde o službu levnou s minimálním nárokem na technologii. Ale jen málo, nebo spíš žádné stanice využívají všechny funkce, které RDS nabízí.

3 PODVZORKOVÁNÍ PÁSMOVÝCH SIGNÁLŮ

Na Obr. 16 můžeme vidět, pásmově omezený signál ve čtvrté a druhé Nyquistově zóně (Nz) se středním kmitočtem F_C a krajními kmitočty F_1 a F_2 . Antialiasingový filtr může být pásmová propust, jejíž strmost přechodových pásem musí být taková, aby nežádoucí kmitočty byly potlačeny. A aby se sousední Nz navzájem neovlivňovaly. Přechodová pásma jsou v tomto případě od $(F_v - F_1)$ do F_1 , a od F_2 do $(2 * F_v - F_2)$. Obr. 16 zobrazuje, ve které Nyquistově zóně leží pásmo pro různé vzorkovací frekvence, pro vzorkovací frekvenci 56MHz leží pásmo ve 4. Nz, a pro vzorkovací frekvenci 130,66MHz leží propustné pásmo ve 2. Nz.



Obrázek 16 – Požadavky na antialiasingový filtr pro $F_v = 65\text{MSPS}$ a $F_v = 150\text{MSPS}$

Požadavky na antialiasingový filtr musí být úměrné zvolenému vzorkovacímu kmitočtu, ale kmitočet F_c musí vždy zůstat uprostřed Nyquistovy zóny. Díky tomu máme dvě rovnice pro F_s a F_v , které musí být splněny. První už jsem zmínil, je dána Shanonovou větou:

$$F_s \geq 2 * B = 2 * (F_2 - F_1) \quad (3.1)$$

Druhý vztah určuje, že F_c musí být vždy ve středu Nyquistovy zóny:[5]

$$F_v = \frac{4 * F_c}{2 * N_z - 1} [\text{Hz}] \quad (3.2)$$

kde: N_z značí číslo Nyquistovy zóny, do níž spadá vzorkovací signál a je vhodné ho volit co největší za předpokladu splnění $F_v > 2 * B$, druhou rovnicí upravíme na tvar:[5]

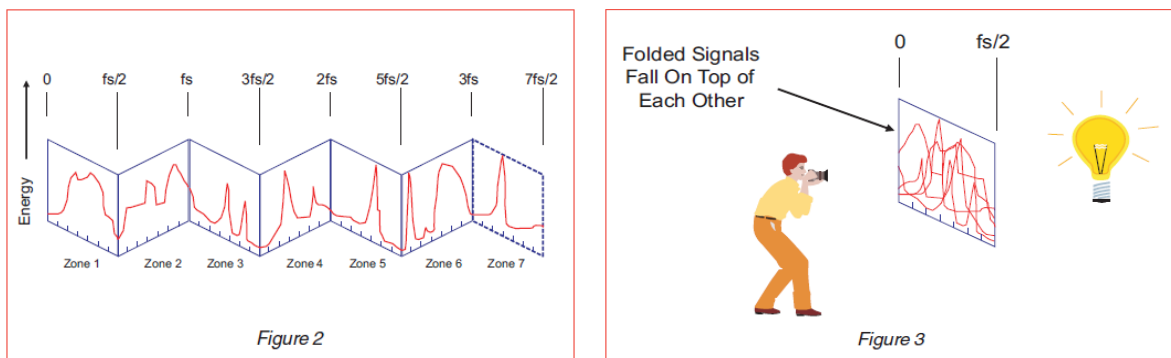
$$N_z = \frac{4 * F_c + F_v}{2 * F_v} [-] \quad (3.3)$$

V mém případě kdy mám navrhnout antialiasingový filtr pro VKV FM tedy 88 až 108MHz je šířka pásma $B = 20\text{MHz}$, a střední kmitočet $F_C = 98\text{MHz}$. Vztah 2.2 a 3.1 je bez problému splněn ($98/40 > 1.5$, $40 \geq 2 \cdot 20 = 2 \cdot (108 - 88)$). Pokud byla splněna podmínka Shanonova teorému, pak musím určit, ve které Nyquistovy zóny leží vzorkovací kmitočet, tak, aby byl střední kmitočet F_C ve středu zóny, určím podle vztahu 3.2 a 3.3 kde:

$$N_Z = \frac{4 \cdot 98 + 40}{2 \cdot 40} = 5.4[-], \quad F_V = \frac{4 \cdot 98}{2 \cdot 5 - 1} = 43.5\text{MHz} \quad (3.4)$$

protože N_Z musí být vždy celé číslo, volíme nejbližší hodnotu, která zajistí současně i splnění Shanonova teorému. Pro $N_Z = 5$ pak bude $F_V = 43,5\text{MHz}$, pro $N_Z = 4$ pak bude $F_V = 56\text{MHz}$ a pro $N_Z = 2$ je $F_V = 130.66\text{MHz}$. Snižováním hodnoty N_Z se bude vzorkovací kmitočet zvyšovat a budou se zlepšovat podmínky pro realizaci filtru. Z toho vyplývá, že pro realizaci bude třeba rychlý A/D převodník s vhodnými vlastnostmi. Jelikož jsme omezeni A/D převodníkem, který má mít maximální vzorkovací frekvenci 65MSPS nebo 150MSPS, volíme vzorkovací kmitočet 56MHz, který splňuje všechny zadané podmínky, ale jelikož byly zjištěné problémy při realizaci tohoto filtru hlavně pak naladit obvod tak, aby byl přesně 88 až 108, a tak jsme zvyšovali propustné pásmo, tím už by A/D se vzorkovacím kmitočtem 65MSPS na to nestačil, budeme muset vzorkovat na 150MSPS, který bude plně dostačující k vzorkování.

Na *Obr. 17*, jak se skládají Nyquistovy zóny. Jestliže bychom složili signál podle obrázku, došlo by k antialiasingu, kterému se snažíme zabránit. Tudíž musíme vybrat jednu z Nyquistových zón a zbytek potlačit. Výběr provádíme nejčastěji dolní propustí nebo pásmovým filtrem, záleží na zvoleném vzorkovacím kmitočtu. Podle vzorkovacího kmitočtu pak vypočítáme příslušnou Nyquistovu zónu.



Obrázek 17 – Podvzorkování, skládání nyquistových zón

4 SDR (Software-defined radio)

Pod pojem softwarově definované rádio, nebo zkráceně SDR (Software Defined Radio), je myšlen rádiový přijímač, ve kterém jsou obvyklé hardwarové prvky, jako jsou například směšovače, filtry, zesilovače, modulátory/demodulátory, detektory a další, řešeny digitálně[8].

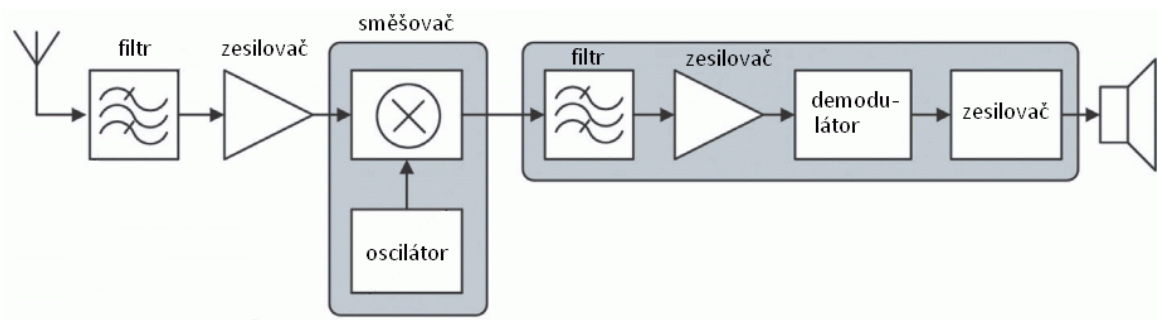
Softwarově definované rádio je systém, v němž se část zpracování signálu realizuje softwarově programovatelnými obvody (číslicově). Můžeme tedy pouhou změnou parametrů v softwaru využívat různá kmitočtová pásma a různé modulace. Pro digitální techniku je příznačná flexibilita, zařízení se dají měnit jednoduchou modifikací parametrů nebo SW a uplatní se i další výhody DSP.

Nevýhodou SDR je nutnost použít výkonnější PC (Pentium IV 2GHz), případně speciální HW (FPGA)

Má-li mít (analogový) rádiový přijímač co největší blízkou selektivitu, musí mít nízký mezifrekvenční kmitočet, naopak ale k zajištění co největší vzdálené (zrcadlové) selektivity je žádoucí co největší mezifrekvenční kmitočet. Toto jsou dva protichůdné požadavky, nemůžeme je splnit jedním směšováním na analogovém přijímači, proto se často používá superhet s dvojným směšováním. Přičemž jeho první mezifrekvenční kmitočet f_{mf1} je zpravidla co nejvyšší, čímž se zajišťuje velká vzdálená selektivita.

Druhý mezifrekvenční kmitočet f_{mf2} musí být naopak nízký, neboť je zapotřebí dosáhnout velké blízké selektivity (strmosti boků křivky selektivity). Při volbě f_{mf2} je potřeba sledovat nejen blízkou selektivitu, ale i možnost příjmu nežádoucích zrcadlových signálů měniče kmitočtu. Abychom tuto možnost vyloučili, musí být druhý f_{mf2} vyšší než polovina šířky pásma prvního mezifrekvenčního zesilovače.

Konkrétní schéma zapojení superhetu s dvojným směšováním mohou být v praxi rozličná (především pak v způsobu ladění a získávání selektivity), ale všechny mají společně blokové schéma zapojení, odlišné jsou pouze v detailech. Analogový superhet *Obr. 18*, můžeme nahradit digitálním SDR. SDR přijímač vznikne postupnou náhradou analogových částí přijímače digitálními. Toto nahrazení uděláme v několika krocích, které jsou popsány níže. Na prvním schématu (*Obr. 18*) je zobrazeno analogové schéma superhetu (superheterodyn), které je nahrazeno digitálním SDR přijímačem *Obr. 19*.



Obrázek 18 – Blokové schéma klasického analogového přijímače[8]

1. Úroveň - falešné SDR- digitalizace za demodulátorem

Při tomto kroku nahradíme zesilovač DSP, DSP je zařazen za detektorem, který slouží k zpracování detekovaného audiosignálu. Výhodou je poměrně nízká vzorkovací frekvence jednotky [KHz]. Jelikož je nízká vzorkovací frekvence, můžeme použít standartní zvukovou kartu v PC. Tento krok je realizovatelný zvukovou kartou v PC nebo speciálním HW.

2. Úroveň - DSP na druhé mf

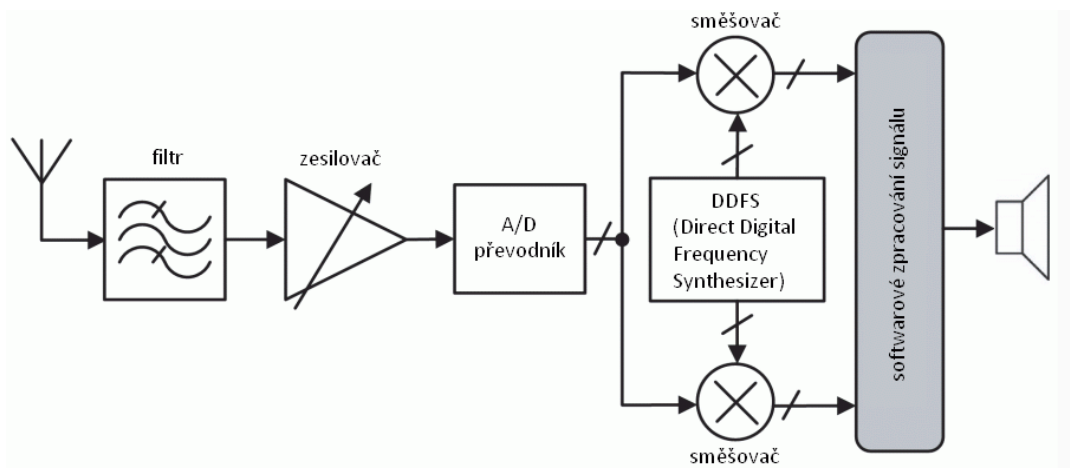
U tohoto kroku DSP blok provádí vlastní detekci signálu, jedná se už o opravdové SDR. Použitím druhé mezifrekvence snižujeme vzorkovací kmitočet tak, aby bylo možné dále digitálně zpracovat signál. Střední frekvence jsou řádové desítky KHz, vzorkovací frekvence je až 4krát vyšší. Typická realizace je speciální HW.

3. Úroveň - SDR s analogově realizovaným tunerem a DSP mf

Digitálně se řeší selektivita mf Vzorkovací frekvence je až stovky [kHz], V tomto kroku se analogový směšovač používá hlavně pro frekvenční translaci přijímaného signálu do pásma vzorkovatelného dostupným ADC směšovač, který zůstal v zapojení, je tam proto, abychom dostali signál do mezí, kdy s ním můžeme pracovat (snížení frekvence a menší nároky na HW).

4. Úroveň - direct sampling SDR

Poslední krok, který lze udělat pro vytvoření SDR. V principu připojíme anténu přímo na A/D převodník (přes antialiasingový filtr). A digitalizuje se pásmový signál. Šířka zpracovávaného pásma už dokáže pokrýt celé pásmo KV a kromě pásmového antialisaingového filtru, který je v RF části, je veškerá selektivita zpracovávána v DSP. Z původního analogového schématu zbyla jen radiová sekce analogový pásmový vf filtr se zesilovačem viz. *Obr. 18*. Nevýhodou je, že při vzorkovací frekvenci 125MHz potřebují velký datový tok, který není schopný PC zpracovávat, a tudíž musíme použít speciální HW (FPGA) ten se specifikuje pomocí některého HDL.



Obrázek 19 – Blokové schéma digitálního SDR přijímače[8]

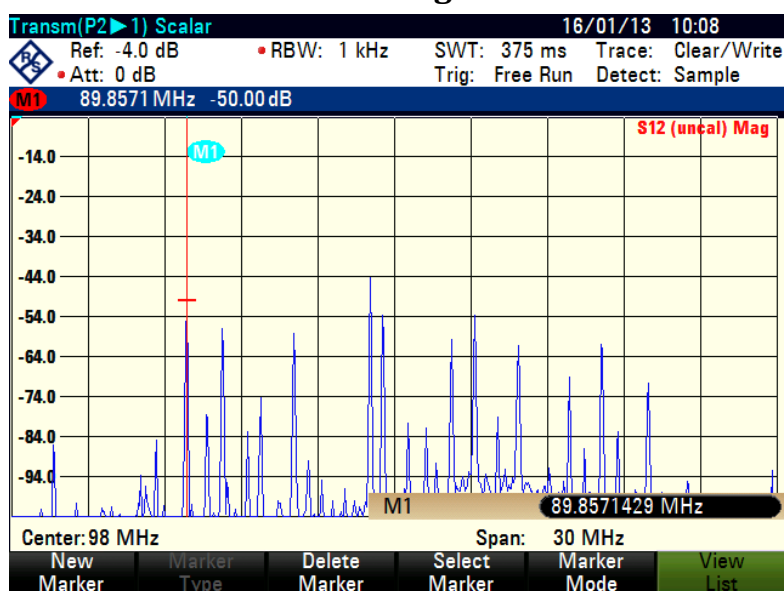
Předzpracování stejně jako v analogovém schématu, ale řeší se digitálně. Máme tři možnosti, jak se to řeší:

- a) ASIC – profesionální řešení pro velké série, je poměrně drahé
- b) FPGA – volně programovatelný logický obvod
 - program uložen v PROM nebo RAM
 - schopnost naprogramovat jakýkoliv logický obvod
 - paralelní řazení bloků, všechny pracují zároveň = rychlost
- c) Speciální DSP IO realizující DDC
 - typické následné zpracování DPS procesorem nebo na bázi HW (FPGA)
 - vzorkovací frekvence desítky MHz (64 MHz, 80MHz, 125MHz)
 - šířka pásma dokáže pokrýt celé VKV pásmo
 - kromě antialiasingového filtru, vše řešeno v DSP
 - nutné předzpracování signálu

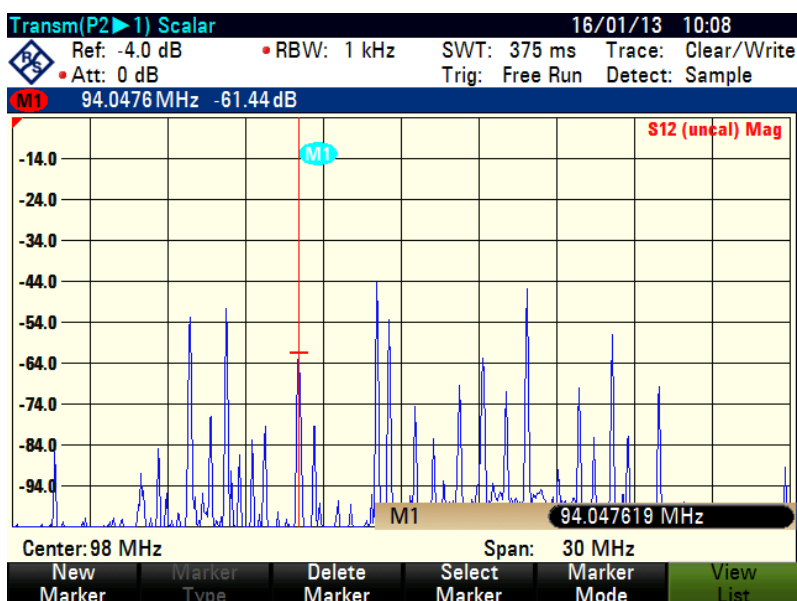
5 MĚŘENÍ VKV PÁSMU A JEHO OKOLÍ

Cílem je zjistit konkrétní místní podmínky v pásmu FM a jeho blízkém okolí. Podle tohoto měření určíme nastavení specifikací navrhovaného filtru (zlomové kmitočty a požadovaný útlum). Podle změřených dat určíme útlum nepropustného pásma, strmost filtru, popřípadě i upravíme šířku propustného pásma atd. Při tomto měření byla použita improvizovaná anténa, která vznikla oholením koaxiálního kabelu. Šlo o improvizovanou čtvrtvlnnou anténu, vytvořenou odstraněním pláště a izolace na požadované délce koaxiálního kabelu. Délka této antény byla zvolena podle přijímané vlnové délky (0.85m-střed FM pásma). Anténa byla namířená na západ tedy (kolmo na Havlíčkovu ulici v Pardubicích).

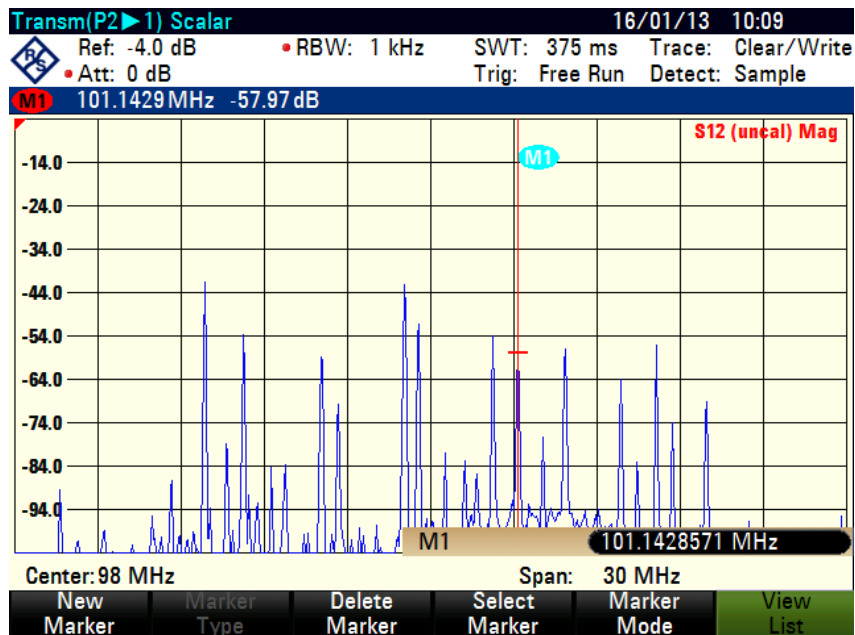
5.1 Měření VKV FM relativní úroveň signálu



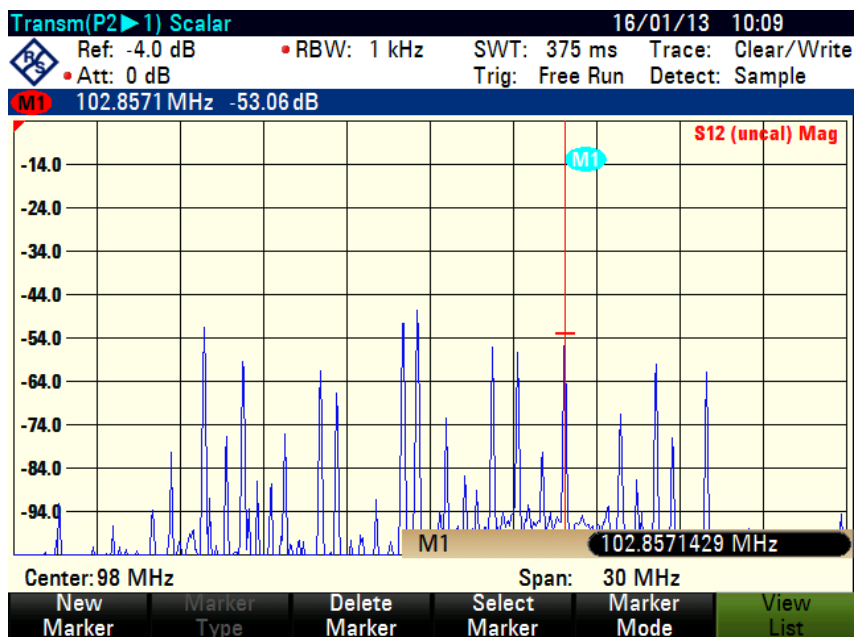
Obrázek 20 – Frekvence odpovídá: Český rozhlas 1 – Radiožurnál 89,7 MHz



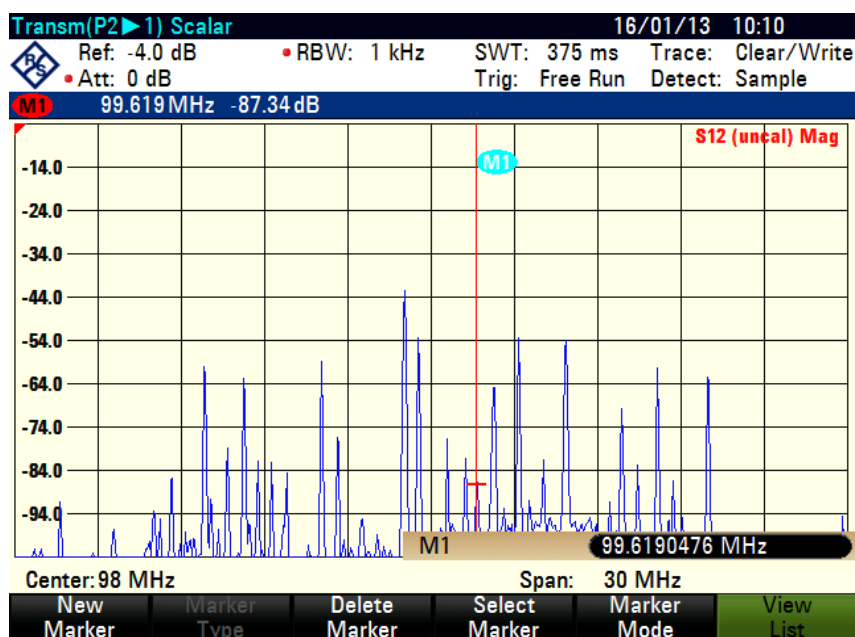
Obrázek 21 – Frekvence odpovídá: Rádio Blaník Východní Čechy 93,9 MHz



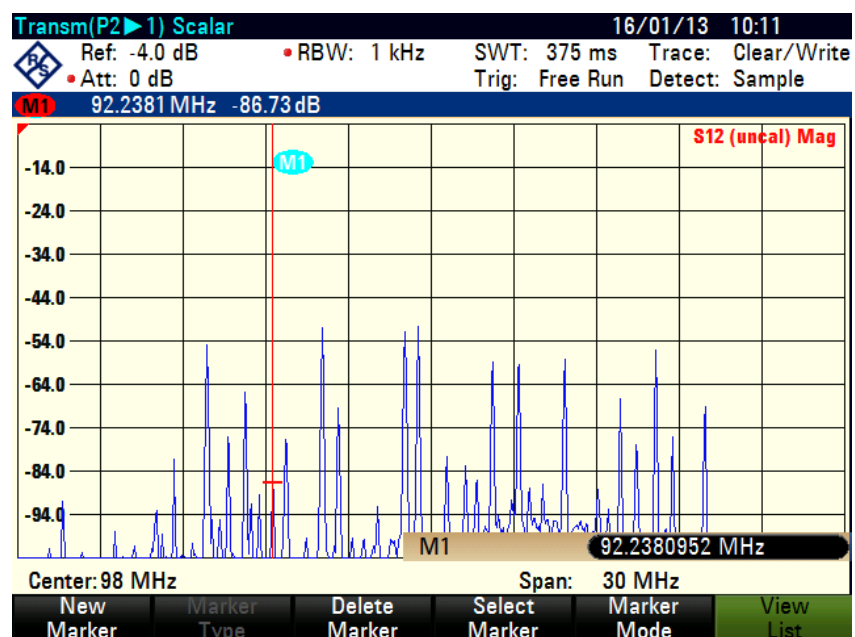
Obrázek 22 – Frekvence odpovídá: Český rozhlas Pardubice 101,0 MHz,



Obrázek 23 – Frekvence odpovídá: Český rozhlas 3 – Vltava 102,7 MHz



Obrázek 24 – Frekvence odpovídá: Evropa 2, Pardubice 99,5 MHz

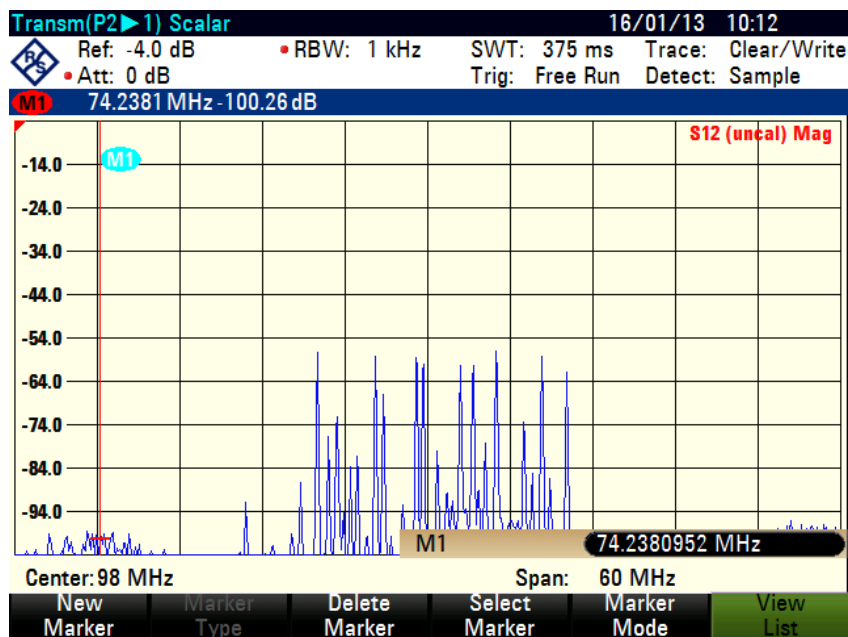


Obrázek 25 – Frekvence odpovídá: Rádio Černá Hora, Pardubice 92,6 MHz

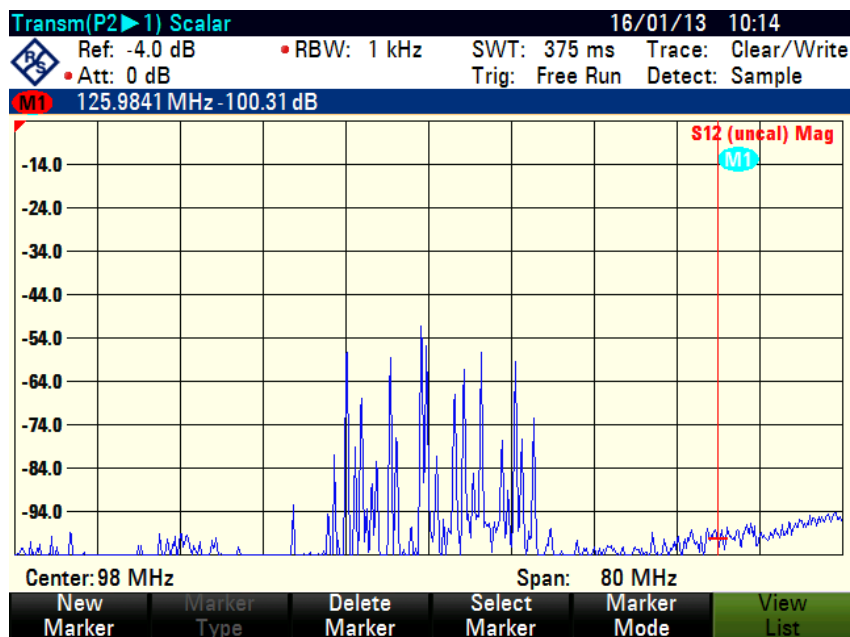
Na těchto schématech jsou zobrazena naměřená data spektrometrem při nastavení střední frekvenci 98MHz a rozsahu pásma 30MHz. Markerem se postupně sledovalo několik nejsilnějších signálů (Obr. 20-23) a několik slabších signálů (Obr. 25 a 26), které se zaznamenaly na flash disk. Ke každému zobrazenému průběhu se pak dohledala příslušná frekvence. Z průběhu je patrné, že nejsilnější signály mají výkon pohybující se kolem -50 až -60dB a slabší signály se pohybují kolem -86dB. Frekvence, které jsme naměřili na Obr. 20-25, byly následně vyhledány na internetu a přiřazeny frekvence odpovídajícímu rádiu.

5.2 Měření signálů v okolí VKV FM pásma

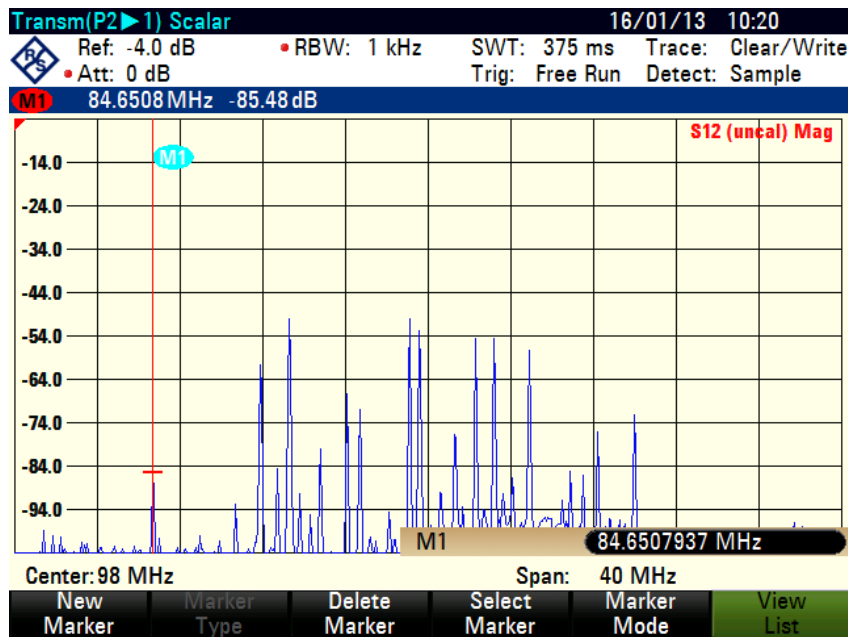
Při tomto měření zjišťujeme jaké signály, nebo šумы jsou v okolí pásma 88 až 108MHz a jakých dosahují tyto signály výkonů. Toto měření je důležité z hlediska návrhu filtr, který konstruujeme. U měření se zachovala centrální frekvenci 98MHz, ale rozsah pásma byl zvětšen nejdříve na 60MHz při měření šumu pod FM pásmem, a na 80MHz při měření nad FM pásmem.



Obrázek 26 – Šum pod FM pásmem



Obrázek 27 – Šum nad FM pásmem

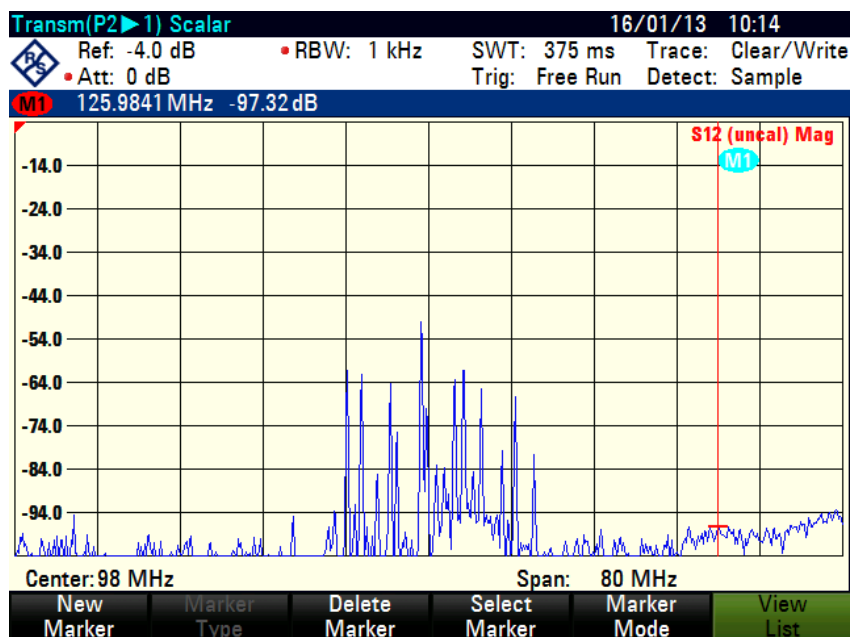


Obrázek 28 – Signál s frekvencí 84.6MHz

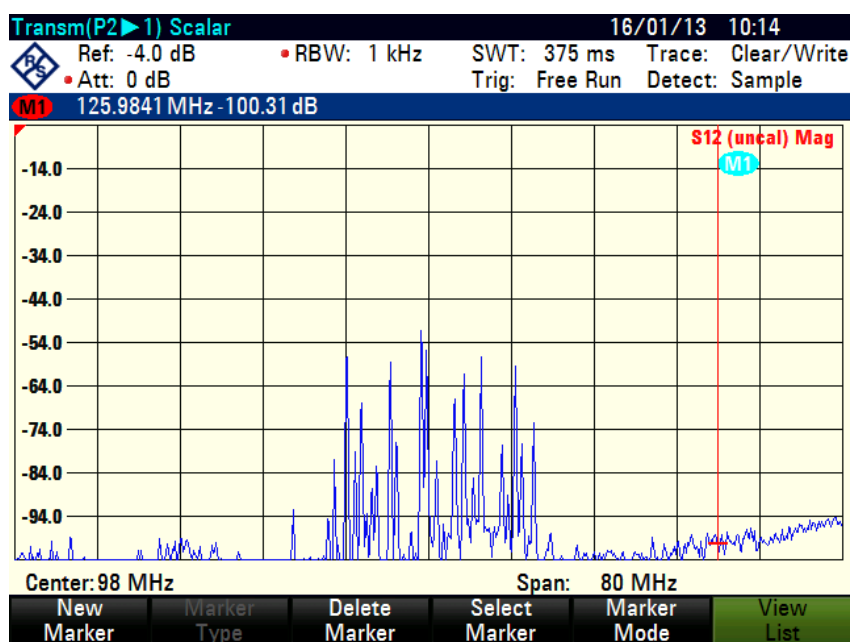
Pod pásmem FM a nad tímto pásmem se nachází signál, jehož úroveň signálu je relativně nízká, což snižuje nároky na strmost filtru. Jediný silnější signál nacházející se v okolí pásma je zobrazen na *Obr. 28*, jak můžeme vidět, dosahuje výkonově na -85dB. Tento signál by měl být antialiasingovým filtrem potlačen. Při zvolené Nyquistově zóně 4, kde je vzorkovací kmitočet 56MHz a šířka pásma 84 – 112MHz, by se mohl promítnout, ale propustná část filtru má být 88 – 108MHz, tudíž by měl být potlačen. Když zvolíme vyšší vzorkovací kmitočet a rozšíříme propustné pásmo, mohl by tento signál projít přes filtr. Vše záleží na konstrukci filtru.

5.3 Různé nastavení antény

Zde máme možnost porovnat signály zobrazované spektrometrem při různém natočení antény. Na *Obr. 29* je zobrazené spektrum signálů, kdy anténa byla natočena na jih, tedy podél ulice Havlíčkovy v Pardubicích, na *Obr. 30* můžeme sledovat spektrum signálu při natočení antény kolmo na Havlíčkovu ulici, tedy na západ.



Obrázek 29 – Podél Havlíčkovy ulice směr Jih



Obrázek 30 – Anténa kolmo na Havlíčkovu ulici směr západ

Při srovnání zjistíme, že jsou téměř stejné. Když, byla anténa namířená na západ, tak FM pásmo je více obsazené, vidíme více radiových signálů.

Na tomto měření bylo zjištěno, že v okolí plasma $\pm 5\text{MHz}$, tzv. v pásmu 83 – 113MHz, se nenacházejí žádné silné signály, které bychom museli nutně odstranit. Tudíž zvolíme při návrhu tohoto filtru propustné pásmo do 83 do 113MHz. Při takhle zvoleném pásmu se filtr bude podstatně lépe konstruovat, protože čím je šířka pásma větší, tím bude filtr lepší na následný návrh a realizaci filtru, ale hlavně tímto rozšířením propustného pásma vzniká „vůle“ k přizpůsobení součástek, viz. kapitola 6. Na druhou stranu při takto zvoleném

propustném pásmu budeme muset asi přejít na vyšší vzorkovací kmitočet, protože při vzorkovacím kmitočtu 56MHz, který je ve 4 Nyquistově zóně, je rozsah pásma 84-112MHz. Při této práci máme navrhnout filtr, za kterým se bude moci vzorkovat A/D převodníkem na 65MSPS nebo na 150MSPS. Při takto rozšířeném pásmu by mohl teoreticky stačit A/D převodník s maximální vzorkovací frekvencí 65MSPS. Takhle rychlý převodník dokáže pokrýt pásmo v rozmezí 82-114MHz. Tak při rozšíření pásma o ± 5 MHz by bylo pásmo od 83 do 113MHz a takovéto pásmo by měl být schopen převodník vzorkovat, samozřejmě záleží na praktickém měření, protože pásmo se může ještě změnit při realizaci filtru oproti simulovanému průběhu.

Tabulka 2 nám zobrazuje rozdělení pásma v okolí pásma VKV. Tato tabulka byla převzata z Plánu kmitočtů na rok 2010. Můžeme na ní vidět, že pod kmitočtem 88MHz se nalézá Pevná pohyblivá služba a nad kmitočtem rozhlasu se nachází rozmezí kmitočtů pro leteckou radionavigační službu.

Tabulka 2 – Plán přidělení kmitočtových pásem [14]

| Kmitočtové pásmo[MHz] | ČR podle Řádu | Přidělení v ČR | Využití přidělení |
|-----------------------|--|--|-------------------|
| 76,975-87,5 | PEVNÁ POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé | PEVNA [1] [2] POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé [1] [2] | [1]C [2]nc |
| 87,5-108 | ROZHLASOVÁ | ROZHLASOVÁ [1] | [1]C |
| 108-117,975 | LETECKÁ RADIONAVIGAČNÍ 5,197A | LETECKÁ RADIONAVIGAČNÍ [1] [2] 5,197A | [1]C [NC] |

PEVNÁ – radiokomunikační služba mezi stanovenými pevnými body (úroveň signálu nebude kolísat)

POHYBLIVÁ – radiokomunikační služba mezi pohyblivými stanicemi a pozemními stanicemi, nebo mezi pohyblivými stanicemi navzájem (můžeme očekávat, že úroveň signálu může výrazně růst s případným přibližováním ke stanicí)

LETECKÁ RADIONAVIGAČNÍ – radiokomunikační služba určena pro potřeby letadel a pro bezpečnost jejich provozu

ROZHLASOVÁ – radiokomunikační služba, jejíž vysílání jsou určena k přímému příjmu širokou veřejností, může zahrnovat zvuková vysílání, TV vysílání, nebo jiné druhy vysílání

LETECKÁ POHYBLIVÁ – pohyblivá služba mezi leteckými stanicemi a letadlovými stanicemi, nebo mezi letadlovými stanicemi navzájem

V tabulce 3 vidíme několik druhů radiokomunikačních systémů používaných pro telekomunikace, dnes je už používán GMS 1800 a přechází se na systém 3 generace (UTMS - 3), který má za úkol odstranit nedostatky GMS v oblasti přenosu dat na mobilní zařízení.

Tabulka 3 – Příklad radiokomunikačních systémů

| | TETRA R1 | TETRA R2 | TETRAPOL | GMS |
|-------------------------------------|-----------------|--|--|----------------------------------|
| šířka pásma kanálu | 25KHz | 25 až 150KHz, 8subnosných na 25KHz FDM | 10 nebo 12,5KHz rozšířitelných o 6,25KHz | 200KHz |
| šířka pásma pro uplink/downling | 10MHz | 10MHz | 5MHz | 25MHz(GMS900) 75MHz(GMS1800) |
| počet kmitočtových kanálů | 400 | 400 | 400(500) | 124(GMS900) 374(GMS1800) |
| frekvenční posunutí zpětného kanálu | 10MHz | 10MHz | 10MHz (UHF verze) | 45MHz (GMS900) 95MHz(GMS1800) |

6 POPIS A NÁVRH OBVODU V SW OMICRON - QuickFil 5.1

QuickFil je program pro návrh pasivních elektrických filtrů skládajících se z kondenzátorů (C) a cívek (L). Po zadání vstupních parametrů filtru, který chceme navrhnout, tento program vytvoří obvod adekvátní k zadaným požadavkům. Jednou z předností programu je, že můžeme měnit výsledné hodnoty součástí tak, aby bylo možné daný filtr prakticky zrealizovat, při čemž můžeme pozorovat, jak se mění výsledná charakteristika analogového filtru.

6.1 Typy aproximací

Aproximací rozumíme nalezení analytické funkce, která bude splňovat jednak přenos a útlum filtru a dále půjde o funkci realizovatelnou prvky R,L,C. Filtry nejsou specifikovány jen mezími kmitočty (propustná a zádržná oblast), ale důležitá je také zvolená aproximační metoda pro realizaci filtru, v případě filtrů existují čtyři základní aproximace: Butterworth, Čebyšev, Inverzní Čebyšev, Eliptická (Cauer).[7]

6.1.1 Butterworth

U butterwortha je maximálně plochá kmitočtová charakteristika v propustném pásmu a strmý přechod do nepropustného pásma, což znamená, že dochází k zvlnění fázové charakteristiky v propustném směru.

6.1.2 Čebyšev

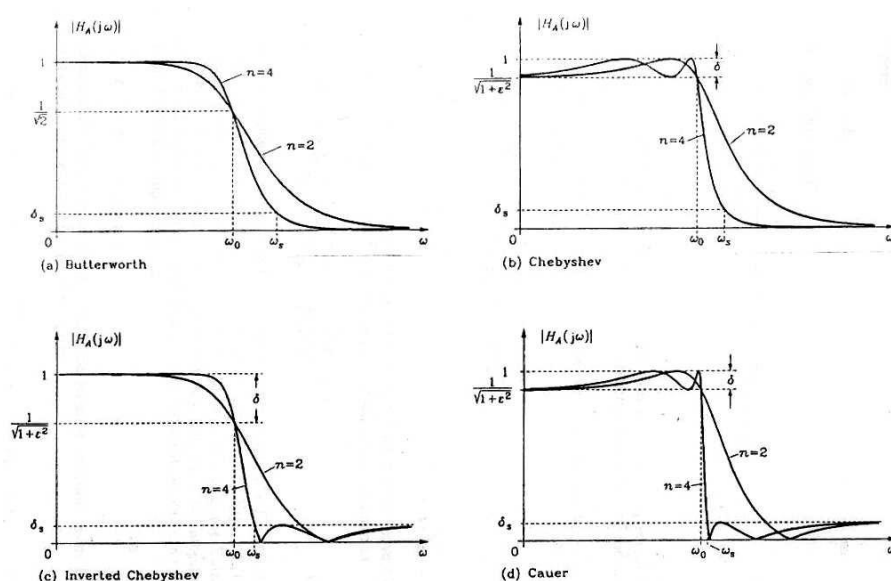
Čebyšovovy filtry mají rovnoměrně (izoextremální) zvlnění v propustném pásmu a strmý přechod do nepropustného pásma, ale to znamená, že mají zvlnění fázové charakteristiky v propustném pásmu.

6.1.3 Inverzní Čebyšev

Tyto filtry mají izoextremální aproximaci v nepropustném pásmu a méně strmý přechod do nepropustného pásma, ale nemají žádné zvlnění fázové charakteristiky v propustném pásmu.

6.1.4 Eliptická (Cauer)

Umožňují dosáhnout při stejném řádu největší strmost, jsou izoextremální v propustném tak i v závěrném pásmu, a obě zvlnění jsou nastaveny nezávisle. Velikost zvlnění se přibližuje buď typu Čebyšev, nebo Inverse Čebyšev. Tyto filtry se nehodí pro přenos impulsů, z důvodů proměnlivého skupinového zpoždění.(skupinové zpoždění je značně zvlněné).



Obrázek 31 – Kmitočtové charakteristiky pro aproximace filtrů [6]

Tabulka 4 – Funkce a výhody programu QuickFil [10]

| Funkce | Výhody |
|--|---|
| Můžeme navrhnout filtry až s 50 možnostmi. | Všechny omezení jsou reálné povahy. |
| Vstupy jsou automaticky kontrolovány, tak aby se zabránilo programovým chybám, které jsou běžné v návrhu filtrů. | I když vstupní specifikace QuickFil zobrazuje, tak je také kontroluje tak, aby byly proveditelné (úspora času). |
| Závislé pole, jsou automaticky aktualizovány. | Můžeme optimalizovat specifikace filtru a najít kompromis mezi teoretickou a praktickou částí. |
| Obvodové topologie a hodnoty mohou být změněny nebo dodány. Máme k dispozici manipulace s dvěma porty. | Můžeme se vybrat tu nejlepší topologii ohledně mechanického limitu filtru |
| Změny ve filtru jsou možné pomocí použití Norton/impedanční transformace nebo Pi-Tee konverzi. | Tato možnost je použita pro optimalizaci použitých komponent. Získáme lepší a levnější komponenty (šetří peníze). |
| Filtr může být analyzován včetně ztrát v obvodu (součást kvality Q). | Můžeme odhadnout minimální kvalitu filtračních komponentů. |
| Můžeme nadefinovat různé zakončovací odpory. | Tuto funkci použijeme k vzhledem odpovídajících sítí. |

6.2 Spuštění programu QuickFil 5.1 na Windows 7

Jedná se o 16bit program, pro jeho spuštění na 64bit systému (Windows 7) využijeme program DOSbox, přes který je možné QuickFil spustit. Musíme si dát pozor na umístění programu QuickFil na disku „C“. Vytvoříme složku s názvem QuickFil a do ní nainstalujeme program, tuto složku umístíme nejlépe na 1. pozici na disku „C“. Pro spuštění programu QuickFil pak nejdříve otevřeme DOSbox a do příkazového řádku napíšeme:

```
mount C "C:\QuickFil"
```

```
C:
```

```
QF.EXE
```

Po tomto úkonu se spustí program QuickFil a můžeme začít pracovat. Pokud bychom neumístili složku QuickFil na první pozici, musíme najít cestu k programu QuickFil a zadat ji do DOSboxu.

6.3 Návrh obvodu v SW QuickFil

Po spuštění programu QuickFil vybereme, jaký druh analogového filtru chceme navrhnout, máme na výběr z několika druhů filtrů, ty nejpoužívanější jsou:

Lowpass (dolní propust)

Highpass (horní propust)

Bandpass (pásmová propust)

Bandstop (pásmová zádrž)

V našem případě se volila pásmová propust. Dalším krokem je zvolit příslušnou aproximaci ke zvolenému druhu filtru, máme na výběr z několika druhů aproximací:

Butterworth

Čebyšev

Inverzní Čebyšev

Elliptic (cauer)

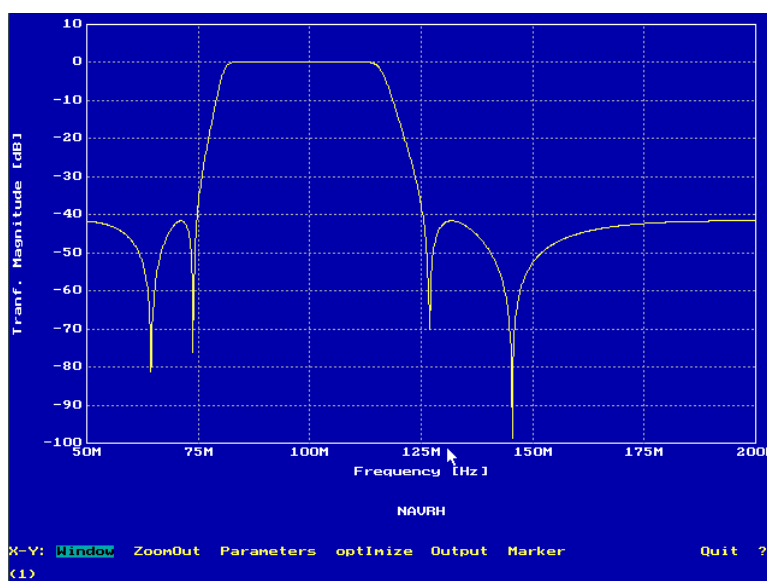
Všechny tyto aproximace a jejich vlastnosti jsou popsány v kapitole (6.1). Po zvolení příslušné aproximace musíme určit specifikace, tzn. na jakém kmitočtu má filtr přecházet do propustného pásma, velikost propustného pásma, na jakém kmitočtu má propustné pásmo končit. Po natavení kmitočtových hodnot filtru přecházíme k nastavení útlumu filtru v [dB], na útlumu závisí řád filtru, čím větší je útlum filtru, tím bude větší řád filtru. Jestliže bude řád filtru vysoký, bude i filtr složitější, a to i na případnou realizaci filtru. Ve specifikaci nastavujeme i zvlnění propustného pásma [dB]. V nastavení specifikací filtru můžeme vidět, jaká je hodnota kmitočtu v -3dB, a to u dolního kmitočtu a horního kmitočtu, na kterých je vymezené propustné pásmo. Tuto hodnotu nemůžeme zvolit, QuickFil ji vypočítává a následně zobrazí ve specifikacích filtru. Na *Obr. 32* můžeme vidět nastavení specifikace filtru na pásmovou propust 83 až 113MHz za použití Elliptic (Caurer) aproximace při nastavení odrazu v obvodu, tedy parametru s11 na -25dB a útlumem 41,64dB.

| SPECIFICATIONS to : Elliptic (Cauer) - bandpass filter | | |
|--|------------------------------------|-------------------|
| (O) | | NAURH |
| (A) | Lower passband edge frequency | : 83.000 000 MHz |
| (B) | Upper passband edge frequency | : 113.000 000 MHz |
| (C) | Lower stopband edge frequency | : 74.700 708 MHz |
| (D) | Upper stopband edge frequency | : 125.554 366 MHz |
| (E) | Passband bandedge loss | : 0.013 755 dB |
| (F) | Passband bandedge return loss | : 25.00 dB |
| (R) | Passband reflection factor | : 5.62 % |
| (G) | Stopband loss | : 41.64 dB |
| (H) | Filter degree | : 10 |
| (I) | Case (a, b, c) | : c |
| (J) | Variable value (A,B,C,D,E,F,G,H,R) | : G |
| | Lower 3dB edge frequency | : 80.565 711 MHz |
| | Upper 3dB edge frequency | : 116.414 289 MHz |
| | Filter quality | : 19.64 |

SPECIFICATION: A B C D E F R G H I J New cOmment fiLe Printer
 frequencyrepres. bandwidthrepreS. rel.bandwidthrepres. Quit ?

Obrázek 32 – Návrh pásmové propusti 88 až 108MHz

Po nastavení specifikací filtru se můžeme podívat na výsledné průběhy filtru, popřípadě můžeme zpětně upravit specifikace filtru a tím i upravit výsledné průběhy tak, jak chceme. Na průběhy se můžeme podívat v nabídce „polynomial_Analysis“. V této nabídce můžeme zobrazit několik typů grafů od zobrazení fáze v [rad nebo °] až po zobrazení výsledného průběhu filtru. Na grafech můžeme upravovat například rozsah osy (x a y), v kolika bodech chceme daný graf zobrazit, grafy můžeme zobrazit i v logaritmickém měřítku atd. Zobrazený graf můžeme uložit pomocí funkce Hold, změnit některá z nastavení (specifická nastavení, nastavení grafu) a po zobrazení nově vytvořeného grafu porovnat s prvním grafem, který zůstal zobrazen díky funkci Hold. Po zobrazení grafu máme k dispozici několik funkcí, nejvyužívanější bude asi „Marker“, kterým můžeme sledovat graf a při tom pozorovat, jak se mění hodnoty (frekvence, útlum). Samozřejmě graf můžeme uložit nebo přímo vytisknout v nabídce „Output“.



Obrázek 33 – Graf pásmové propusti 88 až 108MHz

Dalším krokem po zadání specifikací filtru a zhlédnutí výsledných průběhů je, jak bude vypadat obvod pro daný filtr. Obvod se bude skládat z paralelně a sériově zapojených kondenzátorů a cívek se vstupní a výstupní impedancí, kterou můžeme v programu nastavit, jak potřebujeme. Přejdeme v programu QuickFil do nabídky „passive_Design“, kde se zobrazí nabídka, z které vybereme, co chceme s filtrem dělat za úpravy. Pokud chceme zobrazit vygenerovaný obvod s hodnotami součástek, vstoupíme do nabídky „Output Circuit“, kde se zobrazí následně výsledný obvod s hodnotami součástek.

Pokud chceme vytvořený obvod analyzovat pomocí jiného programu, například Pspice, můžeme využít „Output Circuit“, kde v nabídce „spice“ je vygenerovaný kód pro pspice.

V programu QuickFil můžeme i měnit velikost součástek, které vytvořil, a následně obvod s takto pozměněnými součástkami můžeme analyzovat. Tuto možnost najdeme v nabídce „Manipulation and analysis“, v této nabídce můžeme obvod ukládat, načítat, měnit vstupní a výstupní rezistenci, měnit hodnotu součástek (podle dostupných součástek z vyráběných řad) atd. Porovnání s původním je samozřejmě možné díky funkci Hold, o které jsme už hovořili. Samozřejmě, že vygenerované součástky se neshodují se součástkami dostupnými na trhu, což poněkud zhoršuje případnou realizaci filtru. S hodnotami kondenzátorů se dokážeme vypořádat paralelní a sériovou kombinací, ale u cívek je to horší.

7 OBVODOVÉ ŘEŠENÍ VSTUPNÍHO FILTRU

V této části bude uvedena úprava filtru tak, aby bylo možné tento filtr zrealizovat a změřit celkové kmitočtové charakteristiky filtru.

Prvním blokem každého rádiového přijímače je kvalitní filtr. Jelikož filtr pracuje na vysokých frekvencích, řádově stovky MHz, je nutné, aby byly cesty na plošné desce co nejkratší a nevznikaly tam parazitní vlivy, které by ovlivnily specifikace filtru, proto osazujeme desku SMD součástkami. I rozmístění součástek má vliv na výsledné průběhy filtru.

Keramické kondenzátory jsou v provedení SMD, typ pouzdra 1206. Použité SMD cívky mají pouzdro 1206 a 0805. Vstupní a výstupní rezistence je 50Ω , zakončené SMA konektory, které jsou napájeny do desky plošného spoje.

Tabulka 5 – VKV FM v rozsahu 88 – 108MHz

| | |
|----------------------------------|-----------------|
| Typ | bandpass |
| Aproximace | Eliptic (Cauer) |
| Řád filtru | 10 |
| Propustné pásmo | 83 - 113MHz |
| Impedance (vstup, výstup) | 50Ω |

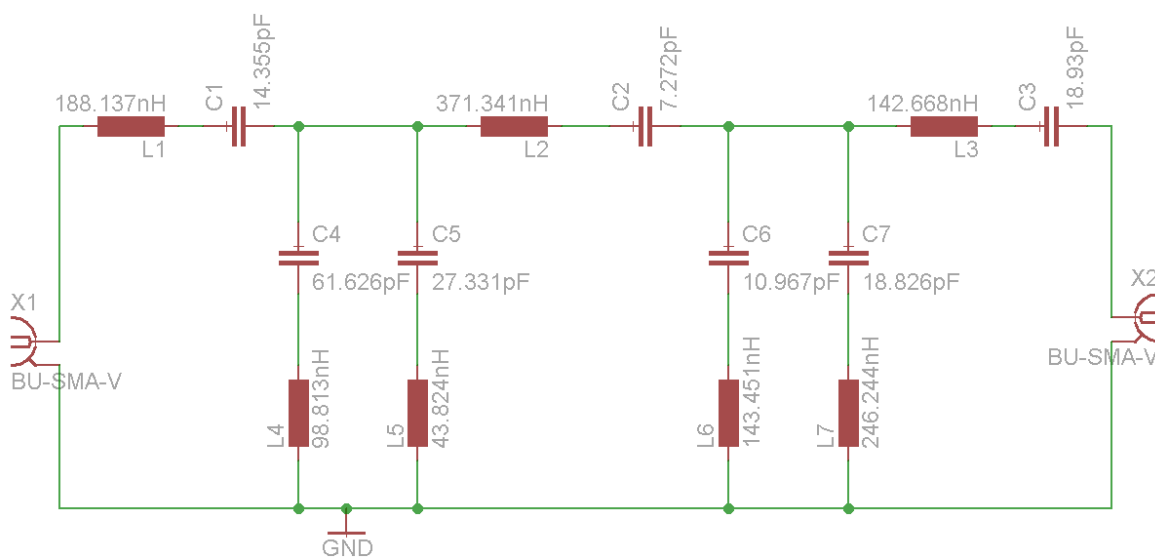
7.1 Návrh filtru v programu QuickFil

Při návrhu se v programu nastavil typ filtru a jeho aproximace a následně byly nastaveny specifikace (kapitola 5). Toto nastavení specifikací můžeme vidět na *Obr. 32* a výsledný průběh tohoto navrženého filtru vidíme na *Obr. 33*. Propustné pásmo bylo navrženo od 83 do 113MHz a to hlavně kvůli součástkám, jelikož součástky navržené QuickFil-em se nedají sehnat na trhu. Z tohoto důvodu musí také obvod upravovat a hledat nejbližší součástky k součástkám navrženým QuickFil-em a to tak, aby se jeho výsledná kmitočtová charakteristika moc nezměnila a udržela si i nadále svoje specifikace. Při pracování s programem QuickFil a následnou realizací bylo zjištěno, že dochází k velkým rozdílům simulovaného a reálného průběhu, samozřejmě je to způsobeno už zmíněnou změnou součástek. Odraz v obvodu, tedy parametr s_{11} , byl nastaven na hodnotu -25dB. Dostačující odraz v obvodech je na -6dB, ale čím je tato hodnota větší, tím je to pro obvod lepší. Při návrhu obvodu se snažíme, aby zvlnění v propustném pásmu bylo co možná nejmenší, u tohoto návrhu je navrženo na hodnotu 0,013 755dB, což je výborná hodnota. Řád filtru je 10, v tomto případě znamená útlum -40.64dB.

7.2 Úprava obvodu pro realizaci

Pro realizaci filtru musíme trochu upravit schéma zapojení, jelikož se nevyrobí součástky, které nám navrhl program QuickFil *Obr. 34*. Tak nahradíme kondenzátory a cívky

dostupnými součástkami. Samozřejmě můžeme dávat kondenzátory do paralelního nebo sériového zapojení tak, abychom dosáhli co možná nejbližší hodnoty k hodnotám součástek navrženými QuickFil-em. Tuto změnu provádíme pomocí vztahů 7.1 a 7.2. V tomhle návrhu není toto využito, neboť součástky navržené QuickFil-em nebyly moc odlišné od dostupných součástek, tuto změnu můžeme udělat u kondenzátoru, samozřejmě, že se nemusí vždy podařit nahradit kondenzátory úplně ideálně. U cívek se tato náhrada příliš nedoporučuje, a proto máme dvě možnosti, buď se rozhodneme namotat cívky ručně, což se při určitých specifikacích filtru nemusí ideálně podařit, tak aby filtr splňoval určité výstupní parametry (při vysokých frekvencích je to obtížné), nebo najdeme nejbližší hodnoty cívek, které se sériově vyrábějí tak, aby celková kmitočtová charakteristika filtru nebyla příliš pozměněna a filtr si tak udržel svoje specifikace. Při vybírání příslušných cívek je důležitá rezonanční frekvence, která by měla být co nejvyšší, protože při přechodu této rezonanční frekvence se cívka stává kapacitou a to by nepříjemně ovlivnilo činnost filtru. Změnu hodnot součástek můžeme simulovat v programu QuickFil. Tuto změnu součástek vidíme na *Obr. 35* a kmitočtovou charakteristiku tohoto obvodu můžeme sledovat na *Obr. 36*, žlutě vyznačená charakteristika ukazuje průběh se součástkami vygenerovanými programem QuickFil a zeleně vyznačená charakteristika je už charakteristika filtru, který bude realizován s upravenými součástkami.



Obrázek 34 – Obvod vygenerovaný programem QuickFil

Sériové zapojení kondenzátoru se celková kapacita snižuje:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} + \dots \quad (7.1)$$

Paralelní zapojení kondenzátorů se celková kapacita zvyšuje:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + \dots \quad (7.2)$$

Úprava kondenzátorů ve filtru pro realizaci pásmového filtru:

$$C_1 = 14,355\text{pF}$$

$$C_1 = 15\text{pF}$$

$$C_2 = 7,272\text{pF}$$

$$C_2 = 6,8\text{pF}$$

$$C_3 = 18,931\text{pF}$$

$$C_3 = 18\text{pF}$$

$$C_4 = 61,626\text{pF}$$

$$C_4 = 68\text{pF}$$

$$C_5 = 27,331\text{pF}$$

$$C_5 = 27\text{pF}$$

$$C_6 = 10,967\text{pF}$$

$$C_6 = 10\text{pF}$$

$$C_7 = 18,826\text{pF}$$

$$C_7 = 18\text{pF}$$

Úprava cívek ve filtru pro realizaci pásmového filtru:

$$L_1 = 188,137\text{nH}$$

$$L_1 = 180\text{nH}$$

$$L_2 = 371,341\text{nH}$$

$$L_2 = 390\text{nH}$$

$$L_3 = 142,668\text{nH}$$

$$L_3 = 145\text{nH}$$

$$L_4 = 98,813\text{nH}$$

$$L_4 = 100\text{nH}$$

$$L_5 = 43,824\text{nH}$$

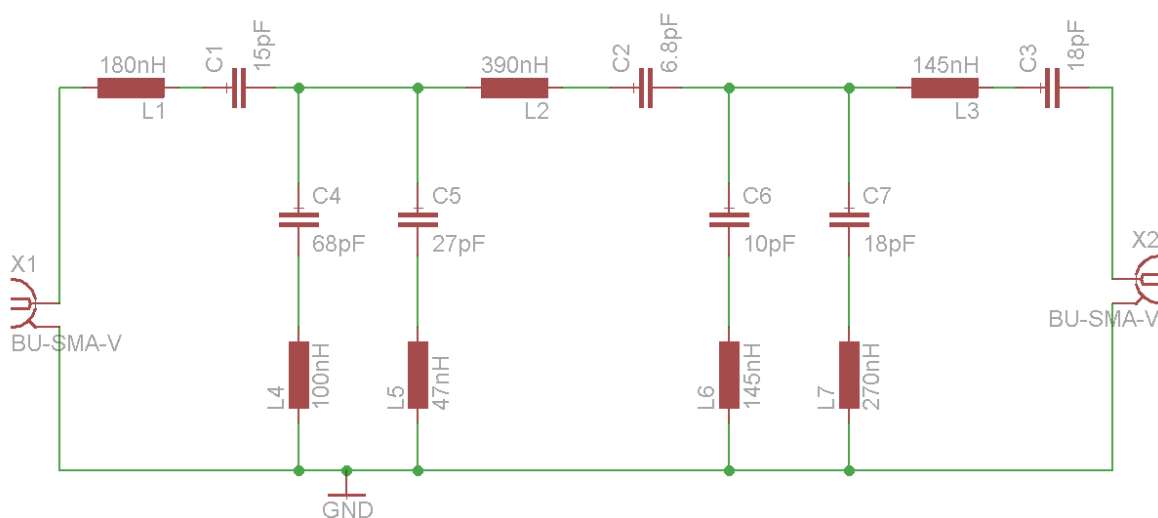
$$L_5 = 47\text{nH}$$

$$L_6 = 143,451\text{nH}$$

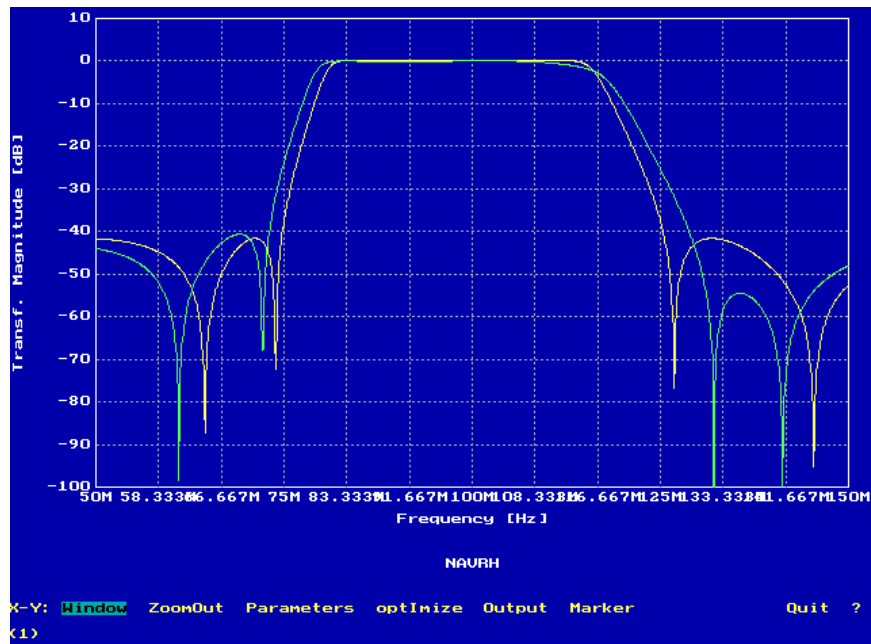
$$L_6 = 145\text{nH}$$

$$L_7 = 246,244\text{nH}$$

$$L_7 = 270\text{nH}$$



Obrázek 35 – Upravený obvod pro realizaci

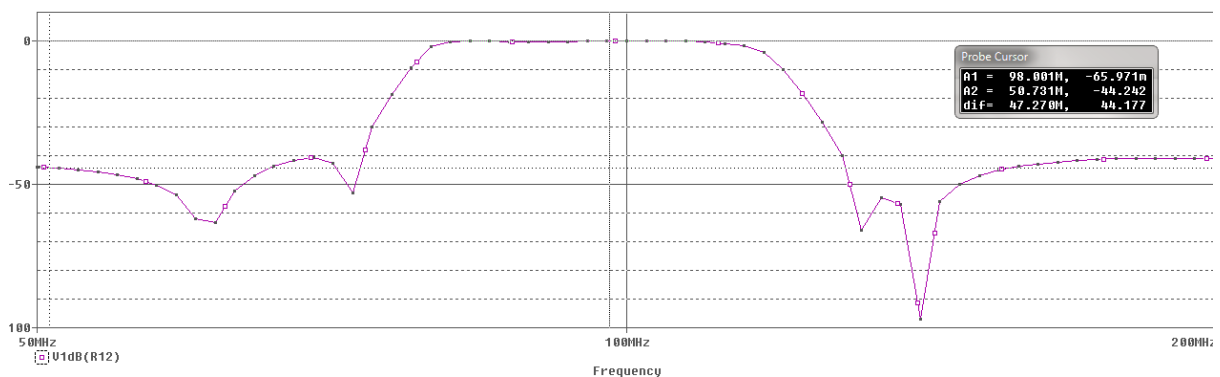


Obrázek 36 – Celková kmitočtová char. neupravené a upravené hodnoty QuickFil

Jak můžeme vidět na *Obr. 36*, propustné pásmo se v tomto případě trochu rozšířilo. V takovémto rozmezí už nepůjde vzorkovat s A/D převodníkem, který má maximální vzorkovací kmitočet 65MSPS.

7.3 Simulování v programu Pspice

Pro ověření správnosti průběhu simulovaným QuickFil-em je obvod simulován v programu Pspice a jsou zde uvedeny simulované průběhy. Pro simulaci jsme využili programu QuickFil, který nám vygeneruje zdrojový kód pro simulaci v Pspice (příloha C). Jediné, co v tomto kódu chybí, je příkaz (.PROBE), který nám vytvoří rozhraní pro vykreslení grafu. V tomto rozhraní pak vybereme, který průběh chceme zobrazit v našem případě, chceme samozřejmě zobrazit kmitočtovou charakteristiku, tzn. průběh výstupního napětí (na odporu R12) na kmitočtu.



Obrázek 37 – Celková kmitočtová charakteristika nasimulovaná v programu Pspice

Při porovnání těchto simulací zjistíme malé rozdíly mezi křivkami dolní mez frekvenčního pásma, i horní mez se liší především útlumem, tento rozdíl můžeme porovnat v Tabulce 6,

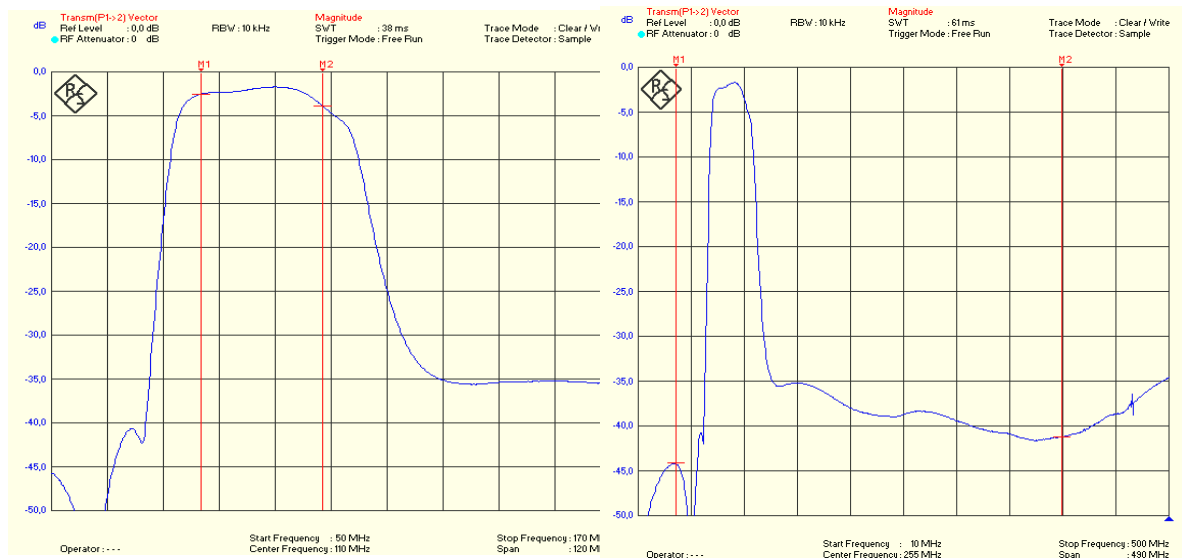
kde můžeme vidět, že rozdíl není tak razantní. Programu QuickFil můžeme důvěřovat ve vykreslování kmitočtových charakteristik. Ověřeno pomocí programu Pspice. Rozdíl v simulacích je v křivce, kde začíná přechodové pásmo, útlum je sice na stejných hodnotách, ale křivky se trochu liší.

Tabulka 6 – Porovnání charakteristik (QuickFil – Pspice – Naměřené)

| QuickFil | | Útlum |
|----------------------|---------|-----------|
| f _L [MHz] | 83.066 | - 0.052dB |
| f _H [MHz] | 108.016 | - 0.208dB |
| Pspice | | |
| f _L [MHz] | 83.012 | - 0.065dB |
| f _H [MHz] | 108.046 | - 0.232dB |
| Naměřeno | | |
| f _L [MHz] | 83.055 | -2.524 |
| f _H [MHz] | 108.095 | -3.858 |

7.4 Naměřené charakteristiky obvodu

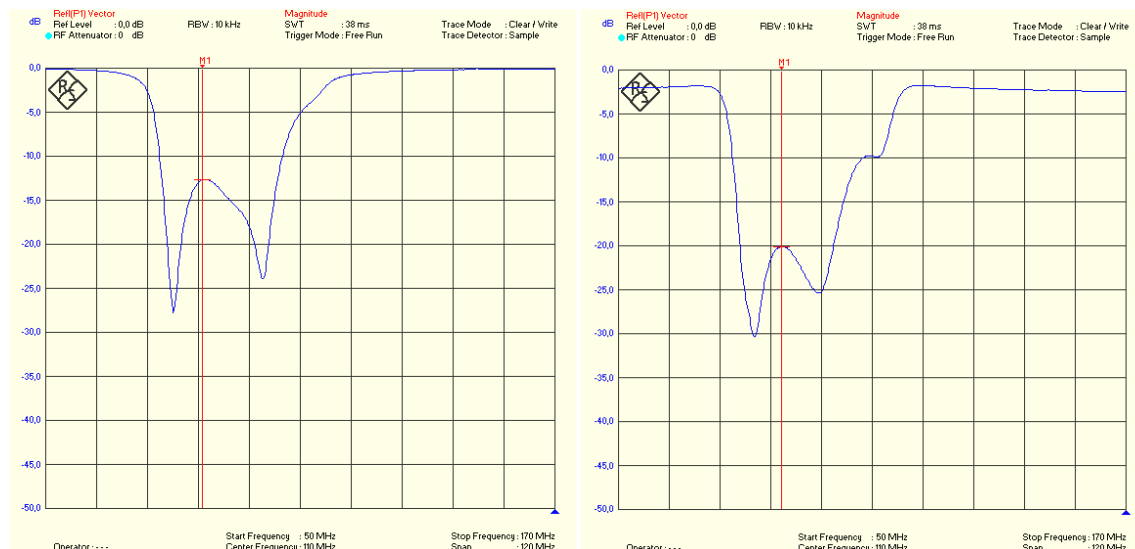
Obvod byl měřen spektrálním analyzátozem, který nám ukázal skutečnou charakteristiku filtru. Samozřejmě, že se tato charakteristika liší od simulovaných už jen pro toleranci součástek, která se pohybuje v průměru okolo 5 až 10%.



Obrázek 38 – Celková kmitočtová charakteristika filtru

Na *Obr. 38* vpravo vidíme kmitočtovou charakteristiku filtru. Porovnání hodnot naměřených a simulovaných můžeme vidět v tab. 6, rapidně se změnil útlum v propustném pásmu. Tato změna může být způsobena součástkami, které nejsou ideální a samozřejmě i SMA konektory. Vpravo můžeme vidět měření od 10MHz do 500MHz, na kterém vidíme, že filtr opravdu propustí jen požadované pásmo.

V obvodu byl změřen také parametr s_{11} , tedy odraz signálu v obvodu. Tato hodnota byla při zadávání specifikací nastavena na -25dB . V reálném měření tato hodnota dosahovala na vstupním konektoru -12dB a na výstupním konektoru z filtru -20dB (Obr. 39)

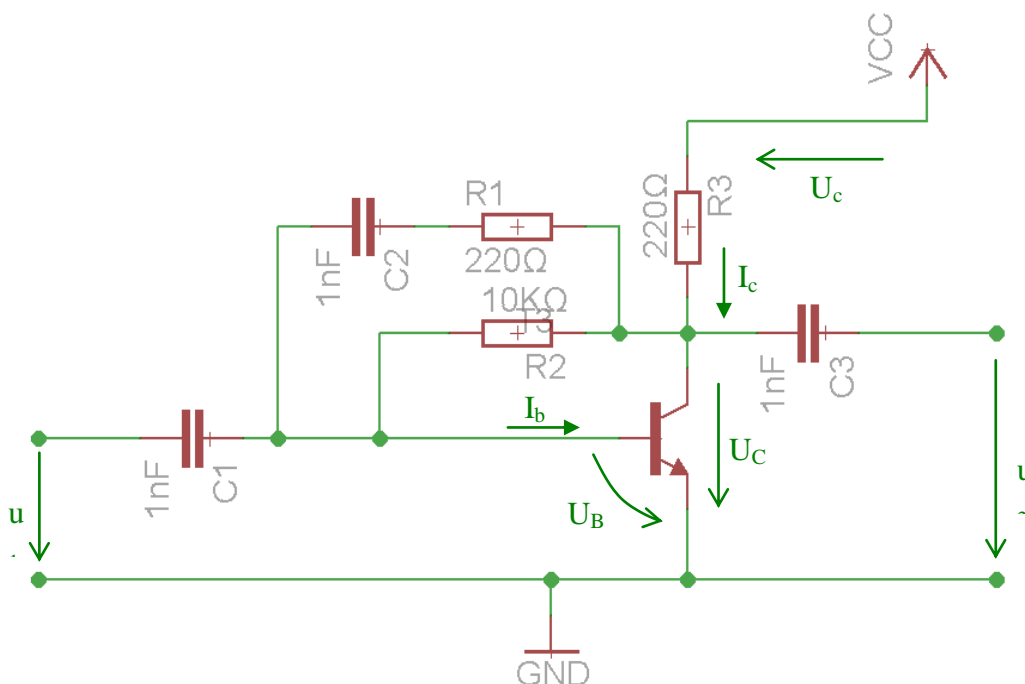


Obrázek 39 – Odraz filtru, vstup a výstup filtru

Odraz v obvodu závisí na přímé cestě signálu, tzv. na kondenzátorech C_1 , C_2 , a C_3 a indukčnostech L_1 , L_2 a L_3 . Byl zvolen v návrhu na hodnotu -25dB , ale po změření obvodu je -16dB , tato hodnota odrazu je dostačující. Tento rozdíl v odrazu je způsoben tolerancí součástek cestami v obvodu.

8 2 - STUPŇOVÝ ZESILOVAČ

Za navržený pásmový filtr je třeba zapojit širokopásmový zesilovač, který zesílí signál na úroveň vhodnou pro převodníky A/D, v mém případě jde o 2 stupňový zesilovač s tranzistorem BFR 92A, který se následně rozděljuje na dva výstupy. Na obr. 42 vidíme celkové zapojení zesilovače, výstupy jsou přes SMA konektory, které připojujeme k dalším blokům.



Obrázek 40 – Zapojení jednoho stupně vf zesilovače

Jedná se o doporučené zapojení pro širokopásmové zesilovače, toto zapojení můžeme najít publikované v katalogových listech tranzistoru. Napájecí napětí tohoto zesilovače je 12V, hodnota odporu R_3 je hodnota udávaná výrobcem z které se vycházelo. Na odporu R_3 vzniká úbytek napětí asi 2V, a zbytek napájecího napětí tedy 10V je na odporu R_2 . Odpor R_2 v zesilovači je zapojen jako stejnosměrná napěťová paralelní zpětná vazba pro stabilizaci pracovního bodu tranzistoru.. Tato vazba vzniká zapojením odporu R_2 z výstupu na vstup tranzistoru. Přes tento odpor se přivádí proud na vstup.. Tento odpor zajišťuje stabilizaci pracovního bodu v tranzistoru a vyrovnává teplotní rozdíly v tranzistoru (8.3). Hodnota odporu R_2 byla zvolena 10KΩ, je to nižší hodnota než jsme vypočítali, ale zvolili jsme jí nižší, tak aby tekla větší proud kolektoru. R_1 a C_2 zavádí střídavou zpětnou vazbu, která sice omezuje zesílení, ale omezuje jeho kmitočtovou závislost. Bez této ZV by kmitočtová charakteristika zesilovače vykazovala výrazný nárůst směrem k nižším kmitočtům.

Zesílení je tedy stále v celém pásmu. Hodnota odporu v této vazbě je převzata ze zapojení, které doporučuje výrobce.

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \Rightarrow 80 \quad (8.1)$$

$$I_{R3} = \frac{U_{cc}}{R_3} = \frac{12}{220} = 0.054A \quad (8.2)$$

$$u_1 = (R_B * I_B) + U_{BE} = R_B \frac{I_c}{\beta} + U_{BE} \Rightarrow R_B \quad (8.3)$$

$$R_B = \frac{u_1 - U_{CE}}{\frac{I_c}{\beta}} = \frac{(10 - 0,65)}{\frac{0,054}{80}} = 13851\Omega \Rightarrow 10K\Omega = R_2$$

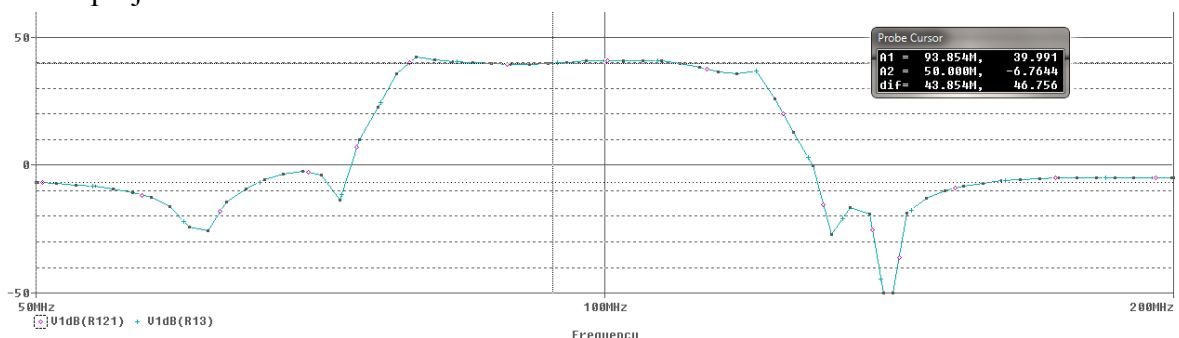
Oddělovací (blokovací) kondenzátory C1 a C3 slouží oddělení ss složky jednotlivých zesilovacích stupňů a umožňují samostatné nastavení pracovních bodů tranzistorů. Hodnotu oddělovacího kondenzátoru určuje tak, aby jeho reaktance byla na dolním krajním kmitočtu pásma mnohem menší, než je impedance obvodu (8.5).

$$X_{C_2} = \frac{1}{\omega C_2} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{\omega X_{C_2}} \quad (8.4)$$

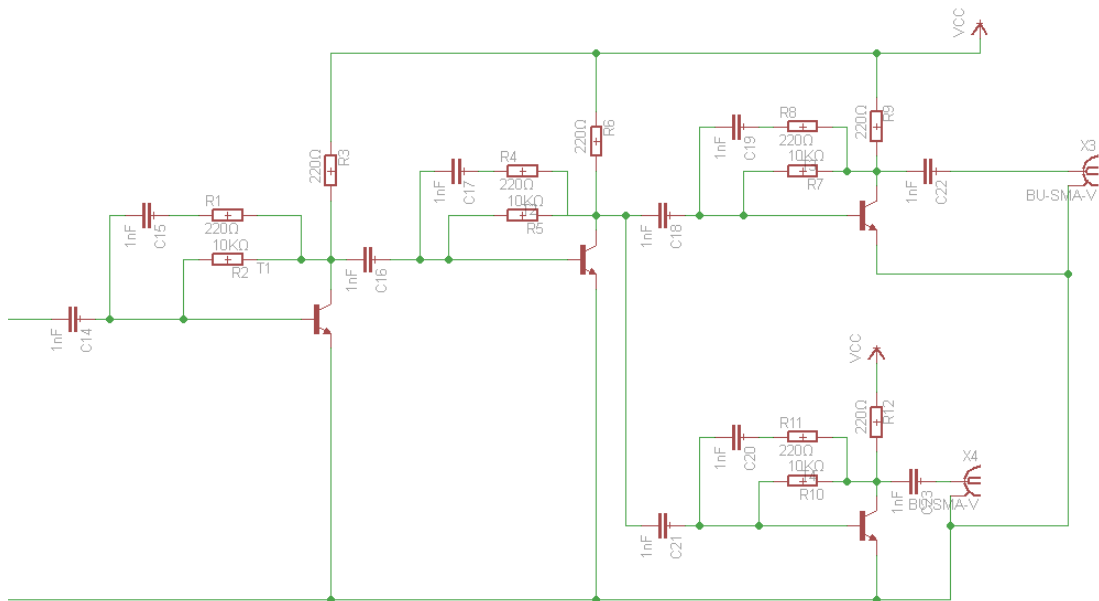
$$X_{C_2} = \frac{1}{\omega C_2} = \frac{1}{2\pi * 80 * 10^6 * 1 * 10^{-9}} = 1.98\Omega \quad (8.5)$$

8.1 Simulace zesilovače v programu Pspice

V programu Pspice se nasimulovala charakteristika, která vznikne po zesílení zesilovačem tato charakteristika je zesílena přibližně o 50dB, každý stupeň tohoto zesilovače by měl zesilovat přibližně o 20dB, 3 - stupně na jeden výstup tzv. o 60dB což v celku odpovídá. Skutečnost může být jiná vlivem tolerance součástek, zejména polovodičů. Na Obr. 41 vidíme nasimulovanou celkovou kmitočtovou charakteristiku obou výstupních konektorů. Můžeme vidět, že na obou konektorech je nasimulovaný úplně totožný výstupní průběh. Na skutečném měření v toto nepředpokládáme, každá součástka má určitou toleranci, která se zde projeví.



Obrázek 41 – Celková kmitočtová char. zesilovače nasimulovaná v programu Pspice

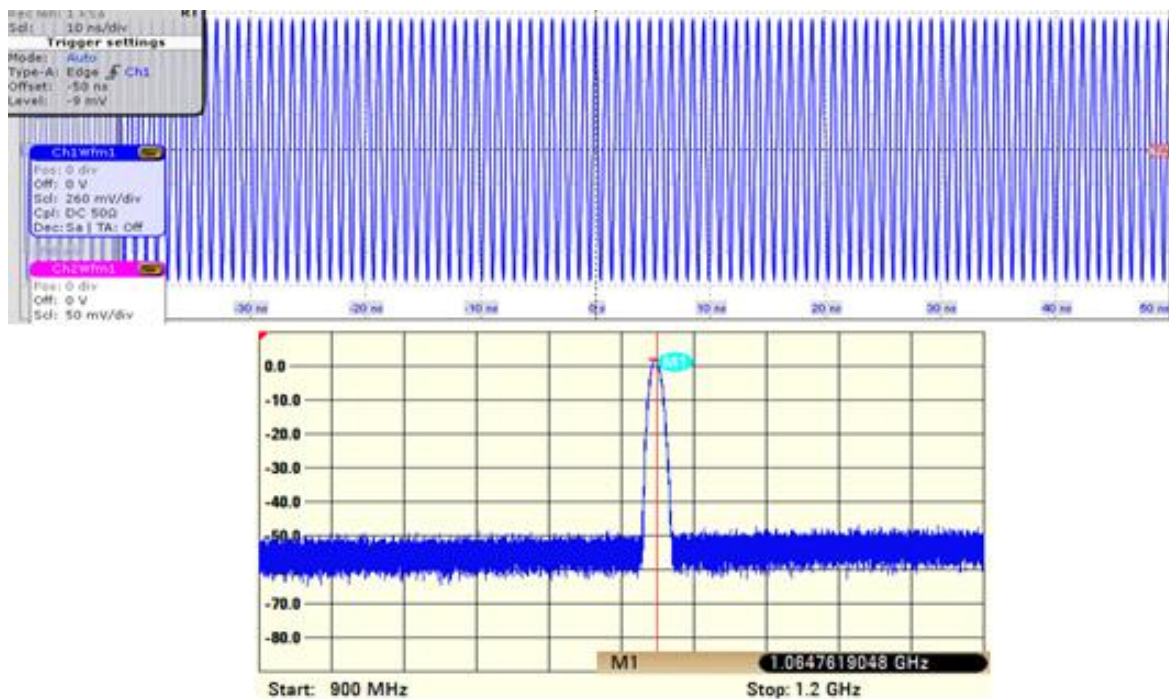


Obrázek 42 – Celkové schéma zapojení 2- stupňového zesilovače

8.2 Měření zesilovače

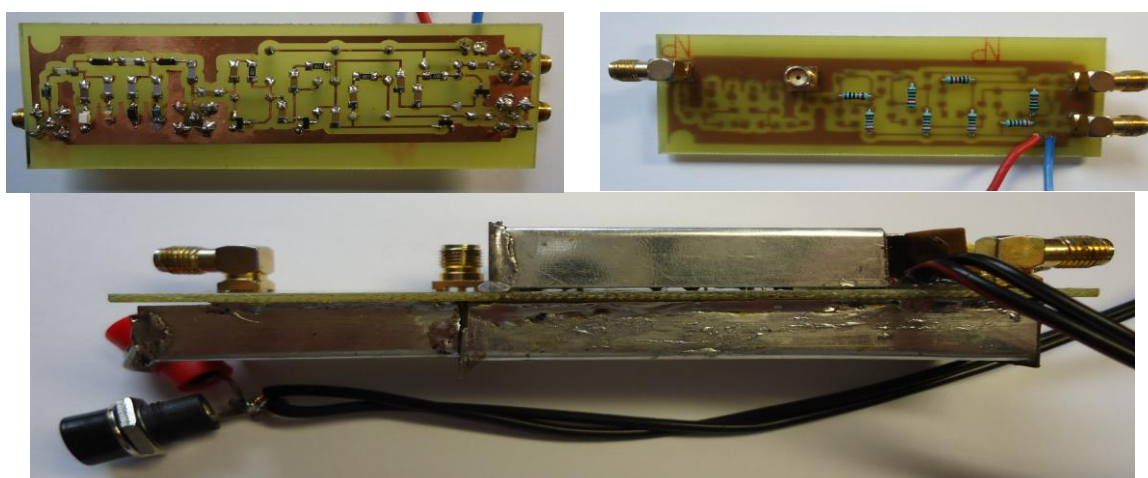
8.2.1 Kmitání zesilovače

Při měření zesilovače bylo zjištěno, že navržený zesilovač osciloval. potvrdilo se tak pravidlo ve vysokofrekvenční technice, že když stavíme zesilovač, navržený zesilovač kmitá a když stavíme oscilátor, tak ten nekmitá. Frekvence kmitání zesilovače byla někde

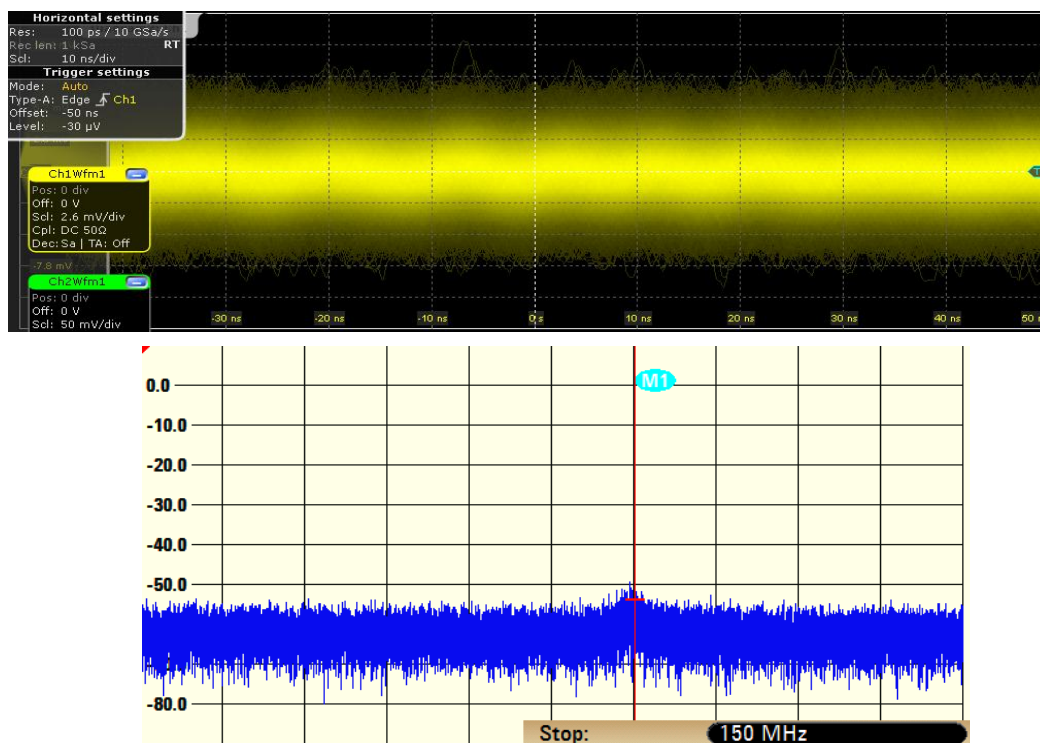


Obr. 43 kmitý zesilovače, nahoře osciloskop, dole SA, cca 1.064GHz

Abychom toto kmitání odstranili, oddělili jsme napájení jednotlivých stupňů zařazením LC filtrů sestávajícím z cívky cca 8 závitů, na malém feritovém toroidu (průměr cca 10mm) z hmoty N05 a blokovacího keramického kondenzátoru M1. Dále jsme připojili na vstup napájení 33nF kondenzátor a to mezi plusový vodič a zem. Tímto jsme oddělili jednotlivé stupně zesilovače, další obranou před kmitáním, kterou jsme provedli je odstínění desky. Desku jsme odstínili pomocí plechu, kterým jsme zakryli všechny součástky kromě SMA konektorů. Tento plech pak propájeli ze zemí (Obr. 44). I přes tuto úpravu v zapojení je vidět na výstupu zesilovače šum, ale harmonická složka již není výrazná (Obr. 45). Šum může být způsoben kromě šumu samotných tranzistorů, také zachytáváním signálů z okolního prostředí, nebo připojenými kabely. Naměřený výstupní šum má velikost $U_{\text{š}} = 15\text{mV}$.

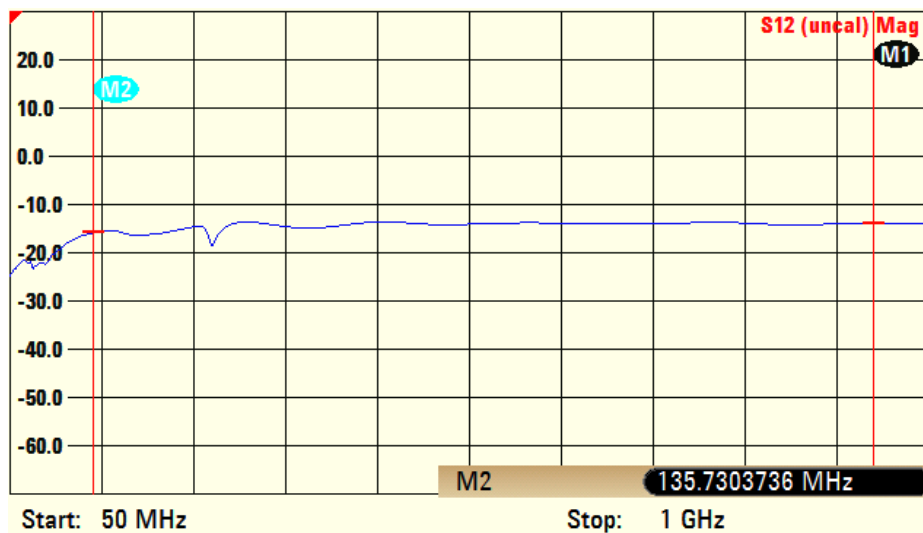


Obrázek 43 – Odstínění desky



Obrázek 44 – Změřený výstupní šum zesilovače (osciloskop, spektrometr)

Při měření kmitání zesilovače bylo zjištěno, že použitý starší opletený kabel, který byl připojen z výstupu zesilovače do osciloskopu, má patrně zoxidované opletení a asi vyzařuje. Provedli jsme tedy kontrolu útlumu kabelu. Na Obr. 46 vidíme útlum kabelu na spektrometru. Po tomto zjištění nebyl tento kabel dále používán k tomuto měření a jakékoliv oscilace ustaly.

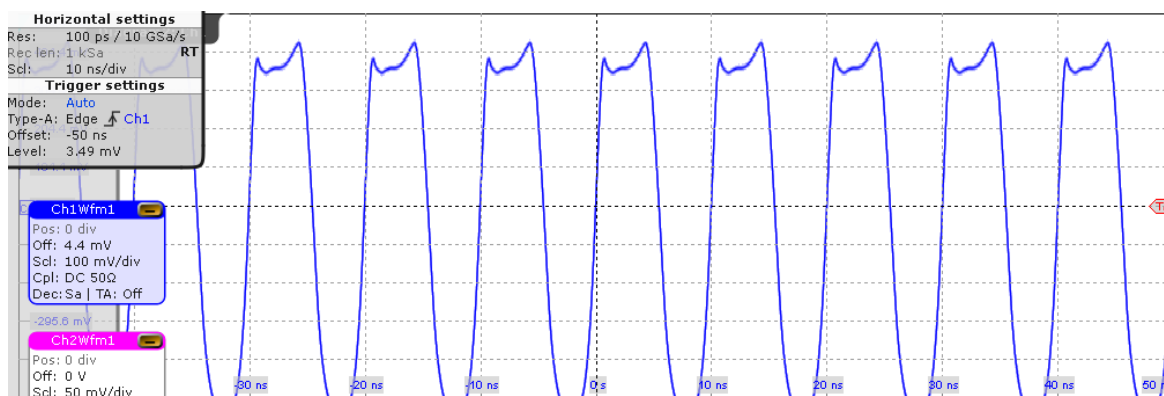


Obrázek 45 – Zjištěný útlum opleteného kabelu

8.2.2 Naměřené průběhy zesilovače

Při tomto měření jsme nejdříve připojili na vstup obvodu frekvenční generátor, na kterém jsme postupně nastavovali různé výstupní parametry, a k výstupu zesilovače připojili osciloskop.

1) frekvenční generátor nastaven na úroveň výstupního signálu -20dBm a frekvenci 100MHz, zesilovač byl napájen 5V



Obrázek 46 – Výstupní průběh pro 1. měření

Z obrázku je patrné, že zesilovač limituje signál, tudíž není vhodně nastaven pracovní bod zesilovače pro tyto nastavené vstupní parametry. Výstupní výkonovou úroveň vypočítáme ze vztahů:

$$U_{\xi\xi} = 900mV, \quad R = 50\Omega$$

$$U_{\xi} = \frac{1}{2}U_{\xi\xi} = \frac{1}{2} * 900 = 450mV \quad (8.6)$$

$$U_{ef} = 0,7 * U_s = 0,7 * 450 = 315mV \quad (8.7)$$

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{315^2}{50} = 1984,5mW \quad (8.8)$$

$$P[dBm] = 10 \log P[mW] = 32,97dBm \quad (8.9)$$

Musíme počítat ještě s -20dBm, které máme nastaveny na frekvenčním generátoru. U tohoto případu je pak celková výstupní výkonová úroveň signálu $32,97+20 = 52,97dBm$

2) frekvenční generátor nastaven na úroveň výstupního signálu -20dBm a frekvenci 100MHz, zesilovač byl napájen 12V



Obrázek 47 – Výstupní průběh pro 2. měření, napájení 12V

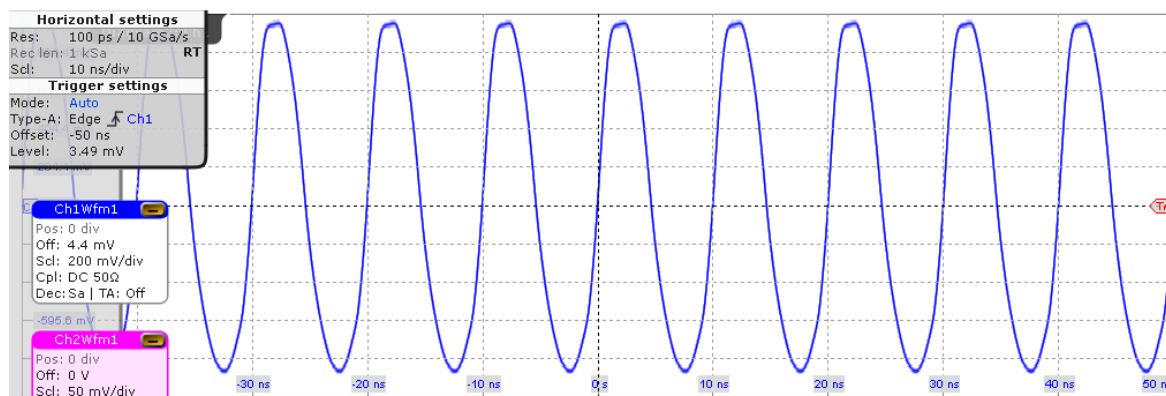
I u tohoto případu je výsledný průběh limitován zesilovačem, špatně nastavený pracovní bod. Výstupní výkonovou úroveň vypočítáme podle předchozích vztahů (8.6 - 9):

$$U_{\xi\xi} = 2V, \quad R = 50\Omega$$

$$U_{\xi} = 1V, \quad U_{ef} = 0,7V, \quad P = 9,8W, \quad P[dBm] = 39,9dBm$$

Při napájení zesilovače 12V došlo k zvýšení výstupní výkonové úrovně signálu o 7dBm, tedy na hodnotu $39,9 + 20 = 59,9dBm$

3) frekvenční generátor nastaven na úroveň výstupního signálu -30dBm a frekvenci 100MHz, zesilovač byl napájen 12V



Obrázek 48 – Výstupní průběh pro 3. měření, napájení 12V vstup 100MHZ a -30dBm

V tomto případě už nedochází k limitaci zesilovače, správně nastavený pracovní bod pro tyto hodnoty nastavení frekvenčního generátoru. Výstupní výkonovou úroveň vypočítáme podle předchozích vztahů (8.6 - 9):

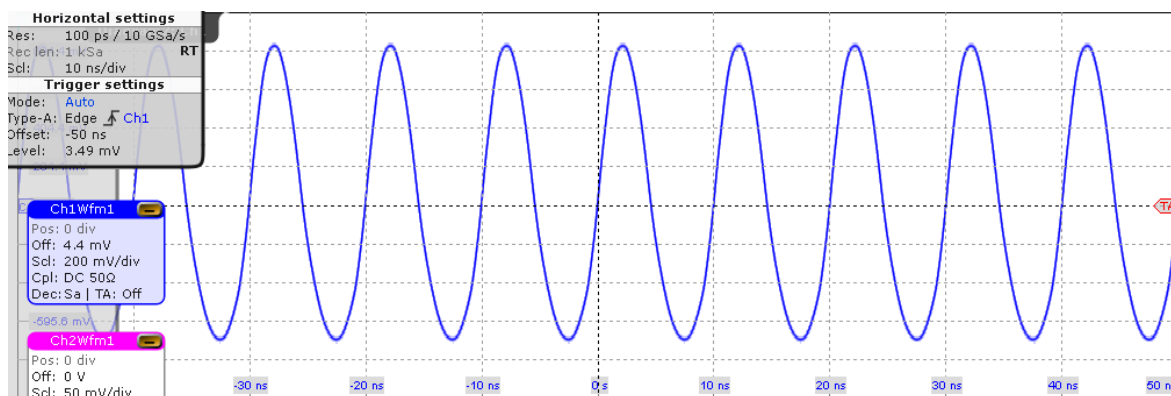
$$U_{\xi\xi} = 1800mV, \quad R = 50\Omega$$

$$U_{\xi} = 900mV, \quad U_{ef} = 630mV, \quad P = 7938mW, \quad P[dBm] = 38.9dBm$$

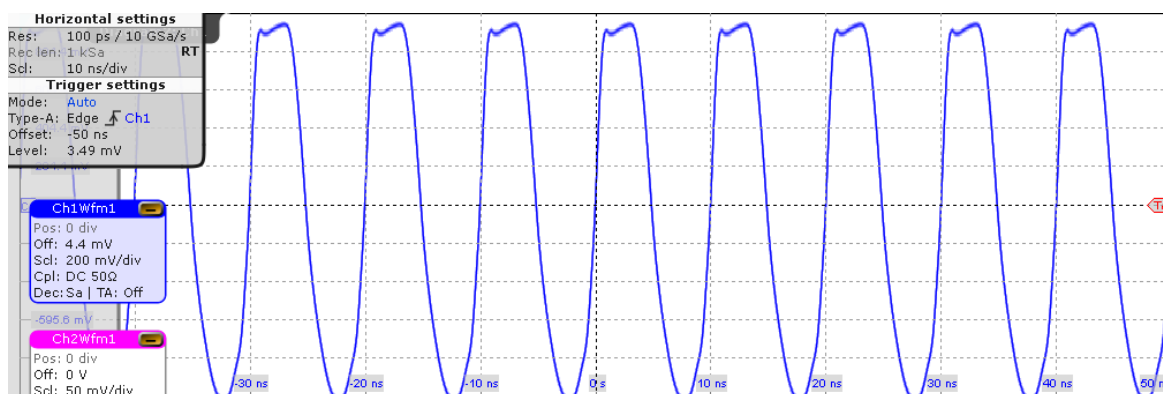
V tomto měření je pak výstupní výkonová úroveň na 38.9dBm. Při tomto nastavení nedochází k limitaci zesilovače, pracovní bod je dobře nastaven pro toto měření.

V našem případě nám nevadí, že výstupní průběhy jsou limitovány zesilovačem, špatně nastaveným pracovním bodem tranzistoru, protože jde o FM příjem, kde je signál modulovaný frekvenční modulací. U AM přijímače by nám tato limitace způsobená pracovním bodem tranzistoru vadila.

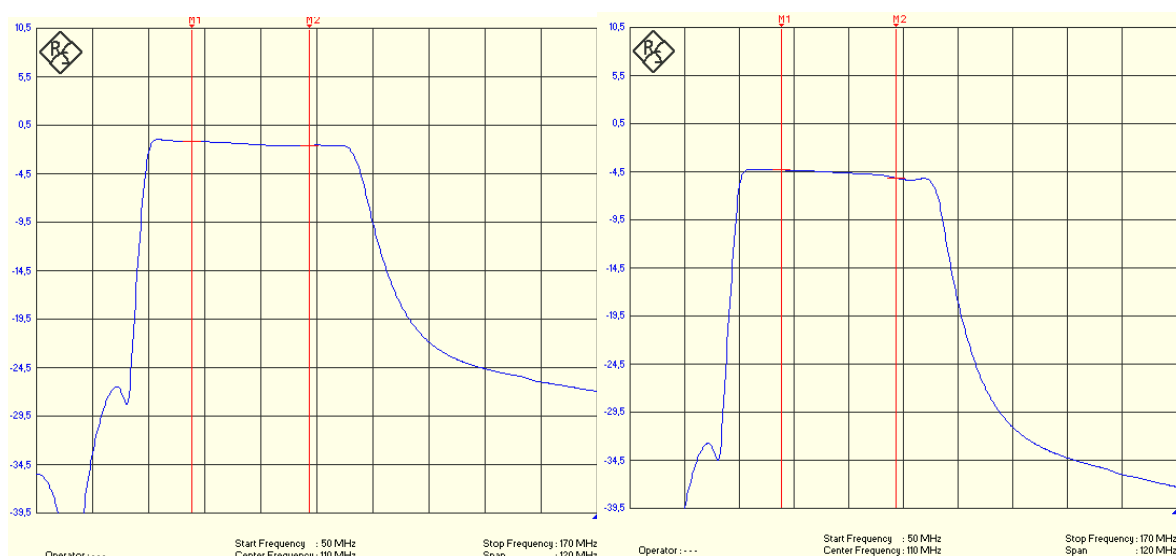
K limitaci zesilovače dochází na rozmezí -24dBm nastavených na frekvenčním generátoru při frekvenci 100MHz. Na Obr. 50 vidíme výstupní průběh při -26dBm, kde není průběh omezen limitací zesilovače, a na Obr. 51, kde je nastaveno -22dBm na frekvenčním generátoru, vidíme už limitovaný signál způsobující zesilovač, respektive nastavení pracovního bodu zesilovače.



Obrázek 49 – Nelimitovaný signál na výstupu zesilovače (vstup 100MHz a -26dBm)



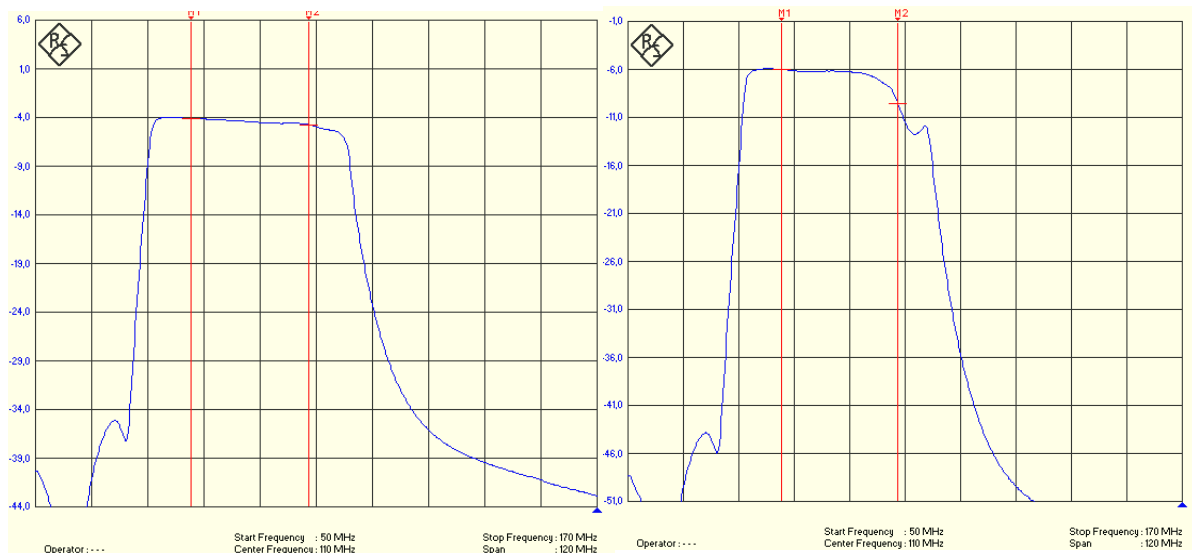
Obrázek 50 – Limitovaný signál na výstupu zesilovače (-22dBm)



Obrázek 51 – Celková kmitočtová charakteristika 1. konektoru, vlevo 5V, vpravo 12V

Na Obr. 52 vidíme výslednou charakteristiku zesilovače z 1. výstupního konektoru, kterou jsme měřili pomocí spektrálního analyzátoru. Vlevo na obrázku je zesilovač napájen 5V a attenuátor, připojený před spektrálním analyzátoem, byl nastaven na 30dB. Vpravo na obrázku je zesilovač napájen 12V a připojený attenuátor byl nastaven na 40dB. Zesilovač zesiluje při napájení 12V o 38dB.

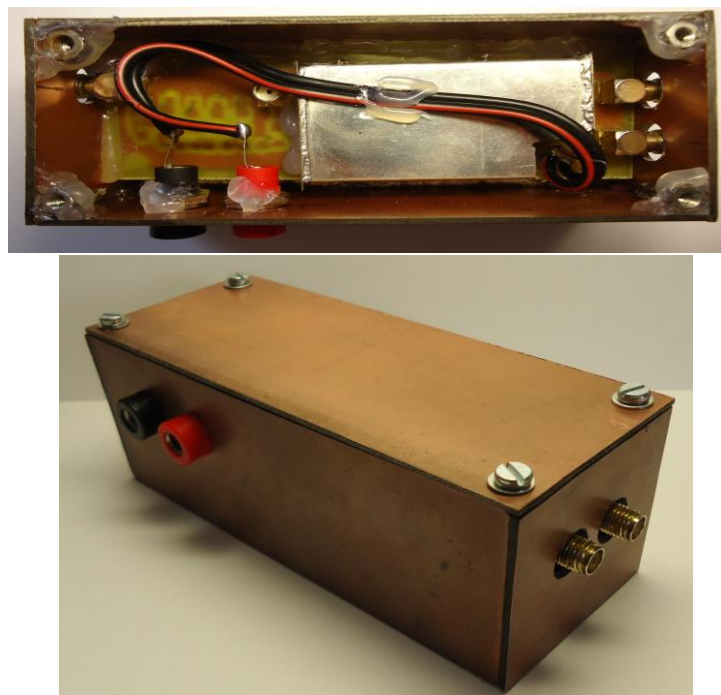
Na Obr. 53 je zobrazena výsledná charakteristika zesilovače z 2. výstupního konektoru. Měření zesílení bylo měřeno pomocí spektrálního analyzátoru. Vlevo na obrázku je zesilovač napájen 5V a attenuátor nastaven na 30dB. Vpravo na obrázku je zesilovač napájen 12V a hodnota attenuátoru nastavena na 40dB. V tomto průběhu můžeme vidět, že na 110MHz hodnota útlumu klesla o 5dB, může to být způsobeno součástkami. Zesilovač zesiluje při napájení 12V o 38dB, což je méně než jsme očekávali (až 20dB na stupeň).



Obrázek 52 – Celková Kmitočtová charakteristika na 2. konektoru

Navrhované zesílení celého zesilovače je 60dB (každý stupeň o 20dB), tento návrh byl ověřen v programu Pspice, kdy nasimulovaný průběh byl zesílen o 50dB, ale při měření bylo zjištěno, že zesilovač zesiluje na 12V o 38dB. Odchylka vzniklá zesílením může být způsobena špatným nastavením pracovního bodu zesilovače, ztrátami v obvodu nebo tolerancemi použitých součástek. Vypočítané zesílení z měření osciloskopem se téměř shoduje se zesílením naměřeným na spektrálním analyzátoru. Vzniklá odchylka mohla vzniknout odečítáním hodnot z osciloskopu nebo zaokrouhlováním hodnot.

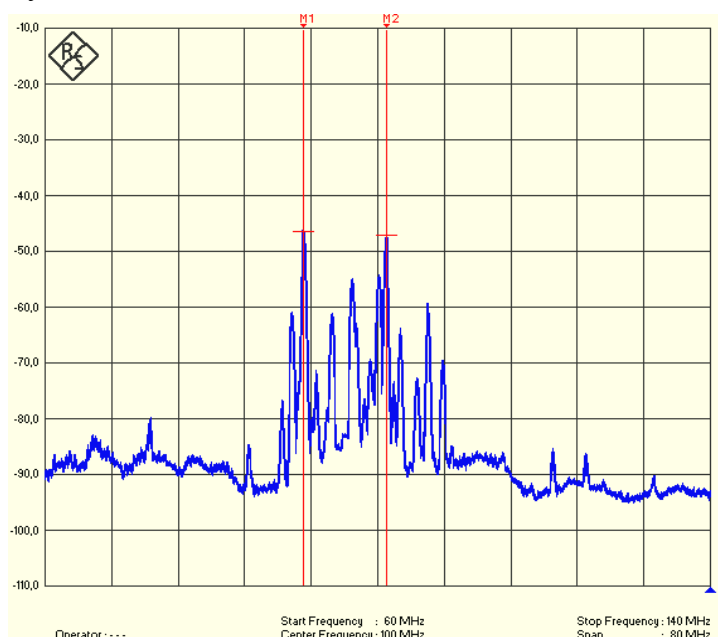
Pro ještě lepší odstínění desky byla vyrobena na tuto desku krabice z kuprextitu. Vyrobenu krabicí vidíme na *Obr. 54*. Všechny vnitřní strany této krabice jsou pak propájeny pájkou až na horní desku, která se dá oddělit.



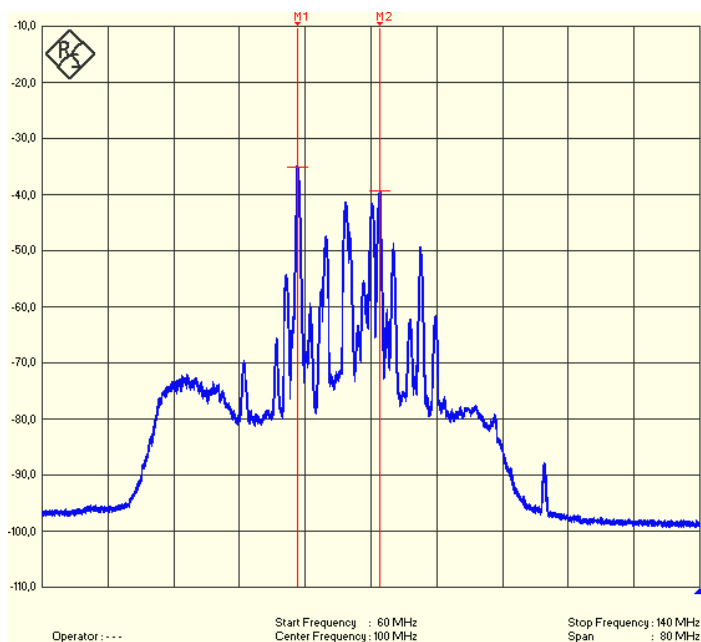
Obrázek 53 – Výsledné odstínění celé desky

9 MĚŘENÍ DOSTUPNÉHO SIGNÁLU FM

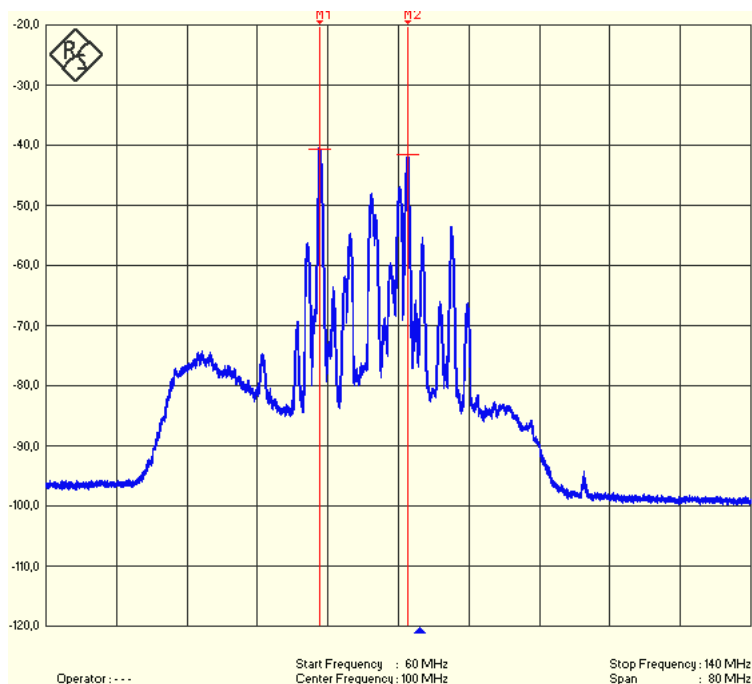
Při měření dostupnosti FM signálu jsme nejdříve napojili anténu na spektrální analyzátor a zjistili, jak silný signál a kolik frekvencí (rádií) jsme schopni chytit na tuto anténu. Následně dva význačné signály zachytili markerem, marker M1 je na frekvenci 91.01MHz a marker M2 na frekvenci 101.047MHz. Marker M1 odpovídá stanici Kiss Delta (Mladá Boleslav) pro Pardubice 91,1MHz a marker M2 Český rozhlas Pardubice (Pardubice-město) 101,0MHz. Následně jsme připojili anténu na vytvořenou desku a výstup napojili do spektrálního analyzátoru.



Obrázek 54 – Měření FM pásma (anténa-spektrální analyzátor)



Obrázek 55 – Měření FM pásma přes navržený obvod konektor 1



Obrázek 56 – Měření FM pásma přes navržený obvod konektor 2

Při měření byl nastaven frekvenční rozsah spektrálního analyzátoru od 60MHz do 140MHz, s centrální frekvencí 100MHz. Při měření FM pásma nebyl použit attenuátor, anténa byla spojená přímo se spektrálním analyzátozem (*Obr. 55*). Anténa byla natočena směrem na náměstí Čs. legií v Pardubicích, bohužel toto měření proběhlo v jiné místnosti a anténa byla natočena na jiný směr než u měření VKV pásma a jeho okolí v kapitole 4, proto můžeme vidět malé odlišnosti v signálu.

Na *Obr. 56* (výstup z 1. konektoru) a *Obr. 57* (výstup z 2. konektoru) vidíme měření s navrženým obvodem, kdy byl použit attenuátor. Attenuátor byl zapojen mezi výstup z obvodu a spektrální analyzátor byl nastaven na 40dB. Z obou konektorů je výsledný signál stejný, až na maličkosti v síle signálu M1 a M2. Z obrázku je patrné, že filtr ořízne pásmo a toto pásmo je oproti navrženému pásmu o něco širší (78MHz – 114MHz), takže se pásmo rozšířilo, což znamená, že se bude muset použít A/D převodník s maximální vzorkovací frekvencí 150MSPS. Zesilovač zvýšil výkonovou úroveň z -97dBm na hodnotu -74dBm, ale musíme ještě počítat s potlačením attenuátoru, takže celková výkonová výstupní úroveň zesilovače je na -32dBm.

Markery M1 a M2 jsou nastaveny na stejnou frekvenci, můžeme vidět, že oba zachycené signály přešly přes filtr a jsou zesílené. Při využití demodulaci ve spektrálním analyzátozu začalo hrát rádio, které jsme chtěli demodulovat. Takže frekvence chycené na anténu přešli přes navržený obvod a mohou se dále vzorkovat A/D převodníkem.

Závěr

V této bakalářské práci jsem se nejdříve zaměřil na důkladný teoretický rozbor základních parametrů přijímačů, rozbor převodu analogového signálu na digitální a na rozbor jednotlivých A/D převodníků a jejich vlastností. V teoretické části je rozebrána architektura a vlastnosti analogové části pro softwarové rádio, kde se uplatňují zejména vstupní filtry, a to zejména pak pásmové propusti, pro vymezení určité šířky pásma signálu a následné zesílení tohoto vymezeného pásma pomocí zesilovače.

Po důkladném teoretickém rozboru parametrů přijímačů jsme přešli k samotnému návrhu filtru. Abychom byly schopni určit specifikace filtru, změřili jsme spektrálním analyzátozem FM pásmo a jeho okolí. Výsledky tohoto měření jsou shrnuty v kapitole 5. Při prvním obvodovém řešení filtru, kde byla snaha vyrobit filtr přesně v rozmezí pásma 88 až 108MHz, bylo následně změřeno skutečné pásmo 83 až 101MHz. Toto pásmo nevyhovovalo pro FM pásmo, proto byl navržen filtr, ve kterém jsme využili měření FM pásma a jeho okolí, při kterém bylo zjištěno, že v blízkém okolí pásma se nenacházejí význačné signály, které bychom museli filtrem potlačit, tudíž jsme rozšířili propustné pásmo filtru o 10MHz, tedy od 83MHz do 113MHz. Toto rozšíření pásma by mělo vykompenzovat případné posunutí pásma. Následně jsme postoupili k návrhu filtru v programu QuickFil a to tak, abychom byli schopni za filtrem vzorkovat A/D převodníkem s maximální vzorkovací frekvencí 65MHz(43,5MHz) nebo 150MHz(130,66MHz). Program QuickFil je v celku složitý s jednoduchou obsluhou umožňující snadný návrh filtrů. Do tohoto programu byly zadány specifikace filtru, které byly zjištěny už zmíněným měřením okolí FM pásma. Při realizaci filtru pomocí programu QuickFil je dobré se řídit údajem „Filter Quality“, který nám udává, jak je filtr složitý i pro případnou realizaci. Snažíme se při návrhu, aby byl tento údaj co nejmenší, protože čím bude „Filter quality“ menší, tím se bude filtr lépe realizovat. Po zadání specifikací nám nasimuluje celkovou kmitočtovou charakteristiku, jak je to uvedeno v kapitole 7. Tyto charakteristiky byly ověřeny pomocí programu Pspice a bylo zjištěno, že se na QuickFil můžeme spolehnout jak při návrhu, tak i v simulaci navrženého obvodu.

Za tento pásmový filtr je navržen 2 stupňový zesilovač, který zesílí celé pásmo tak, abychom mohli vzorkovat signál A/D převodníkem, protože ze samotného filtru by vycházel jen malý signál, který je potřeba zesílit. A/D převodník má vstupní napěťový rozsah přibližně 0.8V. Citlivost SDR zjistíme orientačně vydělením této hodnoty celkovým zesílením filtru a zesilovače(jen s ohledem na potřebné napětí na vstupu převodníku), bylo by tedy možné uvažovat i polovinu vstupního rozsahu, ale zatím nevíme, kolik bitů rozlišení budeme potřebovat pro slušnou demodulaci signálu, a zda to splní některý z přijatých signálů. Popřípadě bychom museli zapojit ještě zesilovač mezi A/D převodník a vytvořený obvod, tak abychom se dostali na potřebné výstupní napětí.

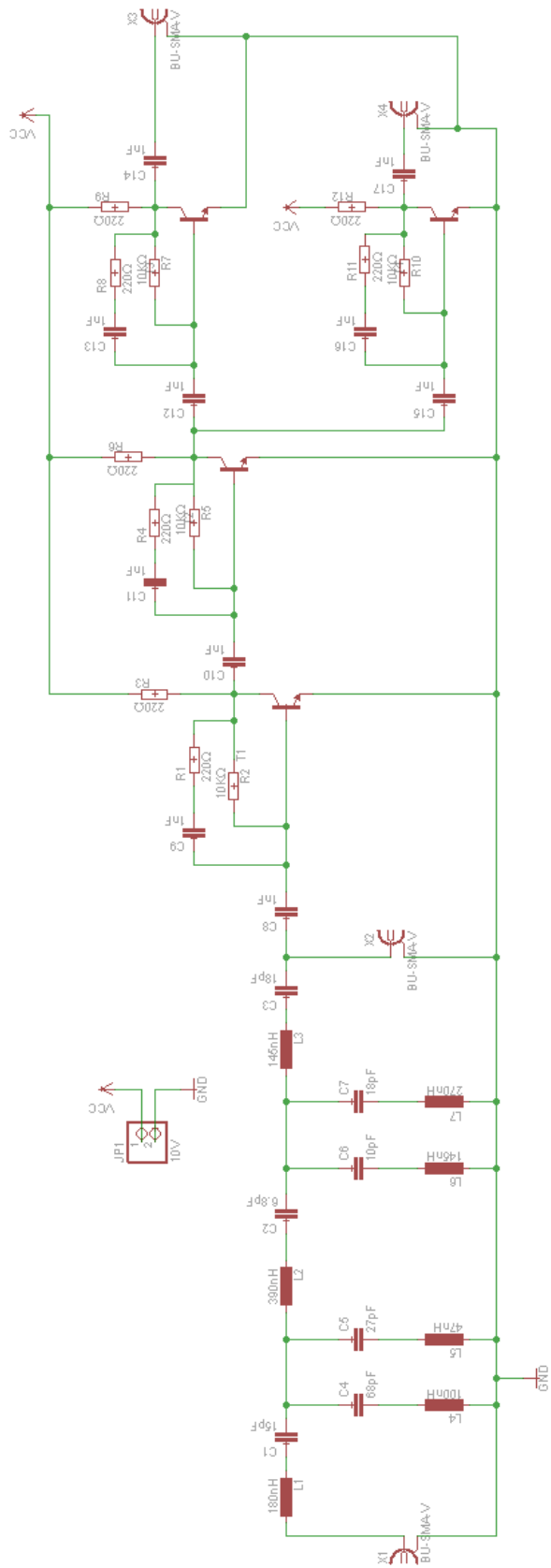
Při realizaci filtru jsme museli řešit součástky, protože součástky navržené v programu QuickFil neodpovídají přímo řadě v žádné vyráběné toleranci. Tudíž jsme museli

upravovat hodnoty součástek, abychom nezměnili příliš specifikace a následné průběhy. V obvodu se změnou těchto součástek trošku rozšířilo propustné pásmo, tudíž budeme muset vzorkovat s A/D převodníkem s maximální vzorkovací frekvencí 150MHz. Při měření dostupnosti signálu FM jsme připojili anténu na obvod a měřili frekvence, které projdou. Z tohoto měření je zřejmé, že výsledné propustné pásmo za zesilovačem je širší než navrhované. Všechny frekvence obvodem prošly a byly zesíleny, výsledky tohoto měření v kapitole 9.

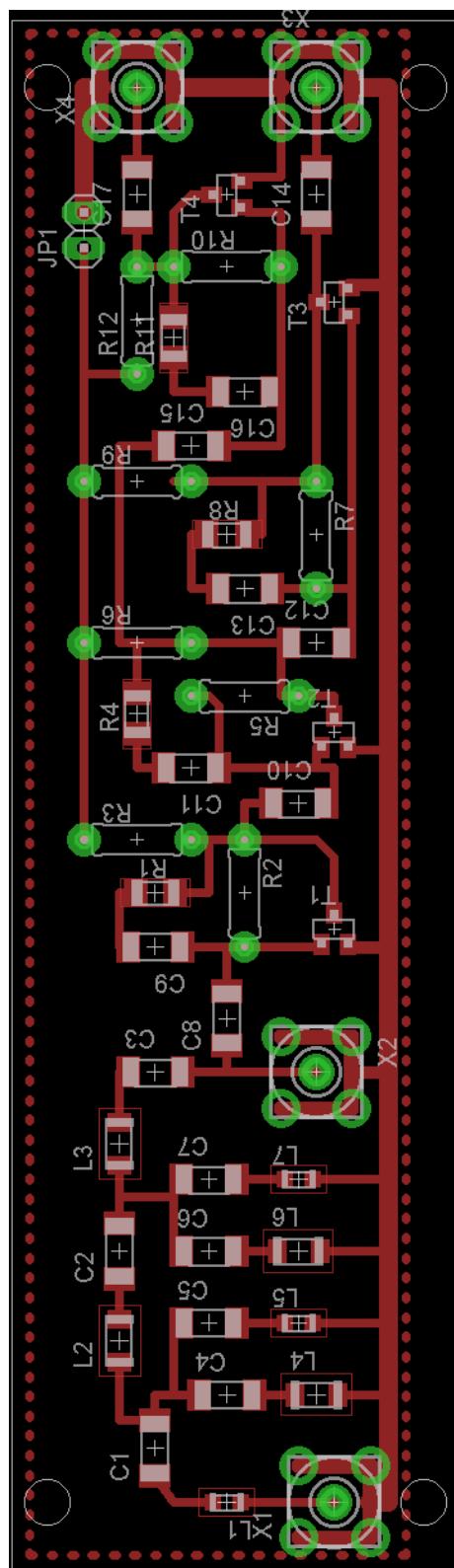
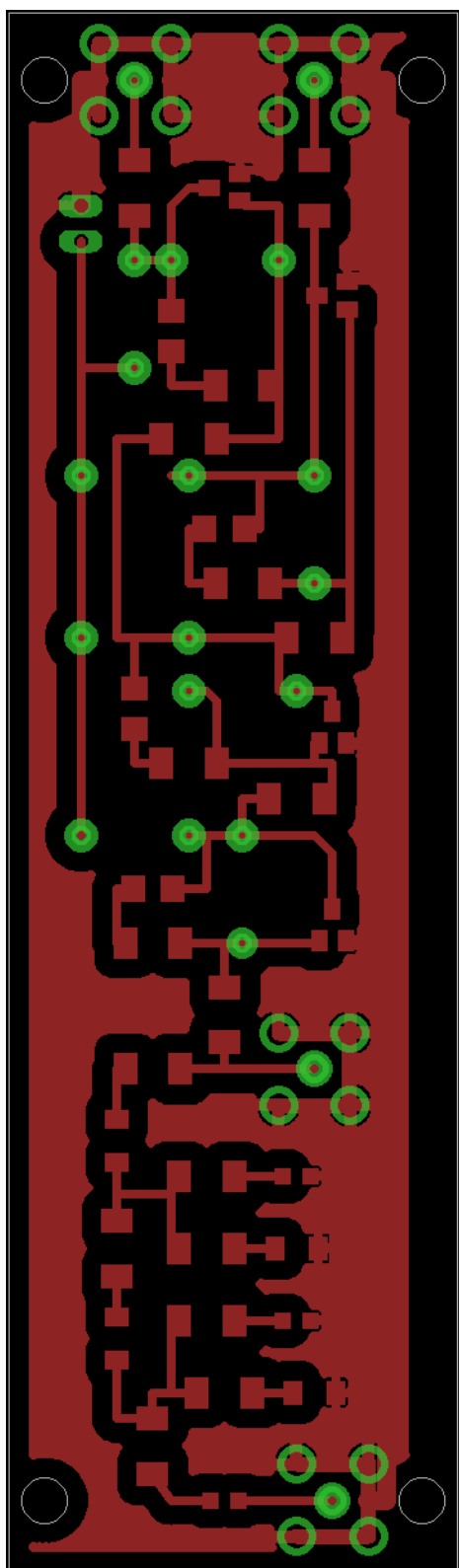
LITERATURA

- [1] DOBEŠ J. – ŽALUD V. Moderní radiotechnika, BEN - Technická literatura, Praha 2006 1. vydání, 768 s. ISBN 80- 7300- 132-2 , [Citace: 12. 1 2013]
- [2] PROKEŠ, A. Rádiové přijímače a vysílače, Přednášky, Brno: VUT FEKT UREL, 2005, 174 s. ISBN 80-214-2263-7 , [Citace: 19. 1 2013.]
- [3] PROKEŠ, A. Vzorkování a A/D převod signálů v radiotechnice [online]. Dostupný z WWW: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/03046/index.html>, [Citace: 25.2. 2013.]
- [4] WRBA R. Teorie vzájemného převodu analogového a číslicového signálu, Skripta, Brno: VUT FEKT, 2010, 139s. [Citace: 2.4. 2013.]
- [5] SKALICKÝ P. Číslicové systémy v radiotechnice, Skripta, Brno: VUT FEKT, 2004, 201s. [Citace: 2.4. 2013.]
- [6] HÁJEK K. – SEDLÁČEK J. Kmitočtové filtry, BEN - Technická literatura, Praha 2002, 1. vydání, 536 s ISBN 80-7300-023-7 [Citace: 22. 2. 2013]
- [7] IDIZE – Digitální zpracování signálu, Přednáška: IDIZE-pr-06. Základní funkční principy A-D a D-A převodníků [Citace: 12. 12. 2012]
- [8] SDR (Software Defined Radio) přijímač. Dostupný z WWW: http://pandatron.cz/?2709&sdr_prijimac_-_psdr-1 [Citace: 15. 5. 2013]
- [9] IVRSE – Vybrané radiové systémy, přednáška: IVRSE-pr-04. Rozhlasové systémy FM, AM, DAB-T. [Citace: 21.3. 2013]
- [10] Manuál spolu s aplikací QuickFil [online]. Dostupný z WWW: <http://www.omicron-lab.com/filter-design-software.html>, [Citace: 5.12. 2012.]
- [11] Data sheet tranzistoru BFR92A [online]. Dostupný z WWW: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BFR92A_N.pdf, [Citace: 5.12. 2012.]
- [12] RDS (Radio Data System) vlastnosti systému [online]. Dostupný z WWW: <http://www.poupa.cz/rds/>, [Citace: 1.5. 2013.]
- [13] ŽALUD V. Vysokofrekvenční přijímací technika, SNTL – Nakladatelství technické literatury 1986 1. vydání, 424 s, L26-C3-IV-31f/58572, [Citace: 4. 5. 2013]
- [14] Plán přidělení kmitočtů 2010 [online]. Dostupný z WWW: http://www.ctu.cz/cs/download/kmitoctova_tabulka/vyhlasaka_105-2010_sb038-10.pdf, [Citace: 5.12. 2012]
- [15] A/D převodník (sigma-delta převodníky) [online]. Dostupný z WWW: http://measure.feld.cvut.cz/cs/system/files/files/cs/vyuuka/zaverecne_prace/BP_2010_Posolda_Frantisek_locked.pdf [Citace: 15.5. 2013]

Příloha A – Kompletní schéma zapojení



Příloha B – Motiv plošného spoje desky



Příloha C – Zdrojový kód programu Pspice

```
* Filtr - Elliptic (Cauer) - bandpass filter
* Lower passband edge frequency: 83.000 000 MHz
* Upper passband edge frequency: 113.000 000 MHz
* Lower stopband edge frequency: 74.700 708 MHz
* Upper stopband edge frequency: 125.554 366 MHz
* Passband bandedge loss: 0.013 755 dB
* Stopband loss: 41.64 dB
* Filter degree: 10
L2 2 3 180.000N
C3 3 4 15.0000P
L4 200 0 100.000N
C4 4 200 68.0000P
L5 201 0 47.0000N
C5 4 201 27.0000P
L6 4 5 390.000N
C7 5 6 6.80000P
RH7 5 6 1.00000T
L8 202 0 145.000N
C8 6 202 10.0000P
L9 203 0 270.000N
C9 6 203 18.0000P
L10 6 7 145.000N
C11 7 500 18.0000P
RH11 7 500 1.00000T
VIN 1 0 AC 2 0
R1 1 2 50.0000
R12 500 0 50.0000
* Zesilovac
C10 500 16 1n
C111 16 17 1n
C12 18 20 1n
C13 20 21 1n
C14 22 23 1n
C15 23 24 1n
C16 22 27 1n
C17 27 28 1n
C18 25 26 1n
C19 29 30 1n
R3 17 18 220
R4 16 18 10K
R5 21 22 220
R6 20 22 10K
R7 24 25 220
R8 28 29 220
R9 18 19 220
R10 22 19 220
R11 25 19 220
```

```

R121 26    0    50
R13  30    0    50
R20  23    25   10K
R21  27    29   10K
R22  29    19   220
Vcc  19    0    DC   12
Q1   18    16    0 BFR92A
Q2   22    20    0 BFR92A
Q3   25    23    0 BFR92A
Q4   29    27    0 BFR92A
.model BFR92A NPN(IS=0.1213E-15 VAF=30 BF=94.73
+IKF=0.46227 XTB=0 BR=10.729 CJC=946.47E-15 CJE=10.416E-15
+TR=1.2744E-9 TF=26.796E-12 ITF=0.0044601 VTF=0.32861 XTF=0.3817
+RB=14.998 RC=0.13793 RE=0.29088)

.AC DEC 100 10.0000MEG 1.00000G
.OPTIONS LIMPTS=201
.PROBE
.PRINT AC V(500) VP(500)
.END

```

Příloha E – Seznam součástek

| Analogový filtr + 2 stupňový zesilovač | | |
|--|------------|------------------|
| Označení | Hodnota | Pouzdro označení |
| C1 | 15pF | SMD 1206 |
| C2 | 6,8pF | SMD 1206 |
| C3, C7 | 18pF | SMD 1206 |
| C4 | 68pF | SMD 1206 |
| C5 | 27pF | SMD 1206 |
| C6 | 10pF | SMD 1206 |
| C8 - C17 | 1nF | SMD 1206 |
| X1, X3, X4 | SMA ZPS90 | konektor |
| X2 | SMA ZPS90 | konektor |
| R1, R4, R8, R11 | 220Ω | SMD 1206 |
| R3, R6, R9, R12 | 220Ω | R-EU_0207/7 |
| R2, R5, R7, R10 | 10kΩ | R-EU_0207/7 |
| T1, T2, T3, T4 | BFR92A-SMD | SOT23-BEC |
| Přístrojová zdířka | SBZ GREEN | |
| Přístrojová zdířka | SBZ BLACK | |
| L1 | 180nH | SMD 0805 |
| L2 | 390nH | SMD 1206 |
| L3 | 145nH | SMD 1206 |
| L4 | 100nH | SMD 1206 |
| L5 | 47nH | SMD 0805 |
| L6 | 145nH | SMD 1206 |
| L7 | 270nH | SMD 0805 |

Všechny součástky kromě cívek objednány z internetového obchodu www.pselektronic.cz, až na přístrojové zdířky, které byly zakoupeny v obchodu KJV RADIOTECHNIK v Lanškrouně. Cívky byly objednány z internetového obchodu farnell.com.

Deska plošných spojů byla vyrobena ve školní dílně.

V tomto seznamu není uveden drobný materiál, jako je například propojovací drát, kuprextit, pocínované plechy, licna na odsávání cínu apod.