

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ**

**Fakulta elektrotechnická**

**Katedra elektromagnetického pole**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**2006**

**Daniel Kraus**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ**

**Fakulta elektrotechnická**

**Katedra elektromagnetického pole**

**Přehledový přijímač pro sledování rádiového provozu**

**v pásmu do 2 GHz**

**Diplomová práce**

Vedoucí práce: Ing. Přemysl Hudec, CSc.

Student: Daniel Kraus

květen 2006

## **ANOTACE**

Úkolem diplomové práce byl návrh a konstrukce zařízení, které by umožňovalo sledovat rádiový provoz v pásmu 100 MHz až 2 GHz. Práce v úvodu stručně pojednává o teorii superheterodynního příjmu s vícenásobným směřováním, na kterém je zařízení založeno. Dále následuje systémový návrh s odůvodněním použité realizace. Detailní popis konstrukčního řešení a změřené parametry jednotlivých stavebních bloků jsou sloučeny s ohledem na zpřehlednění některých souvislostí. Při návrhu systému bylo mnohokrát na základě změřených výsledků upraveno konstrukční řešení, proto návrh i měření tvoří logicky související celek. V závěru najdeme popis obslužného softwaru pro řízení celého zařízení, který je nedílnou součástí práce.

## **ABSTRACT**

Goal of this diploma thesis was design and realization of system for scanning radio traffic in band 100 MHz to 2 GHz. This work briefly covers multiple mixing heterodyne theory, which the system is based on. Further follows system block design and its justification. Detailed circuits design and corresponding measured results for individual blocks are merged together for better understanding. Many times during design was necessary to adjust design criteria according to measured results, that is why design and measurement create one unbreakable logical block. Whole system is controlled by specially created software which is described at the end.

## P r o h l á š e n í

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci „Přehledový přijímač pro sledování rádiového provozu v pásmu do 2 GHz“ vypracoval samostatně a použil k tomu literaturu, kterou uvádím v seznamu přiloženém k práci.

Nemám námitky proti půjčování, zveřejnění a dalšímu využití práce, pokud s tím bude souhlasit katedra radioelektroniky.

.....

podpis studenta

V Praze dne .....



# Obsah

<b>1.</b>	<b>Úvod .....</b>	<b>1</b>
<b>2.</b>	<b>Teoretická část .....</b>	<b>2</b>
2.1.	Princip super heterodynního přijímače s dvojím směřováním .....	2
<b>3.</b>	<b>Systémový návrh a obvodové řešení .....</b>	<b>5</b>
3.1.	Blokový popis systému .....	5
3.2.	Frekvenční plán .....	7
3.3.	Citlivost přístroje .....	7
3.4.	Selektivita a přesnost naladění frekvence .....	8
3.5.	Vstupní obvody .....	10
3.5.1.	Širokopásmová anténa .....	10
3.5.2.	Vstupní filtr .....	10
3.6.	1. místní oscilátor .....	12
3.6.1.	Syntetizátor ADF4360-X .....	13
3.6.2.	Selektivní filtry typu pásmová propust .....	17
3.6.3.	Zesilovací stupně 1. místního oscilátoru .....	20
3.6.4.	Kompletní blok 1. místního oscilátoru .....	23
3.7.	1. mezifrekvenční stupeň .....	24
3.7.1.	Směšovač 1. mezifrekvenčního stupně .....	24
3.7.2.	Pásmová filtrace a zesílení 1. mezifrekvenčního stupně .....	24
3.8.	2. místní oscilátor .....	27
3.9.	2. mezifrekvenční stupeň .....	28
3.10.	Logaritmický zesilovač a AD převodník .....	30
3.10.1.	Logaritmický zesilovač .....	31
3.10.2.	AD převodník .....	32
3.11.	Řídící mikrokontrolér a zobrazovací jednotka .....	33
3.12.	Mechanické zpracování .....	35
<b>4.</b>	<b>Řídící software .....</b>	<b>36</b>
4.1.	Struktura programu a objektový model .....	36
4.2.	Popis Softwaru .....	38
4.2.1.	Měřicí funkce .....	38
4.2.2.	Nastavení přístroje .....	41
<b>5.</b>	<b>Měření a dosažené výsledky .....</b>	<b>43</b>
5.1.	Měřicí přístroje a metody .....	43
5.1.1.	Měření přenosových charakteristik .....	43
5.1.2.	Měření výstupního spektra syntetizátorů ADF4360 .....	44
5.1.3.	Měření směšovačů .....	44
5.1.4.	Měření převodní charakteristiky logaritmického zesilovače .....	45
5.1.5.	Další měření .....	45
5.2.	Zkušební měření .....	46
5.2.1.	Měření v pásmu FM rádia .....	46
5.2.2.	Měření televizních vysílačů .....	47
5.3.	Rychlost měření .....	48
5.4.	Známé problémy a omezení přístroje .....	48
<b>6.</b>	<b>Vývojové prostředky .....</b>	<b>50</b>
6.1.	Použité softwarové pomůcky .....	50
6.2.	Výroba plošných spojů .....	51
6.2.1.	Ručně leptané spoje .....	51
6.2.2.	Průmyslově vyrobené spoje .....	51
6.3.	Použitá součástková základna .....	52
6.4.	Financování a výrobní náklady na projekt .....	53

7.	Závěr.....	55
8.	Seznam použitých zkratek.....	56
9.	Použitá literatura a další zdroje .....	57
10.	Přílohy.....	58
10.1.	Zapojení řídicí jednotky .....	58
10.2.	Schémata .....	59
10.2.1.	Blokové schéma přístroje.....	59
10.2.2.	syntetizátor ADF4360 – schéma zapojení desky .....	60
10.2.3.	Logaritmický zesilovač a AD převodník – schéma zapojení desky.....	60
10.2.4.	Zesilovač ERA1 – schéma zapojení desky .....	61
10.2.5.	Zesilovač ERA2 – schéma zapojení desky .....	61
10.2.6.	Zesilovač ERA3 – schéma zapojení desky .....	61
10.2.7.	Zesilovač MGA – schéma zapojení desky.....	62
10.2.8.	Zesilovač MAR1 – schéma zapojení desky .....	62
10.3.	Fotografie stavebních bloků .....	63
10.3.1.	Vysokofrekvenční část – fotografie .....	63
10.3.2.	Řídicí jednotka – fotografie .....	63
10.3.3.	syntetizátor ADF4360 – fotografie desky .....	64
10.3.4.	Logaritmický zesilovač a AD převodník – fotografie desky .....	64
10.3.5.	Deska pro zesilovače ERA a MAR – fotografie desky.....	64
10.3.6.	Deska pro zesilovače ERA osazená zesilovačem MGA– fotografie desky .....	65
10.3.7.	SAW filtr 2332,5 MHz – fotografie desky.....	65
10.3.8.	SAW filtr 119,64 MHz – fotografie desky.....	65
10.3.9.	Filtr dolní propust 2 GHz – fotografie desky .....	66
10.3.10.	Filtr pásmová propust 2 – 3 GHz – fotografie desky .....	66
10.3.11.	Deska pro směšovače ADE – fotografie desky.....	66
10.4.	Seznam použitých součástek .....	67

## ***1. Úvod***

S rozvojem mobilních sítí a ostatních rádiových služeb snadno dostupných každému jednotlivci se stále častěji setkáváme s problémem, jak zamezit jejich provozu na místech, kde je jejich činnost nežádoucí, jako například ve věznicích, v budovách se zvláštní ostrahou, na letištích apod. Existují dva přístupy k tomuto problému. První možností je instalovat rušičku, která blokuje rádiový přenos v daném pásmu. Druhou možností je nežádoucí radiové spojení detekovat a následně podniknout odpovídající kroky. Tímto druhým přístupem je motivován i předmět mé diplomové práce, tedy realizovat zařízení, jímž by bylo možné detekovat rádiové přenosy v pásmu od 100 MHz do 2 GHz. Zařízení by mělo být schopno monitorovat rádiový provoz v širokém pásmu, ukládat získané výsledky, nově naměřená data s nimi porovnávat a vyhodnocovat případné odchylky. Zařízení by rozhodně nemělo suplovat funkci specializovaných senzorů na specifické služby (GSM, DECT) , což by vzhledem k šířce pásma ani nebylo dost dobře možné. Jedná se spíše o dlouhodobé sledování a vyhodnocování provozu v celém pásmu a hledání odchylek od normálu. Uplatnění zařízení lze najít například při odhalování odposlouchávacích zařízení nebo detekci časově delšího nepovoleného rádiového spojení.

## 2. Teoretická část

### 2.1. Princip super heterodynního přijímače s dvojnásobným směřováním

Zapojení superheterodynního přijímače (dále jen superhetu) bylo vyvinuto již v počátcích radiokomunikačních přenosů pro svou dostatečnou přeladitelnost, selektivitu, citlivost a dynamický rozsah, kterých nebylo možné dosáhnout jinými principy. Superhety jsou charakterizovány tím, že v nich dochází k jedné nebo více přeměn vstupního kmitočtu pomocí nelineárního prvku, jako je např. dioda nebo tranzistor. Hovoříme potom o superhetu s jedním či více směřováními. Při směřování dochází k matematické operaci násobení (pokud se při Taylorově rozvoji nelineárních charakteristik směřovacích prvků omezíme pouze na lineární členy) mezi slabým vstupujícím kmitočtem ( $f_{RF}$ ) a silným kmitočtem místního oscilátoru ( $f_{LO}$ ). Tímto procesem vzniknou následující mezifrekvenční kmitočty ( $f_{IF}$ ):

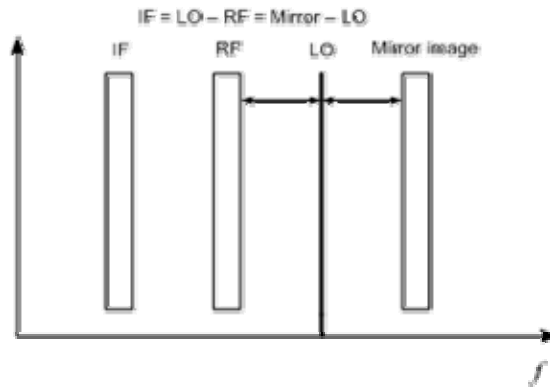
$$f_{IF1} = f_{RF} + f_{LO} \dots (f_{LO} \neq f_{RF})$$

$$f_{IF2} = f_{RF} - f_{LO} \dots (f_{LO} < f_{RF})$$

$$f_{IF3} = f_{LO} - f_{RF} \dots (f_{LO} > f_{RF})$$

Proces přeměny kmitočtu se provádí v zásadě ze dvou důvodů. Za prvé je možno v roli místního oscilátoru použít přeladitelný oscilátor, čímž při přeladování dosáhneme stabilního neměnného mezifrekvenčního kmitočtu, na kterém je možné následně aplikovat filtry a zesilovače optimálně navrhnuté na tento kmitočet. Druhou výhodou je rozdíl mezi vstupním kmitočtem a kmitočtem, na němž dochází ke zpracování signálu a tím omezení zpětné vazby na vstup systému.

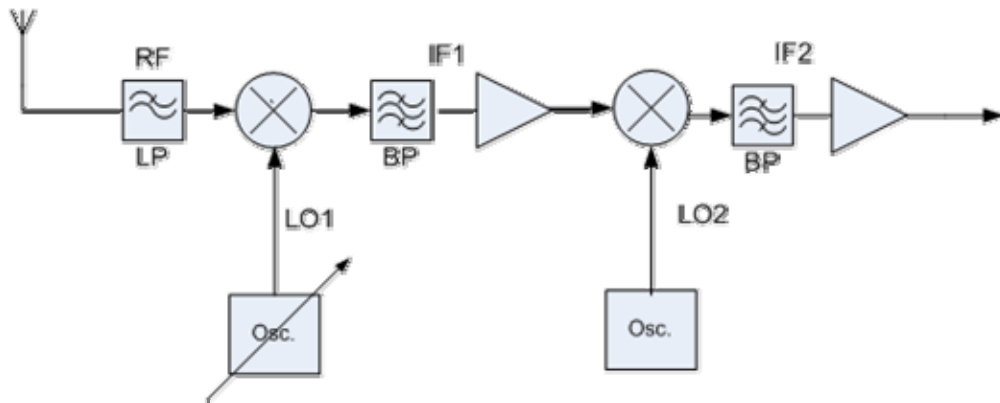
Pokud by na vstup superhetu nebyly umístěny žádné selektivní obvody, docházelo by ke směřování celého množství nežádoucích kmitočtů. Nejvíce nežádoucí je takzvaný „zrcadlový“ kmitočet, který je symetrický k žádoucímu signálu (podle  $f_{LO}$ ) a bude nasměřován na stejný mezifrekvenční kmitočet (**Obr 1**). Pokud bude zrcadlový kmitočet dostatečně silný, zcela znemožní příjem žádoucího signálu. Z tohoto důvodu je nutné na vstup superhetu umístit filtr, který zrcadlové kmitočty odstraní.



Obr 1: Vliv zrcadlového kmitočtu

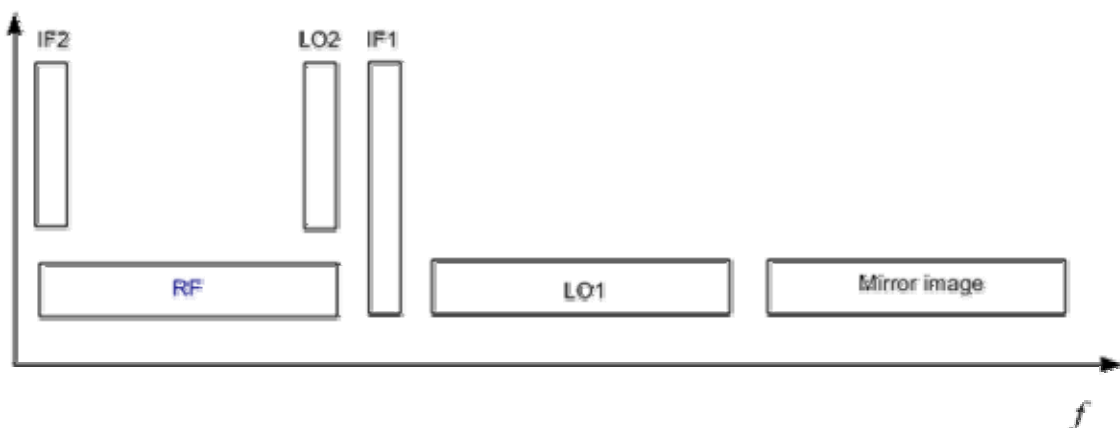
Pro docílení co největšího poměru signálu k šumu řadíme rovněž na vstup nízkofrekvenční zesilovač. Z Frissova vztahu plyne, že dominantní vliv na celkové šumové číslo přijímače bude mít první prvek v přijímači. Jelikož dostupné směšovače mají relativně velké šumové číslo (4 – 20 dB), umístěním na vstup přijímače by se značně zhoršily celkové šumové parametry zařízení. Vstupní zesilovač tedy musí mít co nejnižší šumové číslo při co největším zesílení. Poté na šumových parametrech dalších prvků již tolik nezáleží. Tento požadavek je legitimní při použití v komunikačních systémech, v mém případě je ale z důvodů diskutovaných v 3.5 vstupní zesilovač vynechán.

Dvojitý směšování představuje velmi účinný způsob, jak se zbavit nežádoucího zrcadlového kmitočtu při docílení velké selektivity a citlivosti. Úzkopásmové systémy používají první směšování na nižší kmitočty (down conversion) do řádů stovek až desítek MHz a druhé směšování rovněž na nižší kmitočty do pásma jednotek MHz až stovek kHz. Pro širokopásmový systém, který je předmětem návrhu bohužel toto řešení není možné. První směšování je z důvodu odstranění zrcadlových kmitočtů nutné provést na vyšší kmitočty (up conversion) než je pásmo užitečného signálu. Teprve druhé směšování je realizováno na nižší kmitočty do řádů stovek MHz. Profesionální systémy (např. spektrální analyzátory atd.) používají ještě třetí směšování na velmi nízký kmitočet (jednotky MHz), kde je možné signál navzorkovat a provést číslicové zpracování v signálovém procesoru.



Obr 2 : Blokové schéma superhetu s dvojitým směřováním

Princip dvojitého směšování se směšováním na vyšší kmitočet je patrné ze schématu na **Obr 2**. Na vstupu přijímače je filtr typu dolní propust, který propustí užitečné pásmo a potlačí vyšší kmitočty včetně zrcadlových. Následuje směšování na vyšší první mezifrekvenční kmitočet pomocí široce přeladitelného lokálního oscilátoru. Na tomto kmitočtu proběhne první hrubá pásmová filtrace a signál je poté znovu nasměšován , tentokrát na nižší kmitočet , kde je již aplikován úzce selektivní pásmový filtr a dominantní zesílení celého systému. Rozložení frekvencí vypadá dle **Obr 3**.



Obr 3 : Rozložení frekvencí při dvojitým směšování

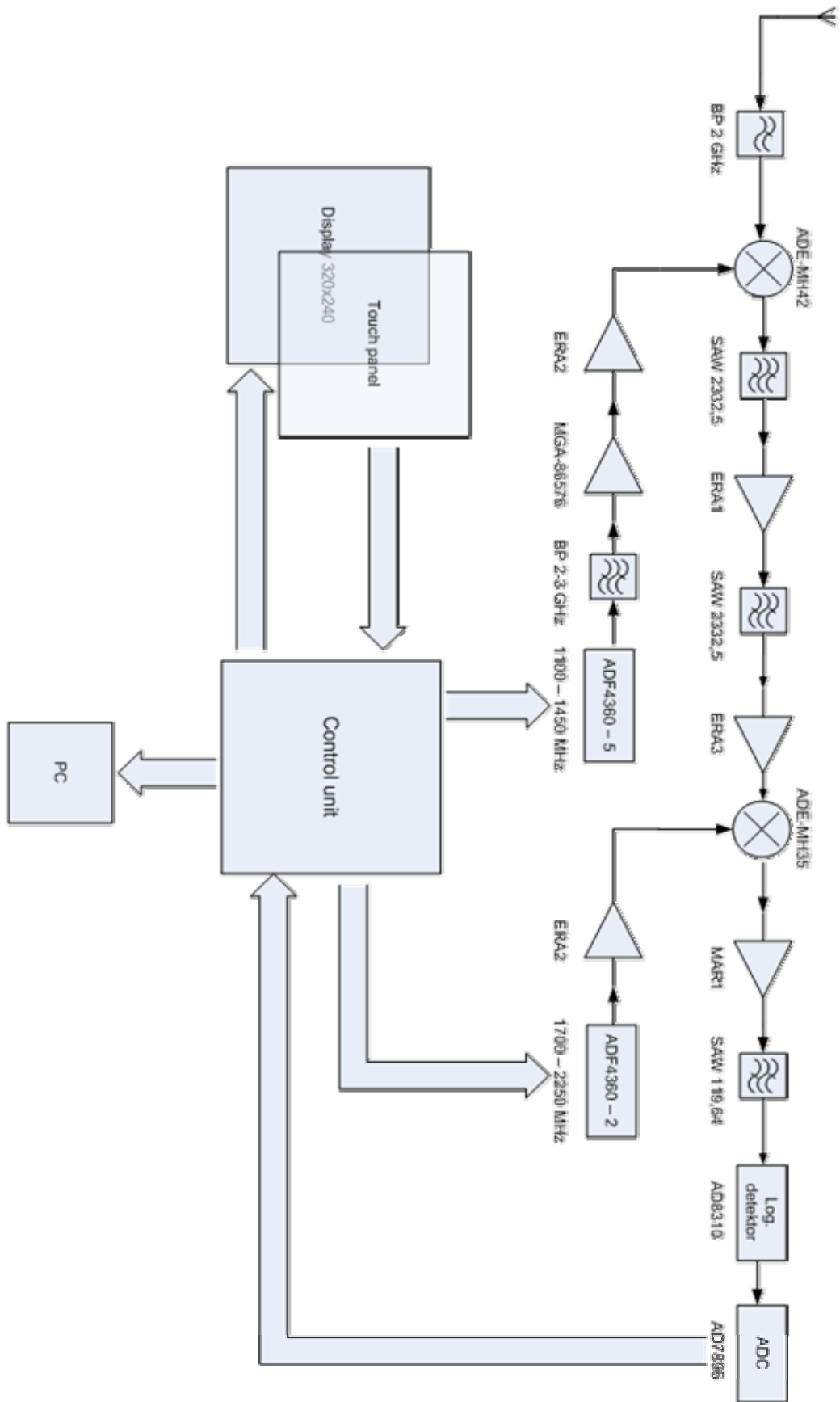
### ***3. Systémový návrh a obvodové řešení***

#### **3.1. Blokový popis systému**

Po podrobnější konzultaci s vedoucím práce bylo stanoveno, že zařízení by mělo umožňovat rozlišovat frekvence změřených radiových signálů s přesností 100 kHz. Pro dosažení takové přesnosti nepřipadá v úvahu použití volně běžícího oscilátoru, ale bylo nutné zvolit řešení pomocí frekvenční syntézy. Ze zadání plynoucí požadavek na šířku pásma 0,1 - 2 GHz a dynamiku 60 dB signalizuje, že bude nutné použít vícenásobné směšování a vícestupňovou filtraci signálu nebo jinou výkonnou metodu. Jednou z možností bylo použít směšování na nulový kmitočet, ale po zběžném prostudování problematiky byla tato metoda zavržena. Tento způsob je zajisté velmi efektivní, nicméně v sobě skrývá řadu konstrukčních úskalí a uspokojivé řešení pravděpodobně nabízí pouze pro úzkopásmové systémy. Zvolil jsem proto tradiční způsob heterodynního přijímače. S ohledem na přiměřenou složitost zařízení bylo zvoleno dvojí směšování, první na vyšší kmitočet pro odstranění zrcadlových kmitočtů a druhé do řádů stovek MHz, kde je již možné signál přímo detekovat pomocí logaritmického zesilovače, které jsou na tyto frekvence běžně dostupné.

Finální blokové schéma celého zařízení je na **Obr 4** : Blokové schéma systému. Signál je přiveden pomocí vstupní antény na filtr typu dolní propust, který potlačí minimálně o 45dB zrcadlové kmitočty. Signál je pomocí laditelného 1. místního oscilátoru nasměšován na stabilní kmitočet 2332,5 MHz. V dalším kroku následuje pásmová filtrace pomocí dvou SAW filtrů, s 60 dB šířkou pásma 120 MHz (oba dva filtry za sebou) a zesílení pomocí zesilovače ERA1 a ERA3. Tento signál je nasměšován na nižší kmitočet 119,64 MHz pomocí 2. stabilního místního oscilátoru běžícího na frekvenci 2212,86 MHz. Následuje další pásmová filtrace pomocí vysoce selektivního SAW filtru s 40 dB pásmem 150 kHz. Signál je dále zesílen pomocí zesilovače MAR1 a jde do logaritmického zesilovače. Logaritmický zesilovač dává výstup v rozmezí 0,5 až 2,5 V, který je navzorkován 12 bitovým AD převodníkem.

Celý systém je řízen mikroprocesorovou jednotkou, která provádí rozmítání 1. místního oscilátoru, úvodní naladění 2. místního oscilátoru a vyčítání hodnot z AD převodníku. Naměřená data jsou průběžně zobrazována na grafickém displeji nebo je možné je exportovat pomocí rozhraní RS232 do PC. Systém neobsahuje žádná fyzická tlačítka a je plně ovládán pomocí dotykového panelu.

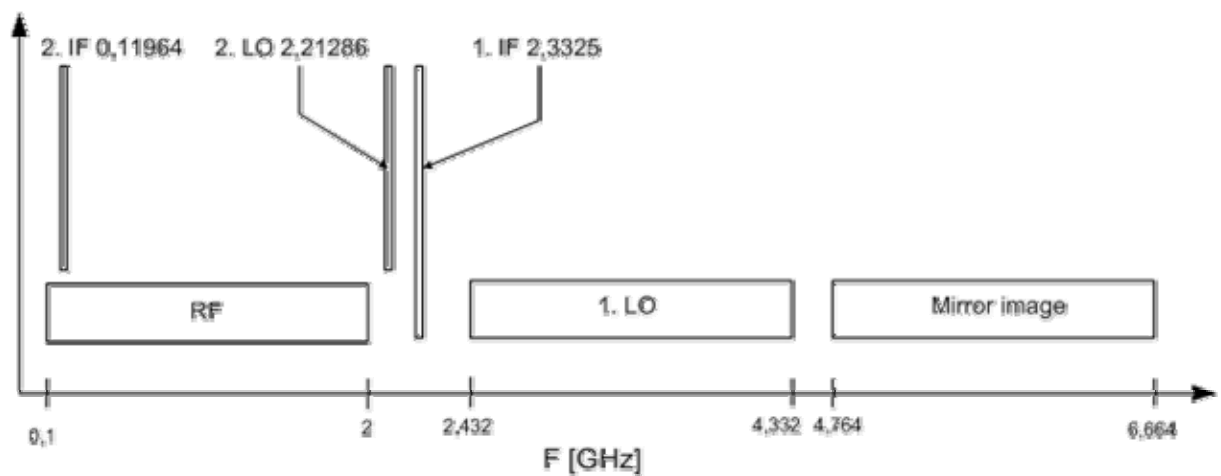


Obr 4 : Blokové schéma systému



### 3.2. Frekvenční plán

Ze schématu předchozí kapitoly je patrný přesný frekvenční plán celého systému (**Obr 5**). Vstupní signál (RF) v pásmu 100 MHz až 2 GHz je nasměšován na první mezifrekvenční kmitočet (1. IF) pomocí prvního místního oscilátoru (1. LO) laditelného v pásmu 2432 MHz až 4332 MHz. Zrcadlový kmitočet (mirror image) prvního směšování se nalézá od 4764 MHz do 6664 MHz. Po průchodu prvním mezifrekvenčním stupněm na frekvenci 2332,5 MHz následuje druhé směšování pomocí pevného druhého místního oscilátoru (2. LO) běžícím na 2212,86 MHz na druhý mezifrekvenční kmitočet (2. IF), kde probíhá výsledná detekce.



Obr 5 : Frekvenční plán

### 3.3. Citlivost přístroje

Citlivost přístroje se odvíjí od citlivosti a dynamického rozsahu použitého logaritmického zesilovače (viz 3.10.1). Úkolem zpracovacího řetězce před vstupem do tohoto zesilovače je tedy zesílit signál na optimální úroveň -70 až +10 dBm. V požadavcích zadání je citlivost přístroje -30 až -90 dBm. Sestavením bilance útlumů a zisků během zpracování dostaneme následující údaje:

$$\text{Úlum}^1: 1\text{dB}_{\text{BP } 2\text{MHz}} + 10\text{dB}_{\text{ADE-42MHz}} + 2 \times 2\text{dB}_{\text{SAW } 2332,5} + 10\text{dB}_{\text{ADE-35MHz}} + 5\text{dB}_{\text{SAW } 119,64} = 30 \text{ dB}$$

$$\text{Zisk}^2: 12\text{dB}_{\text{ERA1}} + 17\text{dB}_{\text{ERA3}} + 20\text{dB}_{\text{MAR1}} = 49 \text{ dB}$$

<sup>1</sup> Hodnoty pocházejí z měření úrovně pomocí spektrálního analyzátoru při sestavování systému, tudíž obsahují i ztráty propojovacími kabely a spojkami.

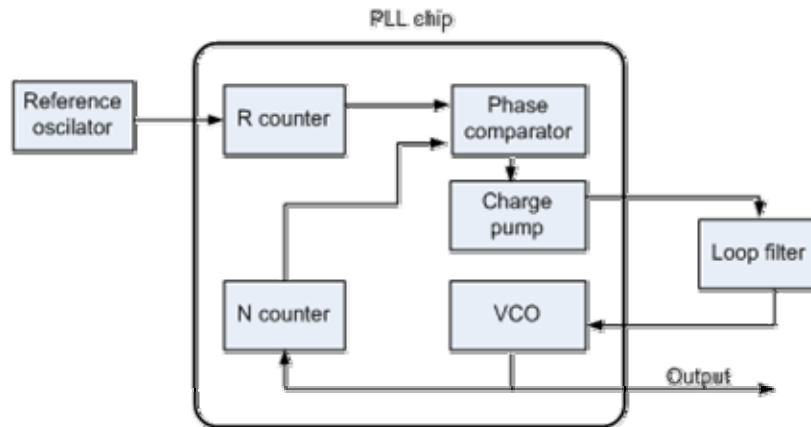
<sup>2</sup> Hodnoty vycházejí ze změřených charakteristik pro jednotlivé zesilovače. Zesilovače byly měřeny jako samostatné bloky pomocí skalárního analyzátoru.

Při zpracování je tedy signál zesílen o  $49\text{dB} - 30\text{dB} = 19\text{dB}$  a požadované vstupní úrovně  $-30$  až  $-90$  dBm jsou transformovány na  $-11$  až  $-71$  dBm do optimální charakteristiky logaritmického zesilovače (viz 3.10.1).

### **3.4. Selektivita a přesnost naladění frekvence**

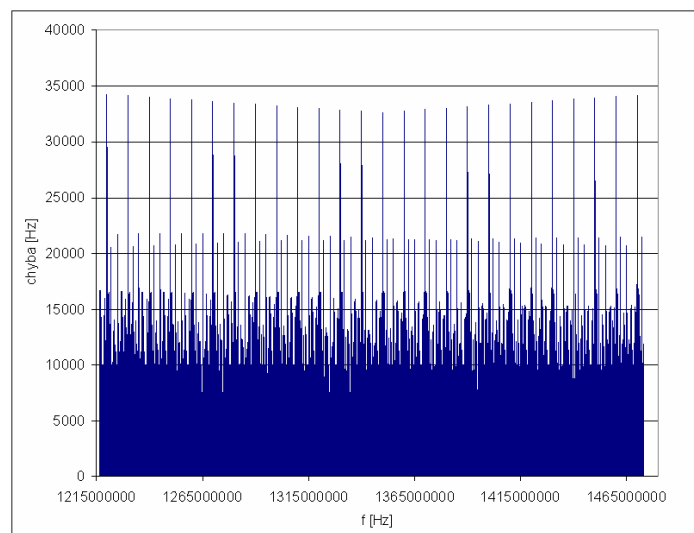
Selektivita celého zařízení je dána šířkou pásma 2. mezifrekvenčního filtru. Nelze brát pouze 3 dB šířku pásma tohoto filtru (30 khz), ale je nutné vzít v úvahu mnohem širší pásmo než dosáhne filtr dostatečného útlumu. Profesionální přístroje používají velmi jemný ladící krok (0,1 šířky pásma filtru) a pokoušejí se při rozmítání „trefit“ do propustného pásma filtru a následně z naměřených hodnot vybírají maximální hodnotu. Syntetizátor (viz 3.6.1) je navržen s frekvencí fázového komparátoru 100 kHz. Následně je použita druhá harmonická, ladící krok je tedy 200 kHz. Snižováním této frekvence roste fázový šum až do úplné ztráty synchronizace syntetizátoru. 200 kHz ladící krok je moc hrubý a naměřené výsledky by odpovídaly realitě pouze na vhodných frekvencích, kde by se naladěná frekvence trefila do pásma filtru.

Optimální by bylo použít již navržený syntetizátor rozladňovaný pomocí DDS, aby bylo dosaženo jemnějšího ladícího kroku. Bohužel toto řešení je značně náročné a mohlo by vydat na samostatnou diplomovou práci. V mém systému jsem realizoval mírně kompromisní řešení. Standardně se pro přeladování syntetizátoru používá změna dělicího poměru tkz. N counteru (**Obr 6** : Blokové schéma PLL syntetizátoru), který umožňuje ladící krok odpovídající frekvenci fázového komparátoru. Pokud ovšem budeme měnit i dělicí poměr referenčního kmitočtu (R counteru), lze pro téměř všechny frekvence najít vhodný poměr R a N counteru. Nevýhod z tohoto řešení vyplývajících je hned několik. V první řadě se zpomalí rychlost rozmítání, protože je nutné tento vhodný poměr vypočítat, dále naprogramovat do syntetizátoru více údajů, a v neposlední řadě se syntetizátor vždy musí znova zasynchronizovávat z rozladěného stavu místo pouze drobného doladění v případě změny pouze N counteru. Druhou nevýhodou je přesnost naladění frekvence. Nalezený poměr mezi N a R counterem není vždy ideální, při jeho hledání se algoritmus snaží minimalizovat výslednou chybu naladění frekvence. Existují frekvence, pro které je výsledná chyba až polovinu frekvence fázového komparátoru.



Obr 6 : Blokové schéma PLL syntetizátoru

Jako rozumný minimální ladící krok syntetizátoru jsem zvolil 10 kHz, tedy 20 kHz pro použitou 2. harmonickou<sup>1</sup>. Simulací všech požadovaných generovaných kanálů jsem určil 13 nejvhodnějších dělicích poměrů R counteru v okolí optimální frekvence fázového komparátoru 100 kHz, mezi kterými algoritmus při rozmítání hledá vždy ten při kterém nastane minimální chyba naladění frekvence. Na **Obr 7** jsou výsledky simulace přesnosti naladění frekvence pro syntetizátor použitý v prvním místním oscilátoru. Je patrná jistá periodicitu průběhu chyby. Vhodnou volbou použitých dělicích poměrů jsem dosáhl toho, že z výsledných 25 661 požadovaných kanálů má pouze 1536 chybu větší než 10 kHz, 181 větší než 20 kHz a pouze 52 větší než 30 kHz<sup>1</sup>. Řešení tedy není optimální, ale v rámci daných možností je pravděpodobně jediné možné.



Obr 7: Chyba naladění frekvence pro ladící pásmo syntetizátoru ADF4360-5

<sup>1</sup> Tato hodnota je sice velmi daleko od zmíněné 0,1 šířky pásmového filtru, nicméně pro jemnější ladění by složitost řešení a doba rozmítání neúměrně rostla a systém i při tomto hrubém kroku, měří korektně.

### 3.5. Vstupní obvody

Klasická vstupní část přijímačů se skládá ze tří prvků: antény, vstupního filtru a nízkošumového zesilovače. V našem případě musíme vzít v potaz, že se jedná o širokopásmový měřicí přístroj. Příliš vysoká úroveň signálu na vstupním směšovači způsobí vznik nežádoucích směšovacích produktů. Je třeba směšovač provozovat v tzv. „low distortion“ módu s vstupní úrovní řádově -40dBm. S ohledem na plánovaný dynamický rozsah -30 až -90dBm je tedy nejrozumnější zesilovač úplně vynechat<sup>2</sup>.

#### 3.5.1. Širokopásmová anténa

Návrh vstupní širokopásmové antény nebyl požadavkem zadání. Pro orientační měření je možné použít např. kousek drátu zasunutý do vstupního konektoru. Pro přesnější měření by bylo vhodné využít např. spirálové antény dostupné v laboratoři pro výuku předmětů mikrovlákná měření.

#### 3.5.2. Vstupní filtr

Po vstupním filtru je požadováno, aby účinně odfiltroval zrcadlové kmitočty (viz. **Obr 5**) od frekvence cca 4,5 GHz do 6,7 GHz.

První realizovaná struktura byl hybridní návrh pomocí diskretních SMD kapacit a úseků vedení reprezentujících indukčnost. Tento filtr bohužel nevyhověl požadavkům. Do zhruba 4 GHz se filtr choval korektně dle provedených simulací, na vyšších frekvencích se ovšem projeví parazitní parametry SMD součástek a filtr přestal mít požadovaný útlum.

Další realizace proto logicky vedla na čistě rozprostřené parametry a filtr byl realizován pouze ve formě mikropáskového vedení bez jakýchkoli diskretních součástek a prokovů, aby se zamezilo parazitním jevům (viz schéma na **Obr 8**). Výsledný realizovaný filtr je typu dolní propust s propustným pásmem do 2 GHz (3 dB útlum). V propustném pásmu je útlum menší než 1 dB. Filtr má dvě části. První část se skládá ze dvou shodných rezonačních úseků (sériová rezonance induktivního a kapacitního vedení), které formují strmý útlum hned za hranicí propustného pásma a vytvářejí pól v místě první mezifrekvence. Druhý úsek je LC filtr opět realizovaný pomocí úseků kapacitních a induktivních vedení a vytváří vzdálenou selektivitu a hluboký útlum v nepropustném pásmu. V pásmu zrcadlového

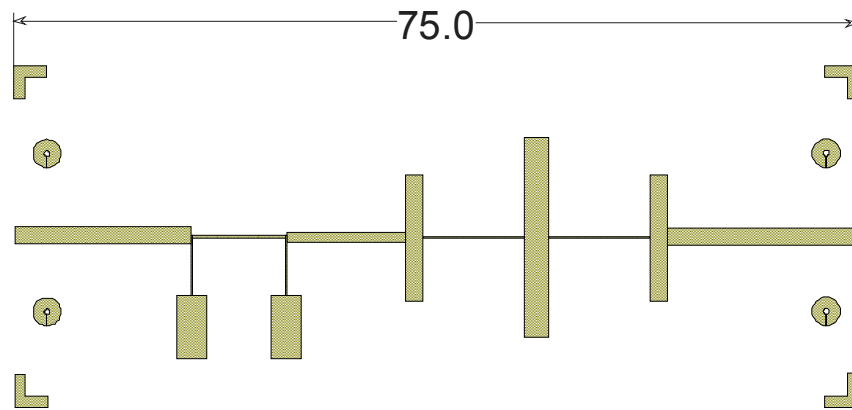
---

<sup>1</sup> Jedná se o chybu základní frekvence syntetizátoru, pro 2. harmonickou jsou chyby samozřejmě dvojnásobné.

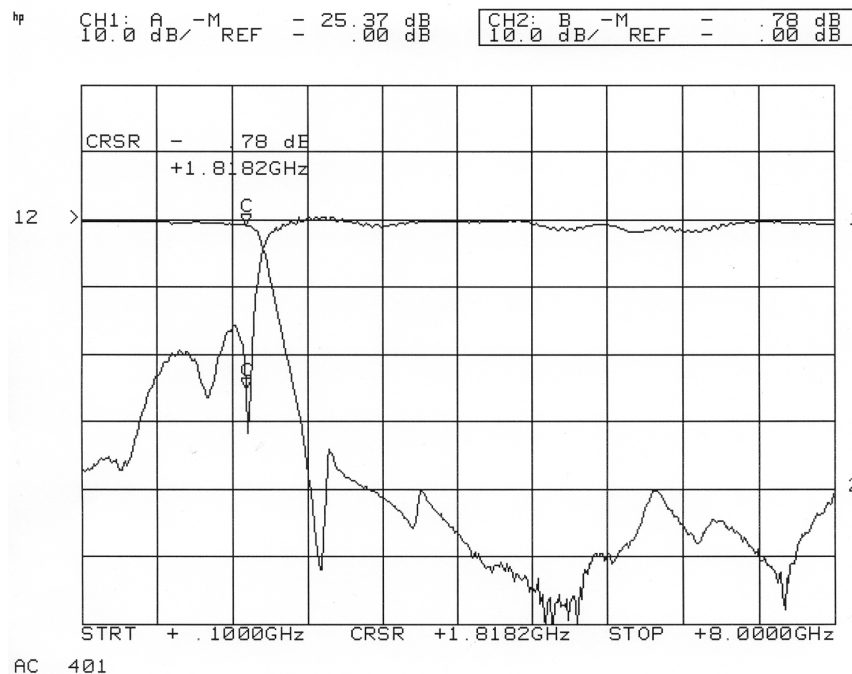
<sup>2</sup> Při zkušební měření byl použit na vstupu předzesilovač se ziskem cca 20dB. Při testovacích vstupních signálech na úrovni -30 dBm se objevovaly ve změřeném spektru silné neexistující signály vyšších harmonických (cca na -50dBm) a rovněž množství dalších těžko identifikovatelných produktů.

kmitočtu je útlum lepší než 45 dB. Bylo dosaženo uspokojivé shody mezi simulací a měřením (Obr 9 a Obr 10).

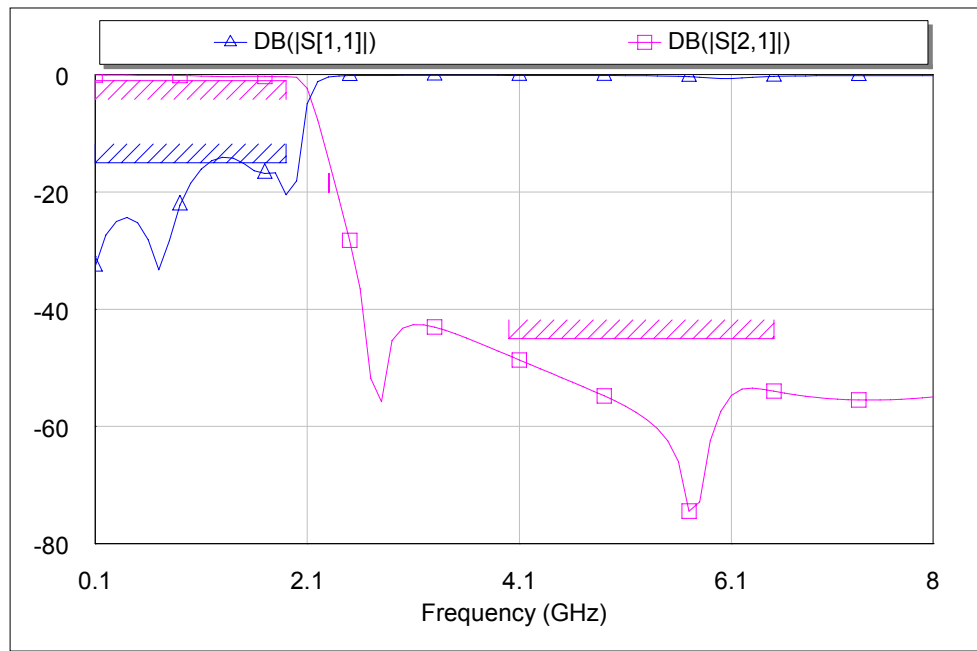
Výsledný filtr byl realizován na substrátu Arlon 235, tloušťka substrátu = 0.635 mm , tloušťka pokovení = 30 $\mu$ m,  $\epsilon_r = 3,2$  ,  $\text{tg} = 0.002$ . Vstupní i výstupní impedance 50  $\Omega$ .



Obr 8 : Filtr dolní propust 2GHz - layout



Obr 9 : Filtr dolní propust 2GHz - výsledky měření

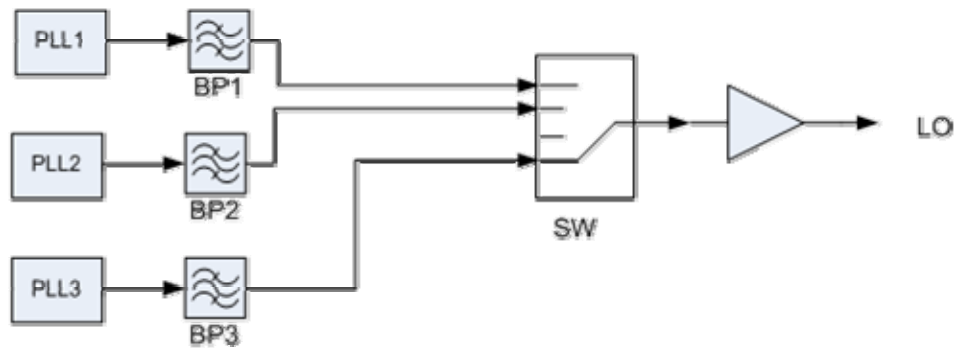


Obr 10 : Filtr dolní propust – simulace

### 3.6. 1. místní oscilátor

Tento blok představoval pravděpodobně nekomplikovanější část celého systému, protože konstrukce široce přeladitelného oscilátoru s dostatečně jemným a přesným krokem je značně komplikovaná. I po značném vloženém úsilí není výsledek optimální a výsledný generátor nemá ideální parametry pro použití v systému.

Základní myšlenkou oscilátoru je paralelní složení několika integrovaných čipů ADF4360 firmy Analog Devices (**Obr 11**). ADF4360 je kompletně integrovaný systém obsahující VCO a obvody PLL, ke kterému se připojí pouze filtr smyčky a referenční oscilátor. Bohužel čipy jsou dostupné pouze do frekvence 2.5 GHz , bylo tedy nutné vynásobení fundamentálního kmitočtu 2, abychom se dostali do požadovaného pásma. Nejjednodušší cesta jak toto provést je pouze filtrace základního kmitočtu a dostatečné zesílení druhé harmonické, která má stabilní výstupní úroveň pouze o 10 dB nižší než základní kmitočet.



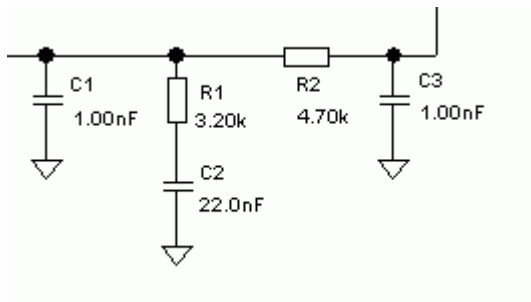
Obr 11 : Blokové schéma 1. místního oscilátoru

Požadované frekvenční pásmo místního oscilátoru 2.4 – 4.4 GHz je možné pokrýt 3 čipy: ADF4360-5 1200 – 1450 MHz, ADF4360-4 1400 - 1750 MHz a ADF4360-2 1700-2300MHz, respektive jejich druhými harmonickými. Jednotlivými stavebními prvky 1. místního oscilátoru jsou tedy desky s danými syntetizátory, banka pásmových propustí, mikrovltný přepínač a zesilovací stupeň.

### 3.6.1. Syntetizátor ADF4360-X

Desky jednotlivých syntetizátorů jsou osazeny naprosto shodně (včetně filtru smyčky PLL). Jediným rozdílem je typ osazeného čipu, proto je možno na ně pohlížet jako na jeden konstrukční prvek.

K návrhu parametrů a komponent byl použit software ADIsimPLL od firmy Analog Devices, který je přímo určen pro simulace PLL čipů firmou vyráběných. Díky tomuto softwaru je možné simulovat a optimalizovat parametry fázového závěsu a značně tak ulehčit celý návrh. V systému je žádoucí dosáhnout co nejmenšího ladícího kroku, co nejrychlejšího zasynchronizování na požadovaný kmitočet a zároveň minimalizovat fázový šum, což jsou značně protichůdné požadavky. Pro všechny typy ADF4360 čipů vycházejí simulace velmi podobně. Jako optimální byl zvolen kmitočet fázového komparátoru (ladící krok) 100kHz a šířka pásma filtru zpětnovazební smyčky 4,3kHz, při nichž bylo dosaženo zasynchronizování pod 1ms. Výsledný fázový šum je na **Obr 13**, ustalovací charakteristika na **Obr 14** a samotný filtr smyčky na **Obr 12**.



Obr 12 : Filtr smyčky PLL čipu ADF4360



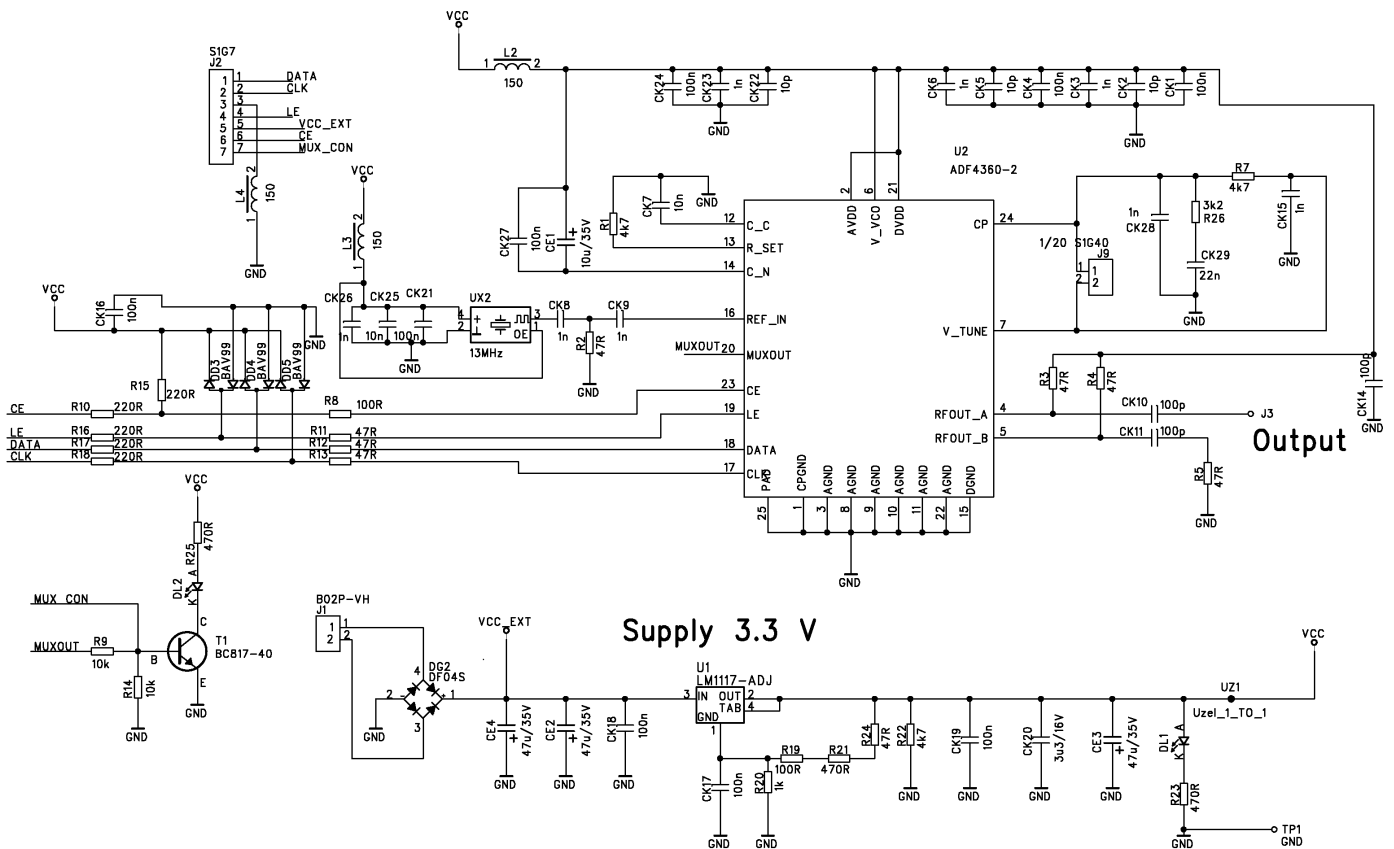
Obr 13 : Fázový šum ADF4360 – simulace



Obr 14 : Ustálení ADF4360 – simulace



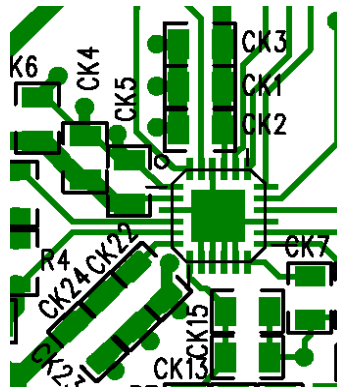
Deska pro ADF4360 je koncipována jako samostatný funkční blok s ohledem na maximální modularitu (schéma **Obr 15**). Deska obsahuje samostatný usměrňovač a stabilizátor napětí a proto je ji možno napájet téměř z libovolného stejnosměrného i střídavého zdroje napájení. Desku je možno připojit k řídicí jednotce 7 pinovým konektorem J2 , který obsahuje všechny signálové vodiče i napájení, nebo je možno použít speciální napájecí konektor J1, pokud desku používáme jako samostatný modul a ovládáme např. z PC. Čip ADF4360 má synchronní sériové rozhraní , DATA jsou načítána s náběžnou hranou CLK do vnitřního posuvného registru a následně zapsána do vnitřních funkčních registru s náběžnou hranou LE. Výstup MUX je programovatelný a umožňuje monitorovat stavy vnitřních čítačů nebo signalizovat zasynchronizovaný stav. Pomocí CE lze celý čip uspat.



Obr 15 : Schéma desky syntetizátoru ADF4360-X

Při návrhu plošného spoje byl kladen důraz na odrušení napájení a zejména na dostatečné blokování čipu. Na **Obr 16** je vidět, že každý z napájecích pinů má umístěno co nejbližže sekci tří blokovacích kondensátorů (10p , 1n a 100n) a je několikanásobně propojen prokovkami na spodní zemní vrstvu desky. Návrh desky byl sám o sobě velmi problematický a až třetí verze plošného spoje byla úspěšná<sup>1</sup>.

DPS je standardní FR4 , tloušťka substrátu = 1 mm, tloušťka pokovení = 30  $\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_r = 4,2$  ,  $\text{tg} = 0.02$ . Výstup přizpůsoben na 50  $\Omega$ .



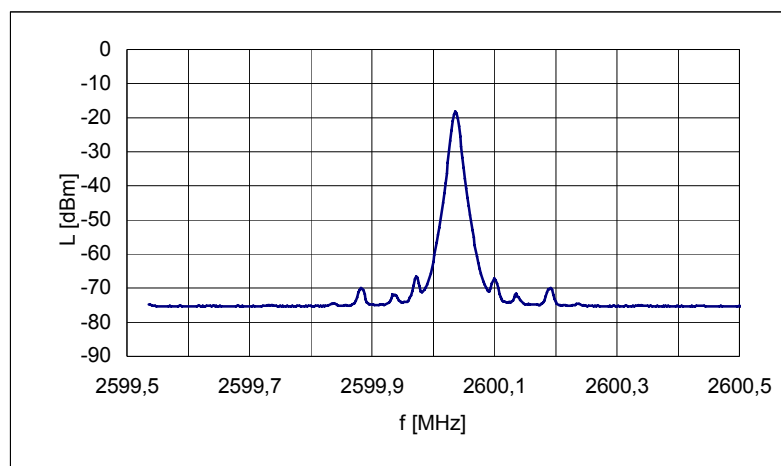
Obr 16 : Blokování ADF4360

Velmi choulostivou částí syntetizátoru je rovněž referenční oscilátor. Na této pozici jsem nejdříve používal snadno dostupný levný integrovaný čip s frekvencí 13 MHz (standardně se používají jako zdroje taktu pro číslicové obvody). Tyto čipy bohužel syntetizují výsledný kmitočet násobením z velmi nízkých kmitočtů a mají proto velký fázový šum. Další syntézou v ADF4360 se šum ještě více vynásobil a výsledný fázový šum byl opravdu hrozivý (při pohledu na spektrální analyzátor byla šířka spektrální čáry okolo 1 MHz). Následně jsem se pokusil o výrobu krystalového oscilátoru z diskretních součástek. Byl realizován oscilátor na frekvenci 12 MHz. Při použití tohoto „čistého“ zdroje referenčního kmitočtu se výsledné spektrální vlastnosti výrazně zlepšily a šířka spektrální čáry byla již na hraně zobrazovacích možností použitého spektrálního analyzátoru (min RBW 300 Hz). Problém tohoto řešení bylo ale relativně nízké napájení desky (3,3 V), při kterém měl oscilátor problém s vybuzením oscilací.

<sup>1</sup> První dva nefunkční prototypy byly ručně leptané desky ve školní laboratoři. Poté byla deska zadána k výrobě firmě Pragoboard.

Následně se podařilo získat vzorky tepelně kompenzovaných krystalových oscilátorů fox801 od firmy FOX electronics, které jsou použity na demo boardech firmy Analog Devices a CFTP-123 od firmy C-MAC. Při porovnání obou čipů vyšel lépe oscilátor C-MAC. Výsledné spektrum mělo mírně lepší fázový šum, navíc má čip normalizované rozměry a vývody a lze ho proto použít na již navrženou desku bez drastických „bastlířských“ úprav.<sup>1</sup>

Změřené hodnoty realizovaného syntetizátoru dávají uspokojivé výsledky. Na **Obr 17** je zachyceno spektrum syntetizátoru ADF4360-5 běžícím na frekvenci 1300 MHz na jeho druhé harmonické.



**Obr 17 : ADF4360-5 , span 1 Mhz, RBW = 1 kHz , fc = 2600 MHz (2. harmonická)**

### 3.6.2. Selektivní filtry typu pásmová propust

Pro získání dvojnásobku základní frekvence syntetizátoru jsem použil filtr typu pásmová propust, který odfiltruje základní frekvenci a vyšší harmonické a nechá projít pouze druhou harmonickou. První místní oscilátor obsahuje tři syntetizátory a tedy každý syntetizátor by měl mít svůj vlastní filtr v odpovídajícím pásmu. Z časových důvodů byl bohužel realizován pouze jeden syntetizátor a rovněž jsem vyrobil pouze jeden filtr. Filtry pro zbylé nerealizované dva syntetizátory jsou navrženy, ale prakticky jsem je nerealizoval. Vzhledem k tomu, že používají shodnou strukturu jako realizovaný filtr, lze předpokládat, že by splňovaly požadované parametry.

<sup>1</sup> Paradoxem je, že katalogová cena C-MAC je poloviční než oscilátoru FOX.

Požadavky na parametry filtru vycházely z následujících předpokladů. Bylo třeba odfiltrvat základní kmitočet od druhé harmonické, která má pro čip ADF4360 odstup cca 10dB v celém použitém pásmu<sup>1</sup>. Zároveň pro zamezení vzniku nežádoucích směšovacích produktů je nutné, aby úroveň dominantního kmitočtu místního oscilátoru byl alespoň o 20dB vyšší než ostatních nežádoucích kmitočtů. Z této úvahy vychází, že je třeba dosáhnout minimálně 30dB potlačení základního kmitočtu syntetizátoru a okolo 20 dB u třetí a vyšší harmonické<sup>2</sup>. Dále bude rozebrán pouze filtr 2,0 – 3,0 GHz pro syntetizátor ADF4360 – 5<sup>3</sup>.

Filtr typu pásmová propust byl realizován z čistě rozprostřených součástek, aby se zamezilo vlivu obtížně předvídatelných vlastností diskretních součástek a prokovek na vyšších kmitočtech. První část filtru je kaskáda vázaných vedení, která má velmi účinné pásmové selektivní vlastnosti a v podstatě definuje pásmo výsledné pásmové propusti (2000 – 3000 MHz) . Díky této struktuře, která je pro nižší kmitočty fakticky rozpojený obvod, je dosaženo velmi vysokého útlumu v pásmu základního kmitočtu syntetizátoru (1100 – 1450 MHz). Bohužel všechny rozprostřené struktury mají periodické vlastnosti a tedy propustné pásmo se opakuje na dvojnásobku žádoucího kmitočtu. V našem případě toto pásmo padne na místo třetí harmonické (3500 MHz – 4200 MHz), kterou ovšem rovněž potřebujeme efektivně potlačit. Druhou část filtru proto tvoří dolní propust, která tvoří dominantní útlum v místě třetí harmonické syntetizátoru<sup>4</sup>. Struktura filtru je patrná z obrázku **Obr 18**. Simulované a naměřené výsledky jsou na **Obr 19** a **Obr 20**. Porovnáním mezi simulací a měřením je patrné, že útlum filtru v pásmu základního kmitočtu syntetizátoru (1100 – 1450 MHz) má mnohem menší útlum než ukázala simulace. Rovněž útlum v pásmu třetí harmonické vykazuje mírně horší parametry než simulace. Příčinu těchto jevů se mi nepodařila odhalit<sup>5</sup>, nicméně dosažený útlum vyhovuje požadovaným parametrům a proto jsem ustoupil od dalšího zkoumání problematiky.

Výsledný filtr byl realizován na substrátu Arlon 235, tloušťka substrátu = 0.635 mm , tloušťka pokovení = 30 $\mu$ m  $\epsilon_r = 3,2$  , tg = 0.002. Vstupní i výstupní impedance 50  $\Omega$ .

---

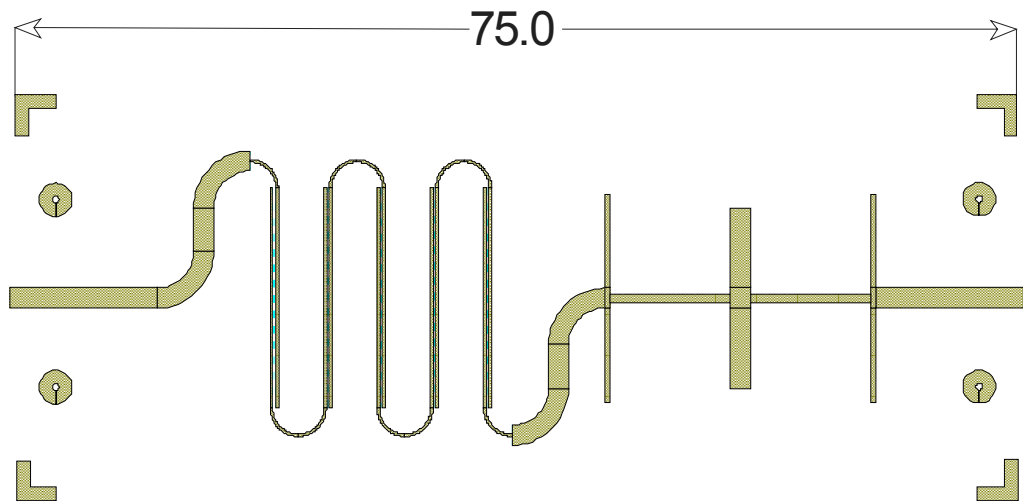
<sup>1</sup> ověřeno měřením pro čip ADF4360-5 v pásmu 1100 – 1450 MHz a výstupní úroveň -3dBm

<sup>2</sup> 3. harmonická má odstup přibližně 12 – 15 dB od základního kmitočtu , další harmonické jsou již mimo rozsah použitelnosti směšovače

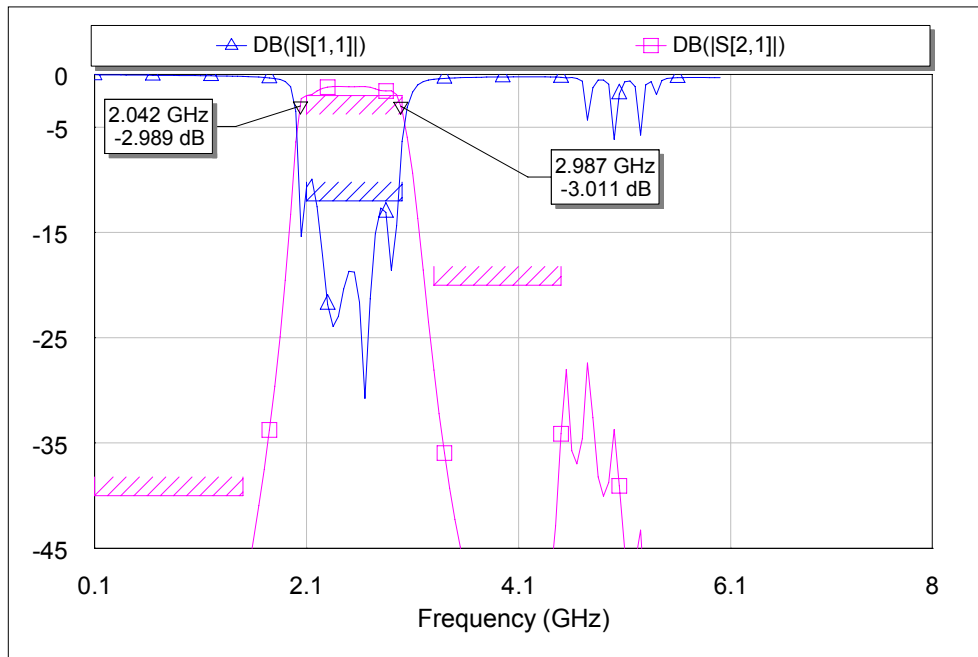
<sup>3</sup> odvození pro zbylé dva filtry je totožné, pouze se liší frekvence

<sup>4</sup> Jedná se o shodný typ struktury jako v druhé části vstupního filtru typu dolní propust

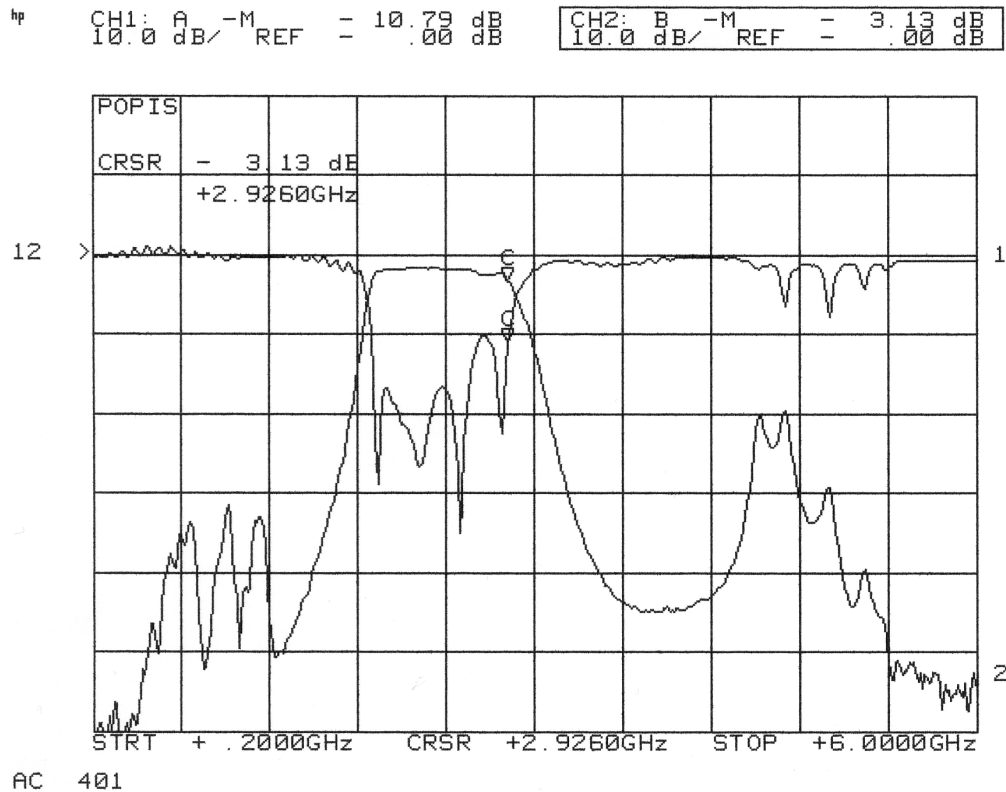
<sup>5</sup> Simulace struktury v simulátoru elektromagnetického pole dává shodné výsledky jako standardní obvodová analýza. Domnívám se, že by se mohlo jednat o povrchové vlny šířící se po povrchu a hranách substrátu či jiné parazitní jevy nepodchycené simulací.



Obr 18 : Filtr typu pásmová propust 2,0 – 3,0 GHz – layout



Obr 19 : Filtr typu pásmová propust 2,0 - 3,0 GHz –simulace



Obr 20 : Filtr typu pásmová propust 2,0 - 3,0 GHz – měření

### 3.6.3. Zesilovací stupně 1. místního oscilátoru

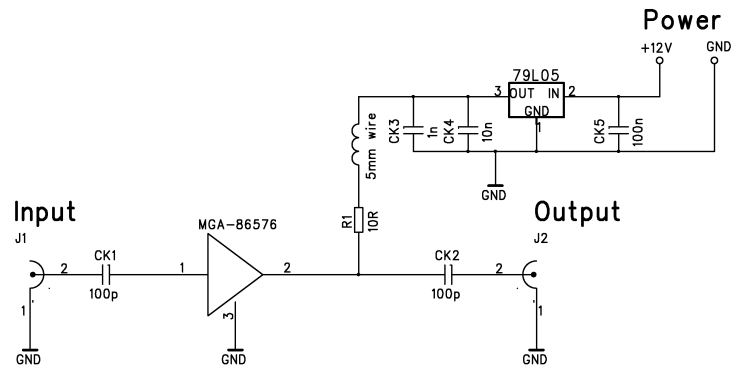
Pro dosažení optimální úrovně na vstupu směšovače musíme signál dostatečně zesílit. Optimální vstupní úroveň pro směšovače řady ADE od firmy Minicircuits je +13dBm. Samotný syntetizátor ADF4360 má maximální výstupní výkon druhé harmonické přibližně -15dBm<sup>1</sup>, průchod filtrem a spojovací vedení přidají další dodatečný útlum a výsledná úroveň před zesilovacím stupněm je cca -20dBm<sup>2</sup>. Zesilovací stupeň by měl tedy poskytnout 30 až 35 dB zisku. Pro takto velký zisk jsem zvolil kaskádu dvou zesilovačů.

Jako první zesilovač jsem zvolil MGA-86576 firmy Avago Technologies (schéma zapojení **Obr 21**). Tento zesilovač je určen pro pásmo od 1,5 do 8 GHz. Nejvyššího zisku dosahuje v pásmu 2 – 4 GHz, na nižších kmitočtech je charakteristika potlačena. Toto

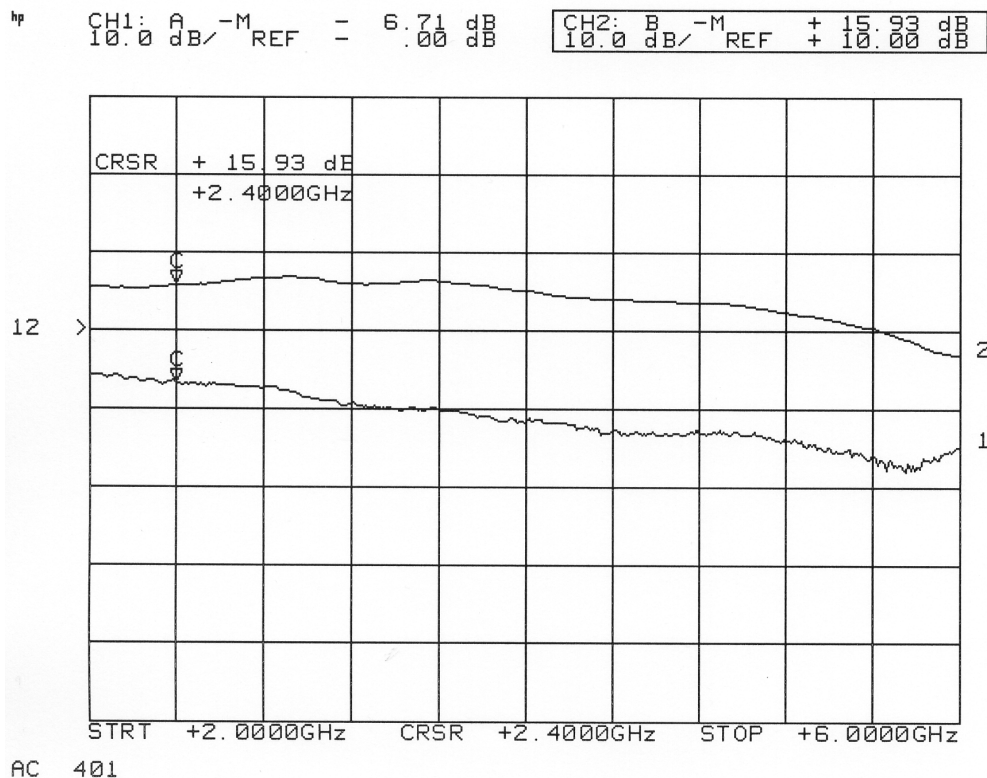
<sup>1</sup> Je použito pouze základní odporové přizpůsobení. Doporučení výrobce uvádí i komplikovanější balanční zapojení obou větví syntetizátoru. Nicméně jsem si nebyl jist, zda by toho řešení bylo použité širokopásmově pro celé pásmo syntetizátoru a navíc obsahovalo těžko dostupné komponenty (RF induktory, atd.), proto bylo zvoleno odporové přizpůsobení.

<sup>2</sup> Toto je průměrná hodnota. Reálně úroveň jemně klesá s frekvencí.

se přesně shoduje s našimi požadavky<sup>1</sup>. Volba tohoto zesilovače byla rovněž trochu experimentem od standardně používaných zesilovačů firmy Minicircuits. Katalogový list udává v požadovaném pásmu zisk až 23 dB. Reálně jsem bohužel získal zisk pouze 17 dB (Obr 22). Tento nedostatek byl pravděpodobně způsoben nedodržením doporučeného layoutu desky a napájecích obvodů<sup>2</sup>.



Obr 21 : Zesilovače MGA-86576 - schéma

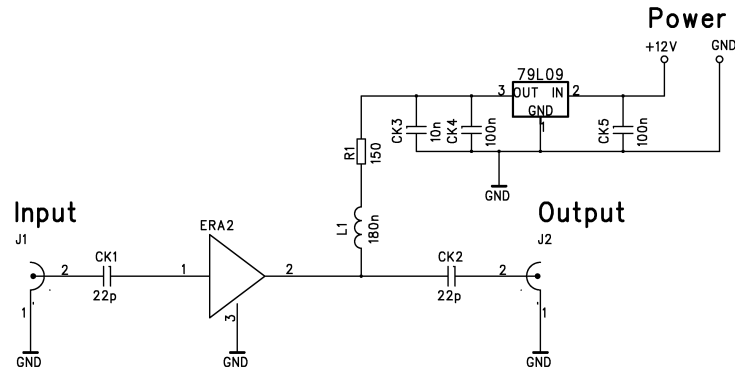


Obr 22 : Zesilovač MGA-86576 – změřená charakteristika

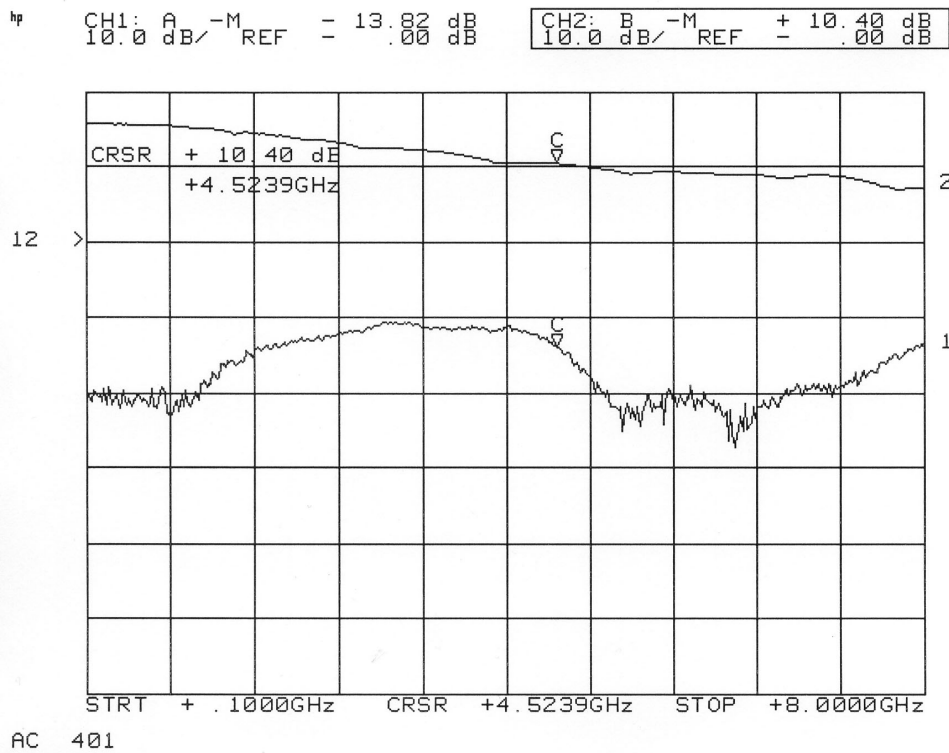
<sup>1</sup> Většina zesilovačů má největší zesílení na nízkých kmitočtech a s rostoucím kmitočtem zisk klesá. V pásmové propusti v předešlém stupni jsme ale tyto nízké kmitočty úmyslně potlačili, proto je zisk na nízkých kmitočtech nežádoucí.

<sup>2</sup> Z časových důvodů nebyl navržen nový layout pro tento zesilovač dle doporučení v katalogovém listu, ale bylo použito již vyrobené schéma pro zesilovače ERA, které má odlišné napájecí obvody.

Druhý v kaskádě je použit zesilovač ERA2 od firmy Minicircuits (schéma **Obr 23**).  
Změřené charakteristiky odpovídají parametrům dle katalogového listu (**Obr 24**).



**Obr 23 : Zesilovač ERA2 – schéma**



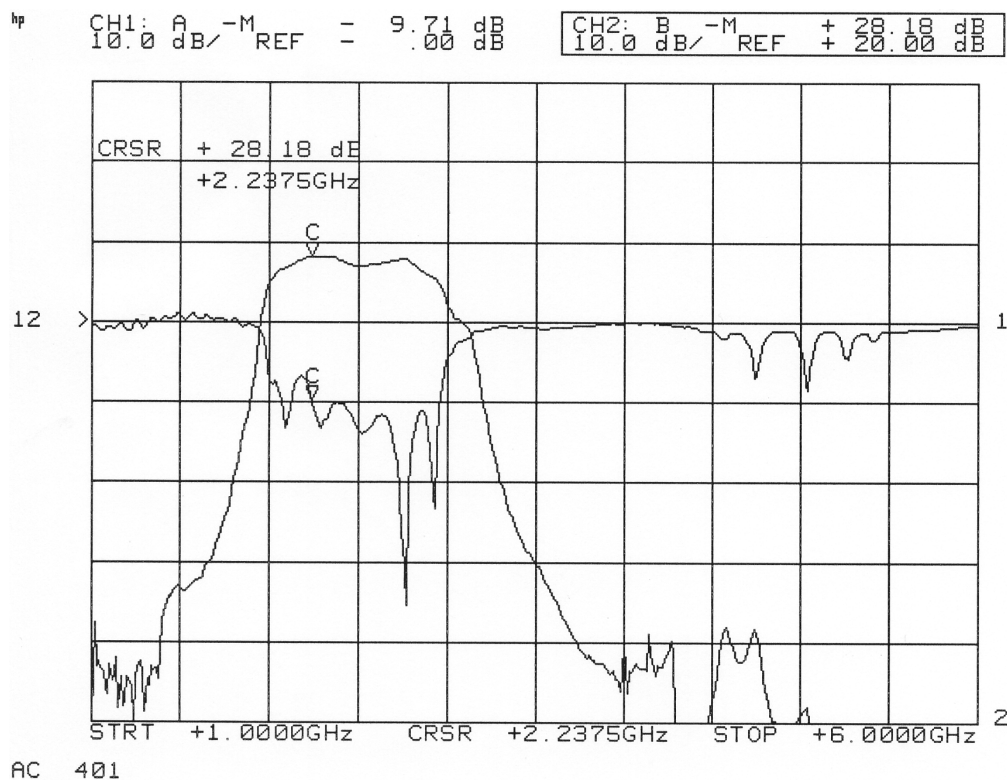
**Obr 24 : Zesilovač ERA2**



### 3.6.4. Kompletní blok 1. místního oscilátoru

Z časových důvodů jsem upustil od realizace oscilátoru v původní šířce pásma složeného ze 3 čipů ADF4360. Raději jsem soustředil úsilí na kompletaci celého systému a jeho praktickou demonstraci. V případě uspokojivé funkčnosti systému v redukované podobě není problém dodat chybějící syntetizátory<sup>1</sup>.

Charakteristika 1. místního oscilátoru poskládaného z jednotlivých bloků (respektive kaskáda filtru a zesilovačů) je na **Obr 25**. Jak je z obrázku patrné, charakteristika zisku zesilovače MGA pomohla v dodatečném potlačení základního kmitočtu v pásmu do 2 GHz, naopak klesající zisk s rostoucím kmitočtem zejména u zesilovače ERA2 pomohl dodatečnému útlumu 3. harmonické v pásmu od 4 GHz a tedy charakteristika pásmového filtru byla pozitivně vylepšena. Mírným nedostatkem je, že se nepodařilo plně dosáhnout požadovaný zisk 30 – 35 dB, nicméně v dalších měřeních bylo ověřeno, že tento problém není zásadní<sup>2</sup>.



**Obr 25 : 1. místní oscilátor , kaskáda : filtr pásmová propust, zesilovač MGA-86576 a zesilovač ERA2**

<sup>1</sup> Jedná se pouze o výrobu dalších syntetizátorů a pásmových filtrů podle již vyzkoušeného schématu a dodělení přepínací sekce. Výroba syntetizátorů a filtrů je pouze zopakování postupů, které již byly použity, problém je pouze v časové a technologické náročnosti.

<sup>2</sup> Úroveň místního oscilátoru je pouze +8dBm místo požadovaných +13. Tímto stoupnou konverzní ztráty z 8 na 10 dB, což je v rámci celého systému zanedbatelné.

### 3.7. 1. mezifrekvenční stupeň

První mezifrekvenční stupeň se skládá z místního oscilátoru popsaném v kapitole 3.6, směšovače, filtrů a zesilovačů první mezifrekvence.

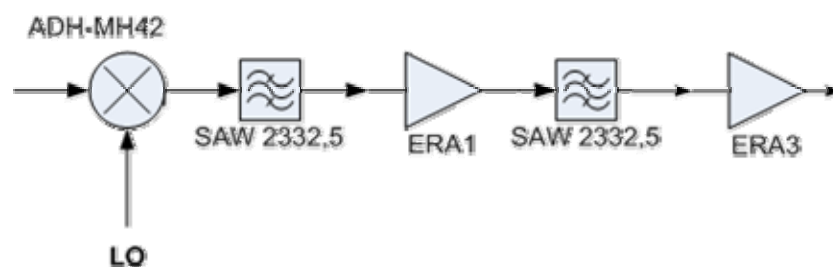
#### 3.7.1. Směšovač 1. mezifrekvenčního stupně

Na tomto místě jsem použil dvojité balancovaný pasivní směšovač ADE-42MH firmy Minicircuits. Volba tohoto směšovače byla dána požadavkem na velmi široké pásmo vstupních kmitočtů. V době výběru komponent jsem nenašel jiný dostupný směšovač, který by pokrýval takto široké pásmo. Výrobce uvádí následující parametry. Vstupní frekvence (RF) a místní oscilátor (LO) 5-4200 MHz, mezifrekvenční kmitočet 5-3500 MHz. Konverzní ztráty typ 7,5 dB při aplikaci optimální úrovně místního oscilátoru +13dBm.

Směšovač byl osazen na samostatnou desku bez jakýchkoli externích součástek. Směšování probíhá z frekvence 100 MHz až 2 GHz při použití laditelného oscilátoru 2,4 GHz až 4,5 GHz na stabilní 1. mezifrekvenční kmitočet 2332,5 MHz. Při použití úrovně místního oscilátoru cca +8dBm bylo dosaženo konverzních ztrát okolo 10 dB.

#### 3.7.2. Pásmová filtrace a zesílení 1. mezifrekvenčního stupně

Po prvním směšování na stabilní kmitočet 2332,5 MHz musí nutně následovat pásmová filtrace pro odstranění zrcadlových i jiných nežádoucích produktů a následné zesílení. Konkrétní realizace je na **Obr 26**. Na místě pásmových filtrů jsou použity SAW filtry TA0273A od firmy Taisaw. Filtry se vyznačují velmi strmým průběhem propustné charakteristiky a značným útlumem v nepropustném pásmu. Charakteristika dvou kaskádně řazených filtrů je na **Obr 27**. Průchozí útlum je okolo 4 dB, v nepropustném pásmu je útlum téměř všude lepší než 60 dB.

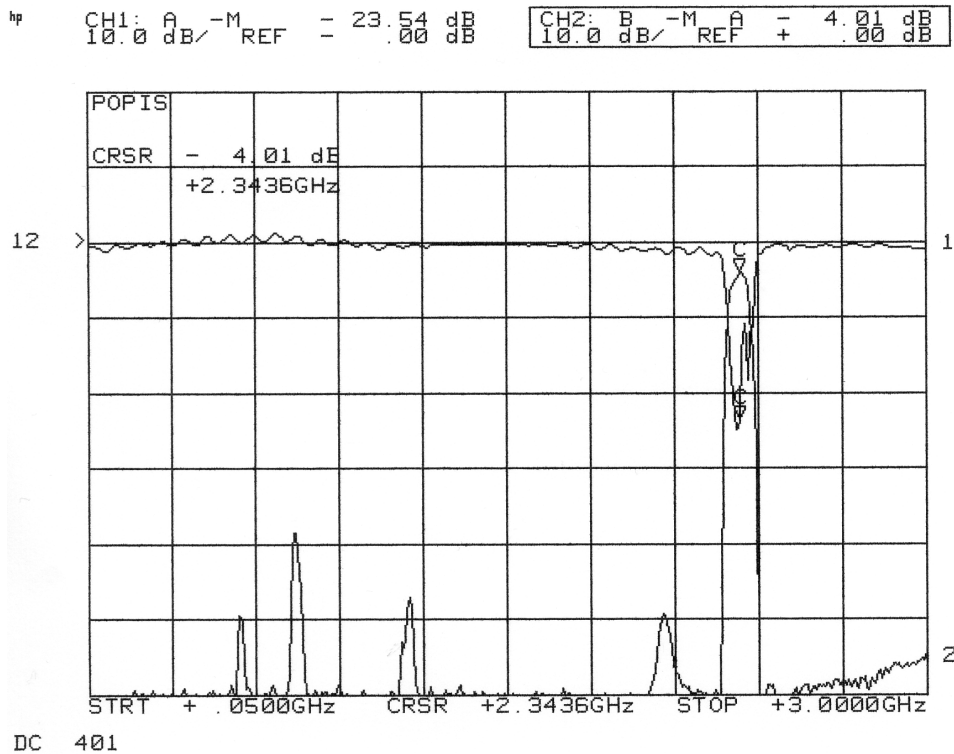


Obr 26 : Kaskáda filtrů a zesilovačů 1. mezifrekvenčního stupně

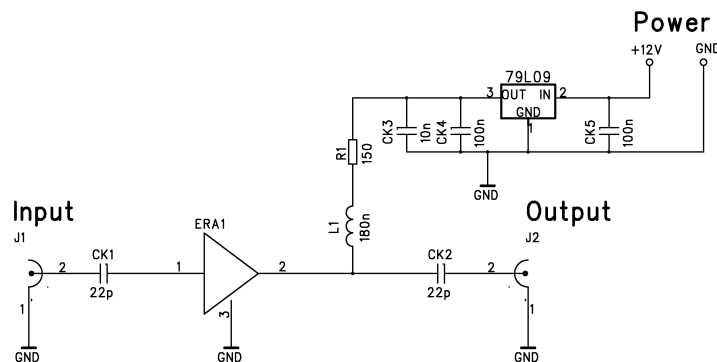
Zesílení v tomto stupni poskytuje dvojice zesilovačů ERA1 a ERA3 umístěných vždy za každým filtrem pro lepší oddělení. Schémata zapojení zesilovačů jsou na **Obr 28** a **Obr 29**. Charakteristiky zesilovačů (**Obr 30** a **Obr 31**) odpovídají katalogovým údajům.

Spočteme-li výsledný zisk 1. mezifrekvenčního stupně vychází :

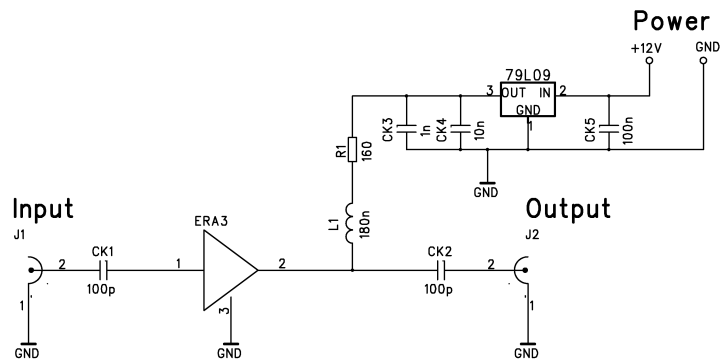
$$-10\text{dB}_{\text{směšovač}} - 4\text{dB}_{\text{filtry}} + 10\text{dB}_{\text{ERA1}} + 17\text{dB}_{\text{ERA3}} = +13\text{dB zisk.}$$



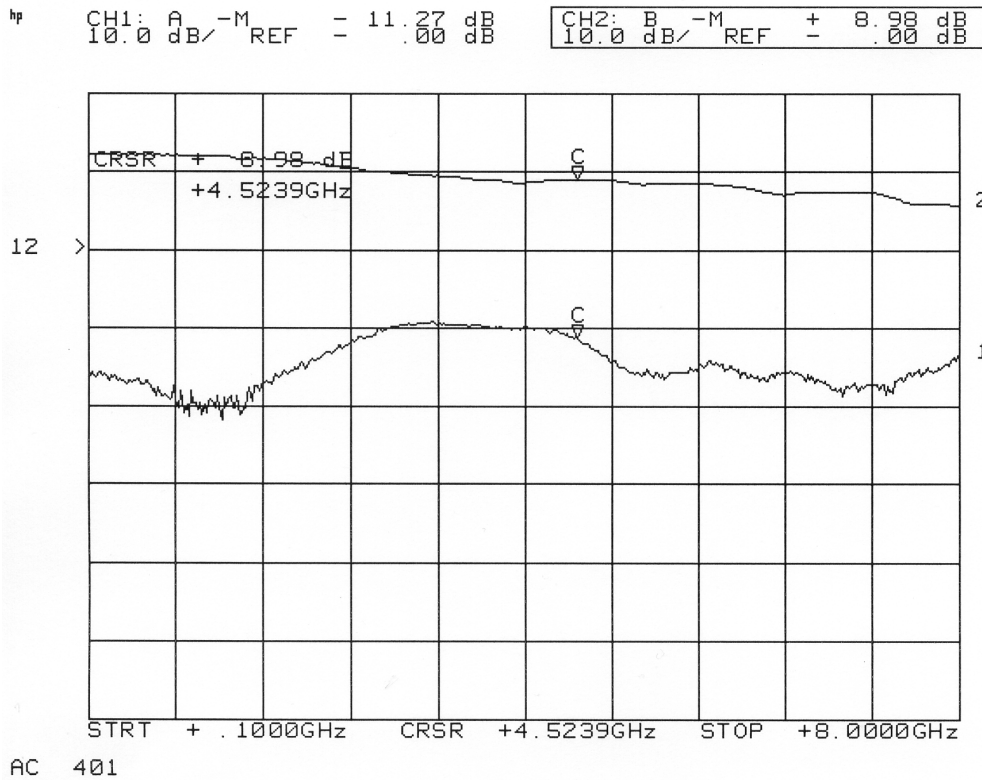
**Obr 27 :** Filtr Taisaw TA0273A, 2 filtry v sérii, charakteristika v širokém pásmu



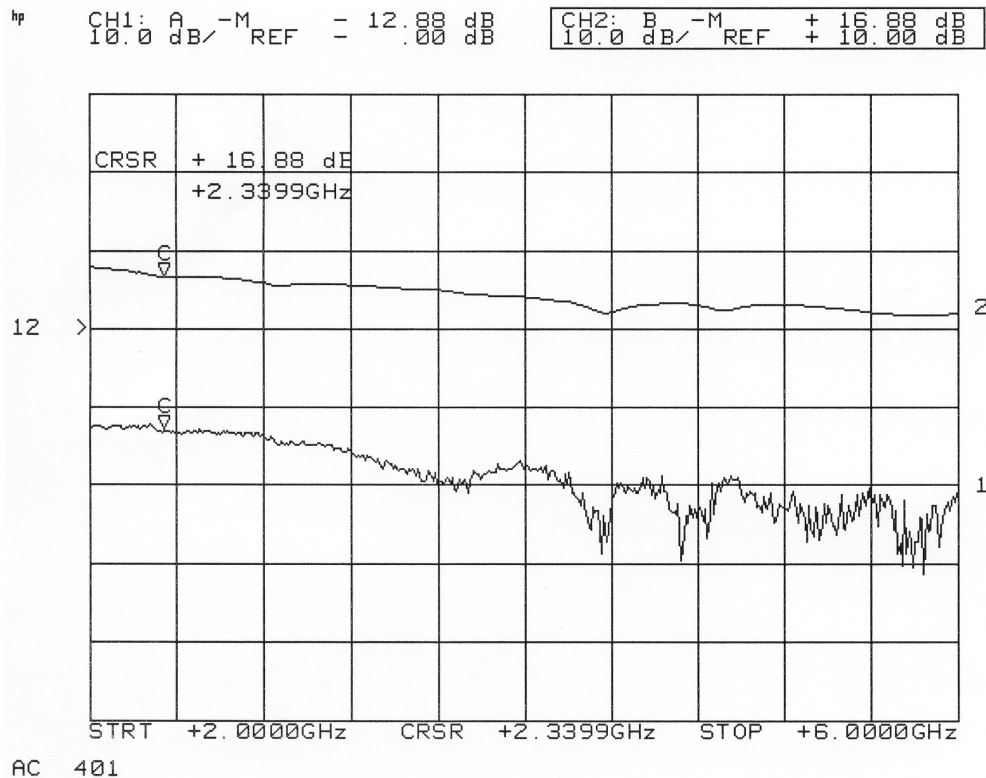
**Obr 28 :** Zesilovač ERA1 – schéma



Obr 29 : Zesilovač ERA3 – schéma



Obr 30 : Zesilovač ERA1

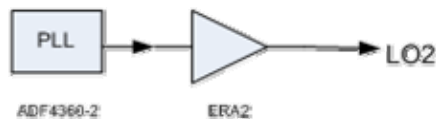


Obr 31 : Zesilovač ERA3

### 3.8. 2. místní oscilátor

Tento konstrukční blok používá stavební prvky popsané již v předešlých kapitolách. Blokové schéma **Obr 32**. K syntéze kmitočtu používá syntetizátor ADF4360-2, který pracuje na stabilním kmitočtu 2212,86 MHz. Schéma zapojení a veškeré konstrukční parametry jsou shodné jako v kapitole 3.6.1, jediným rozdílem je typ osazeného čipu vhodný pro danou frekvenci. Výstup syntetizátoru je posílen na požadovanou vstupní úroveň směšovače zesilovačem ERA2<sup>1</sup>. Schéma a charakteristika zesilovače jsou na **Obr 23** a **Obr 24**.

Výstupní úroveň po zesílení je přibližně +10 dBm, což je dostatečná hodnota pro použitý směšovač. Úroveň vyšších harmonických je vhodně potlačena klesající charakteristikou zesilovače.

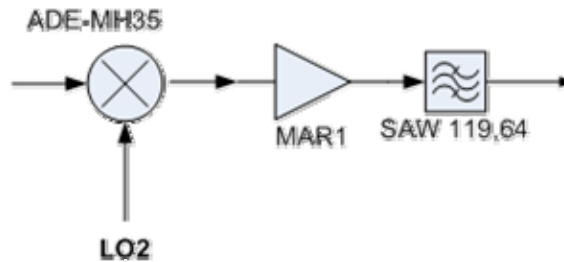


Obr 32 : Blokové schéma 2. místního oscilátoru

<sup>1</sup> Tentokrát již stačí menší zesílení, protože bereme silný základní kmitočet syntetizátoru a ne druhou harmonickou jako v případě 1. místního oscilátoru.

### 3.9. 2. mezifrekvenční stupeň

Druhý mezifrekvenční stupeň je velmi podobný prvnímu. Skládá se z 2. místního oscilátoru, směšovače ADE-MH35 firmy Minicircuits<sup>1</sup>, zesilovače MAR1 od Minicircuits a pásmového SAW filtru TB0196A od firmy Taisaw (**Obr 33**).



Obr 33 : Blokové schéma 2. mezifrekvenčního stupně

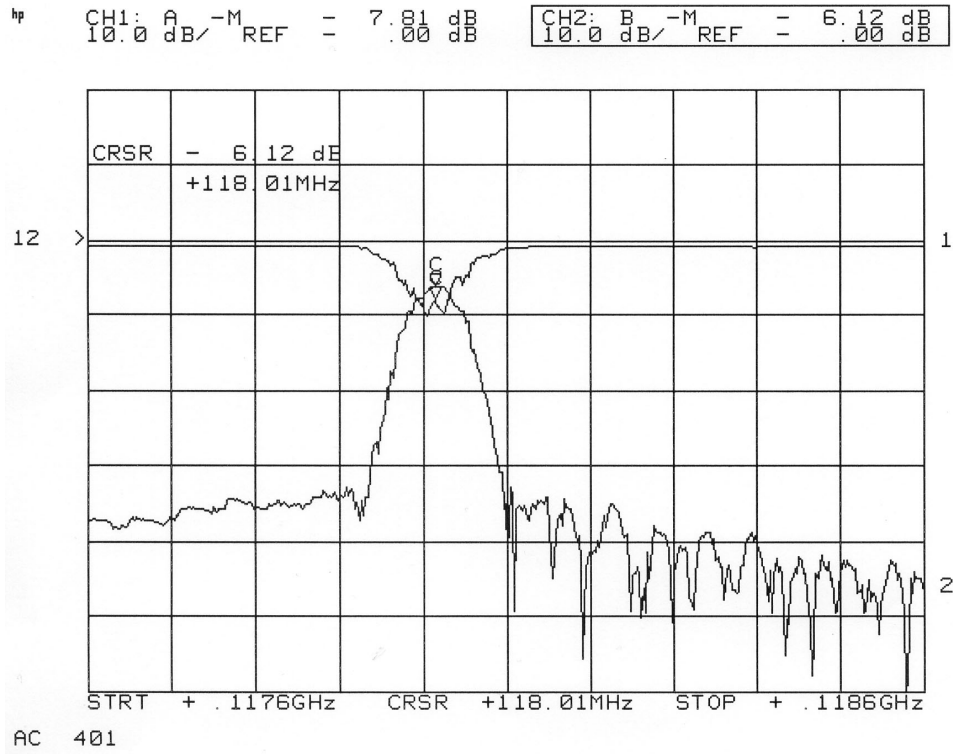
V tomto stupni je již stabilní první mezifrekvenční kmitočet 2332,5 MHz nasměšován na nižší kmitočet 119,64 MHz. Na tomto nižším kmitočtu je možné provést již dostatečně úzkou filtraci a následnou detekci signálu.

Filtr TB0196A má 3dB šířku pásma pouhých 30 kHz, na 30 dB je šířka okolo 150 kHz (**Obr 34**). Toto je již postačující selektivita pro naši aplikaci, která umožňuje izolovat jednotlivé detekované vysílače. V širším pásmu poskytuje filtru útlum okolo 40 dB. Charakteristika vykazuje horší parametry než udává katalogový list. Je to pravděpodobně zapříčiněno špatnými přizpůsobovacími obvody<sup>2</sup>.

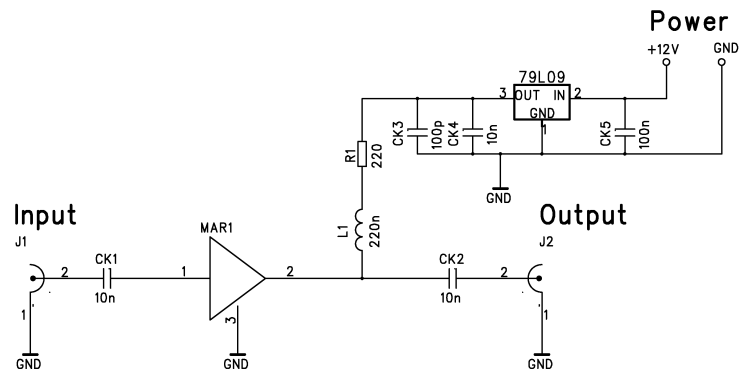
Zesilovač MAR1 poskytuje na této frekvenci (119,64 MHz) zesílení okolo 20dB. Po tomto finálním zesílení má signál již vyhovující úroveň pro následnou detekci. Schéma a charakteristika zesilovače jsou na **Obr 35** a **Obr 36**.

<sup>1</sup> Shodné s parametry ADE-MH42 použitým při prvním směšování, pouze pásmo použitelnosti je pouze do 3500 MHz.

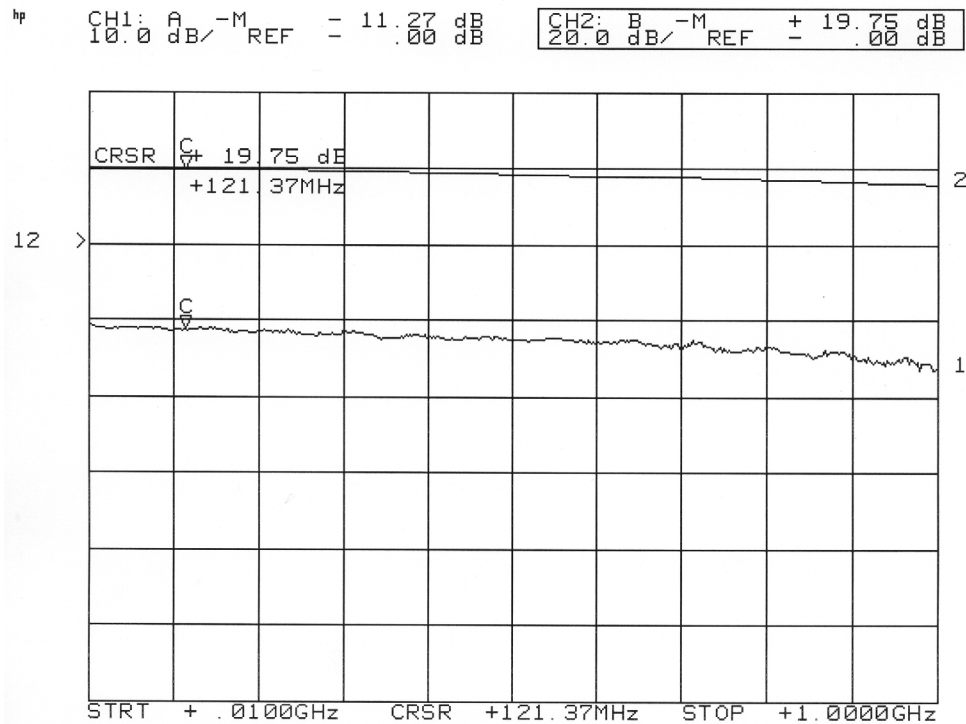
<sup>2</sup> Katalogový list udává jako přizpůsobovací obvody kombinaci 180nH indukčnosti a 4pF kapacity. Realizovaný filtr používá kapacity 4,2pF a 150nH běžně dostupné levné radiální cívky, které ovšem už na tomto kmitočtu nemají ideální parametry.



Obr 34 : Filtr Taisaw TB0196A



Obr 35 : Zesilovač MAR1 - schéma



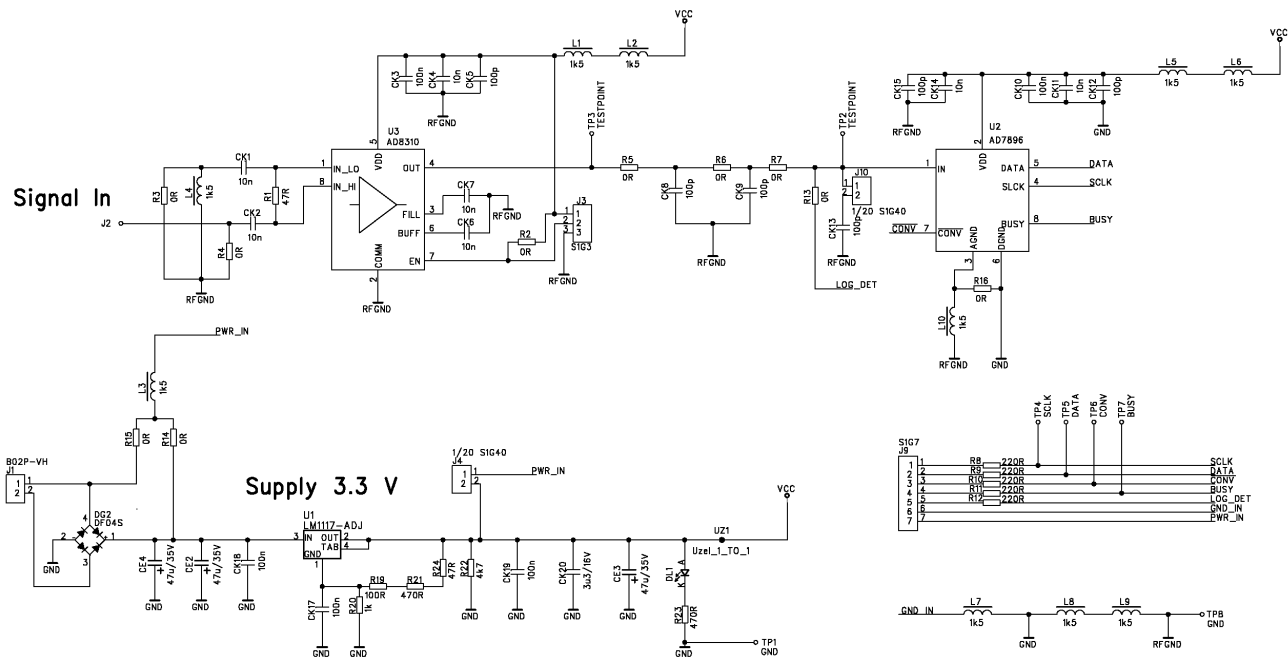
Obr 36 : Zesilovač MAR1 - charakteristika

### 3.10. Logaritmický zesilovač a AD převodník

Poslední stupněm v přijímacím řetězci je detekce signálu a jeho převod do digitální podoby. Tato finální sekce byla realizovaná na společném plošném spoji pro ušetření materiálu a konstrukční práce.

Deska byla opět navrhována s ohledem na maximální modularitu a možnost použití i jako samostatného detektoru (**Obr 37**). Obsahuje vlastní usměrňovač a stabilizátor, což umožňuje velkou variabilitu vstupních napájení. Deska rovněž obsahuje množství konfiguračních přepínačů (jumperů) a nulových odporů, které umožňují přepínání mezi různými způsoby napájení, použití logaritmického zesilovače a AD převodníku nezávisle na sobě a v neposlední řadě monitorování výstupních signálů v různých částí desky. Po předchozích negativních zkušenostech při manuální výrobě syntetizátoru byla výroba rovnou zadána profesionální firmě. Toto řešení se vyplatilo. Při ožívování desky nenastaly žádné problémy a logaritmický zesilovač i AD převodník vykazují parametry odpovídající katalogovým údajům.





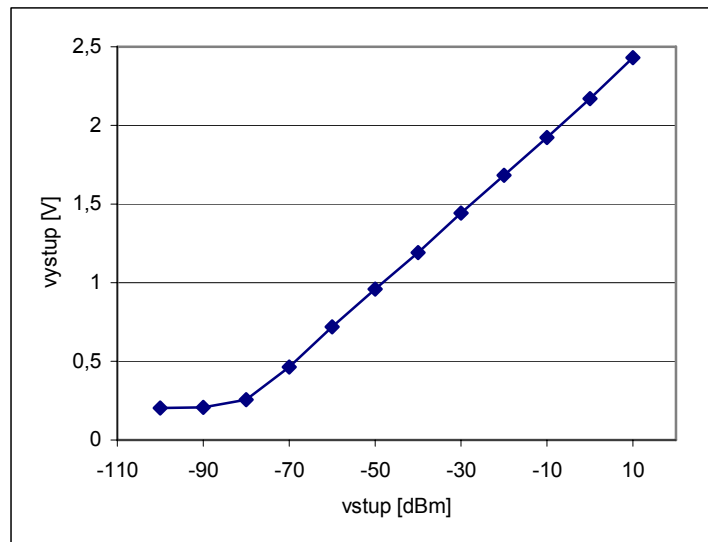
Obr 37 : Logaritmičeský detektor a AD převodník - schéma

### 3.10.1. Logaritmičeský zesilovač

Na místě logaritmičeského zesilovače je použit čip AD8310 od Analog Devices. Katalogový list udává dynamický rozsah 100 dB a pracovní kmitočet do 440 MHz. Prakticky je vysoce lineární charakteristika v rozsahu cca 80 dB, což s ohledem na požadovaný dynamický rozsah 60 dB je více než dostatečné. Logaritmičeský zesilovač je více než zesilovač spíše logaritmičeský převodník napětí, který používá kaskádu nelineárních zesilovačů ke kompresi lineární charakteristiky do logaritmičeské<sup>1</sup>. Neměří tedy vstupní výkon, ale vstupní napětí! Pro správnou detekci výkonu je tedy třeba zajistit odpovídající převod výkonu na napětí, tedy zakončení vstupního signálu na nominální hodnotě použité impedance 50Ω. Paralelní kombinace vstupního odporu zesilovače a zakončovacího odporu by tedy měla tvořit 50Ω. Při uvažování vstupního odporu zesilovače vychází optimální zakončovací odpor 52,8 Ω. Vzhledem k dostupným součástkám je na desce použit zakončovací odpor 47Ω (R1). Chyba takto způsobená je zanedbatelná.

Na **Obr 38** je změřená charakteristika realizovaného zesilovače pro vstupní signál na 120 MHz (frekvence, na které bude probíhat detekce). Z průběhu charakteristiky je patrné, že lineární oblast použitelnosti je od úrovně vstupního signálu -70dBm až do +10dBm, která bude transformována na napětí v rozmezí 0,5 – 2,5 V.

<sup>1</sup> Popis činnosti lze nalézt např. ve firemní dokumentaci Analog Devices



Obr 38 : AD8310 - převodní charakteristika

### 3.10.2. AD převodník

Pro převod do digitální podoby je použit AD převodník AD7896 firmy Analog Devices. AD7896 je jednobitový 12bitový AD převodník s postupnou aproximací a SPI sériovým rozhraním. Převodník je velmi kompaktní a potřebuje minimum externích komponent. Obsahuje vnitřní stabilizátor referenční úrovně, která je rovna napájecímu napětí. Maximální propustnost je až 100ks/s.

Při napájecím napětí desky 3,3 V je s ohledem na převodní charakteristiku logaritmického zesilovače (0,5 – 2,5 V) použitelné rozlišení převodníku přibližně mezi 600 a 3100 vzorkem, tedy rozsah 2500 vzorku. Tato hodnota nám dává při dynamickém rozsahu 80dB rozlišení 31,25 vzorku na dB , což i při nejistotě nejnižších bitů umožňuje rozlišení na desetiny decibelu.

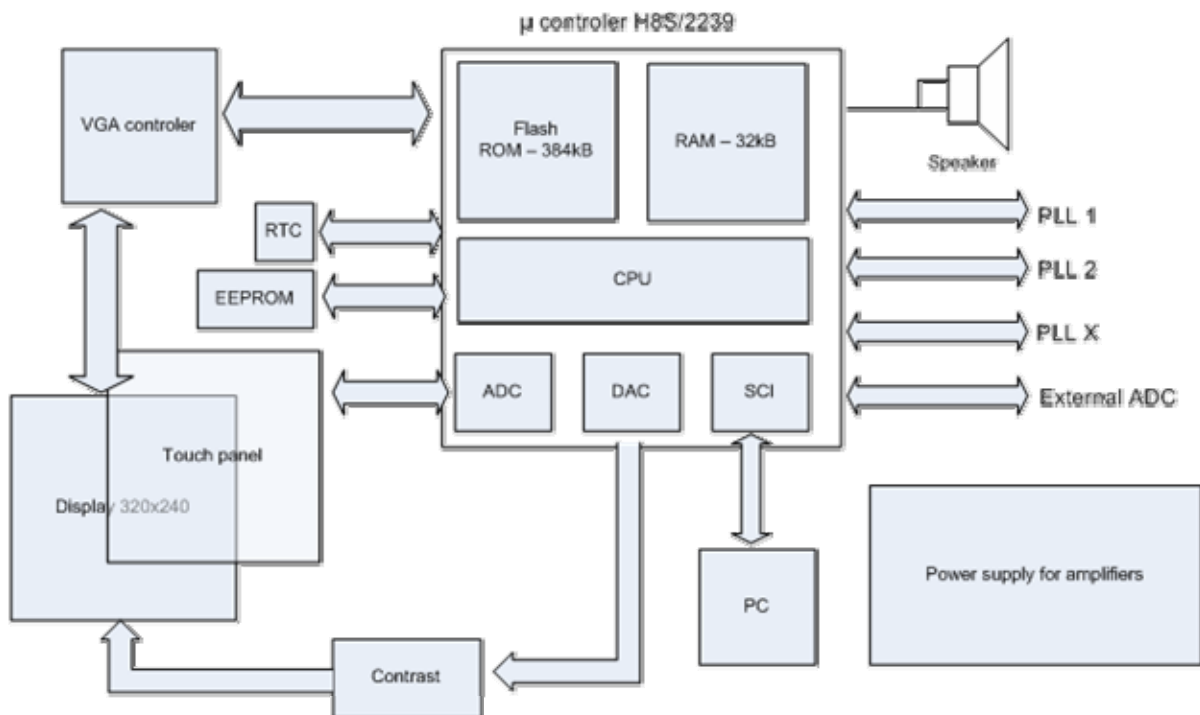
Komunikace s převodníkem probíhá pomocí čtyř vodičů. Převod se spouští sestupnou hranou signálu CONV. Probíhající převod čip indikuje stavem HIGH na vodiči BUSY. Vzhledem k rychlosti převodu (8  $\mu$ s) a relativně pomalému mikrokontroléru, který převodník obsluhuje, není tento signál využíván. Přenos dat probíhá jednosměrným sériovým protokolem SPI. Po každém převodu vyšle mikrokontrolér 16 hodinových pulzů CLK a převodník vrátí po lince DATA převedené slovo. Jelikož je převodník 12 bitový začíná každé slovo čtyřmi úvodními nulami.

Na desce je mezi logaritmickým zesilovačem a AD převodníkem připravena pozice na dodatečný video filtr (R5,R6,R7,CK8,CK9). Tento filtr nebyl nakonec ve finálním systému použit a je nahrazen nulovými odpory.

### 3.11. Řídící mikrokontrolér a zobrazovací jednotka

V dostupném čase a se zdroji, kterými disponuje fakulta, nebylo možné navrhnout odpovídající řídicí systém šitý na míru dané aplikaci. Místo pracného, zdlouhavého a nákladného návrhu jsem pro řízení celého systému použil mírně upravený systém, který jsem vytvořil pro firmu Medical Technologies. Konkrétní realizace a schéma řídicí jednotky jsou firemním tajemstvím, proto zde budou uvedena pouze bloková schémata a informace, k jejichž zveřejnění dala firma souhlas.

Blokové schéma řídicí jednotky je na **Obr 39**. Jednotka obsahuje grafický display 320x240 bodů vybavený dotykovým panelem a desku s řídicí elektronikou. Řídící deska byla modifikována a byly z ní vyvedeny výstupy umožňující řízení desek syntetizátorů a detektoru. Rovněž bylo vyvedeno napájení, které umožňuje připojení všech zesilovačů v systému a značně tak ulehčuje montáž (nejsou nutné externí zdroje).



Obr 39 : Řídící jednotka - blokové schéma

Srdcem celého systému je 16 bitový mikrokontroler H8S/2239 firmy Renesas. Čip obsahuje kompletní řadu periférií a je schopen provozu s minimem externích komponentů. Obsahuje flash paměť ROM o velikosti 384 kB, 32 kB paměti RAM , CPU jádro H8S/2000

s 32 bitovou architekturou (ostatní periférie jsou 16 bitové) , DMA řadič , DTC řadič , šest kanálů 16 bitových čítačů/pulzních generátorů , čtyři kanály 8 bitových čítačů, čtyři sériové kanály , osmikanálový 10 bitový AD převodník a dva 8 bitové DA převodníky. Maximální provozní kmitočet je 20 MHz. Na desce je použit krystal 18,432 MHz, při kterém dává mikrokontrolér výkon přibližně 18 MIPS.

Grafické rozhraní zprostředkovává VGA řadič SED1374 firmy Epson, který je propojen s procesorem 16 bitovou sběrnicí. VGA řadič obsahuje 40 kB video RAM, které jsou přímo adresovatelné. Pro černobíle zobrazení (které systém používá) je každý bajt mapován na řádek 8 sousedících pixelů a je tedy použito  $512 \times 240 / 8 = 15360$  bajtů<sup>1</sup> video RAM. Tato video RAM je transformována přes tabulku barev (LUT) a s obnovovací frekvencí 70 Hz zapisována do displeje.

Na desce je dále k mikrokontroléru zapojen dotykový panel do interního AD převodníku, řízení kontrastu displeje pomocí interního DA převodníku, piezoelektrický měnič pro generování zvuku, paměť EEPROM o velikosti 8kB pro uložení dat při vypnutém napájení, čip reálného času (RTC) s vlastním krystalem a baterií a převodník úrovní na RS232 pro připojení k PC.

Na desce byly provedeny drobné modifikace zapojení, které umožnily vyvést nevyužité piny mikrokontroléru a použít je pro řízení syntetizátorů a desky detektoru. Všechny syntetizátory mají společné vodiče CLK a DATA. Rozlišení mezi jednotlivými syntetizátory se provádí aktivačním vodičem LE<sup>2</sup>, který má každý syntetizátor unikátní. Jedinečné pro každý syntetizátor jsou rovněž vodiče MUX, pomocí nichž se indikuje zasynchronizování syntetizátorů. Připojení detektoru (externího AD převodníku) je pomocí tří signálů CLK, DATA a CONV.

Deska kromě digitálních obvodů obsahuje rovněž několik zdrojů, které poskytují různé napájení pro různé části desky. Při manipulaci s deskou pod napětím je třeba dbát zvýšené opatrnosti, protože obsahuje rovněž zdroj 200V pro výbojku displeje. Deska předpokládá připojení stejnosměrného stabilizovaného napájení 12V. Toto napájení je dále rozvedeno a poskytnuto na výstupních svorkách pro připojení zesilovačů. Syntetizátorům a detektoru je rovněž přivedeno napájení 12V.

---

<sup>1</sup> místo 320x240 se využívá virtuální obrazovky 512x240 bodů pro urychlení výpočtu souřadnic. Při násobení 512 jde pouze o rotaci o 9 bitů, zatímco násobení 320 je mnohem více výpočetně náročné.

<sup>2</sup> S pulzem na tomto vodiči proběhne v ADF4360 přepsání z vstupního posuvného registru do vnitřních funkčních registrů čipu. Pokud není pulz přijat je vstupní posuvný registr přepsán novými hodnotami.

### **3.12. Mechanické zpracování**

Celé zařízení bylo realizováno pouze do fáze funkčních jednotlivých stavebních bloků, čemuž odpovídá i výsledné mechanické zpracování. V podstatě se jedná pouze o fixaci jednotlivých částí k sobě pro usnadnění manipulace. Jednotlivé krabičky vysokofrekvenční části byly připevněny na kovovou podložku a pospojovány SMA propojkami nebo kabely (viz 10.3.1). Řídicí jednotka byla umístěna do plastové krabičky (viz. 10.3.2). Na zadní straně bylo vyvedeno množství konektorů pro připojení syntetizátorů, detektoru a PC (zapojení viz. 10.1). Na zadní straně je rovněž vyvedeno 8x napájení 12V, které umožňuje připojení zesilovačů a vstup napájení. Jako napájení byl použit běžný 12 voltový adapter, který se připojí k síti.

## 4. Řídící software

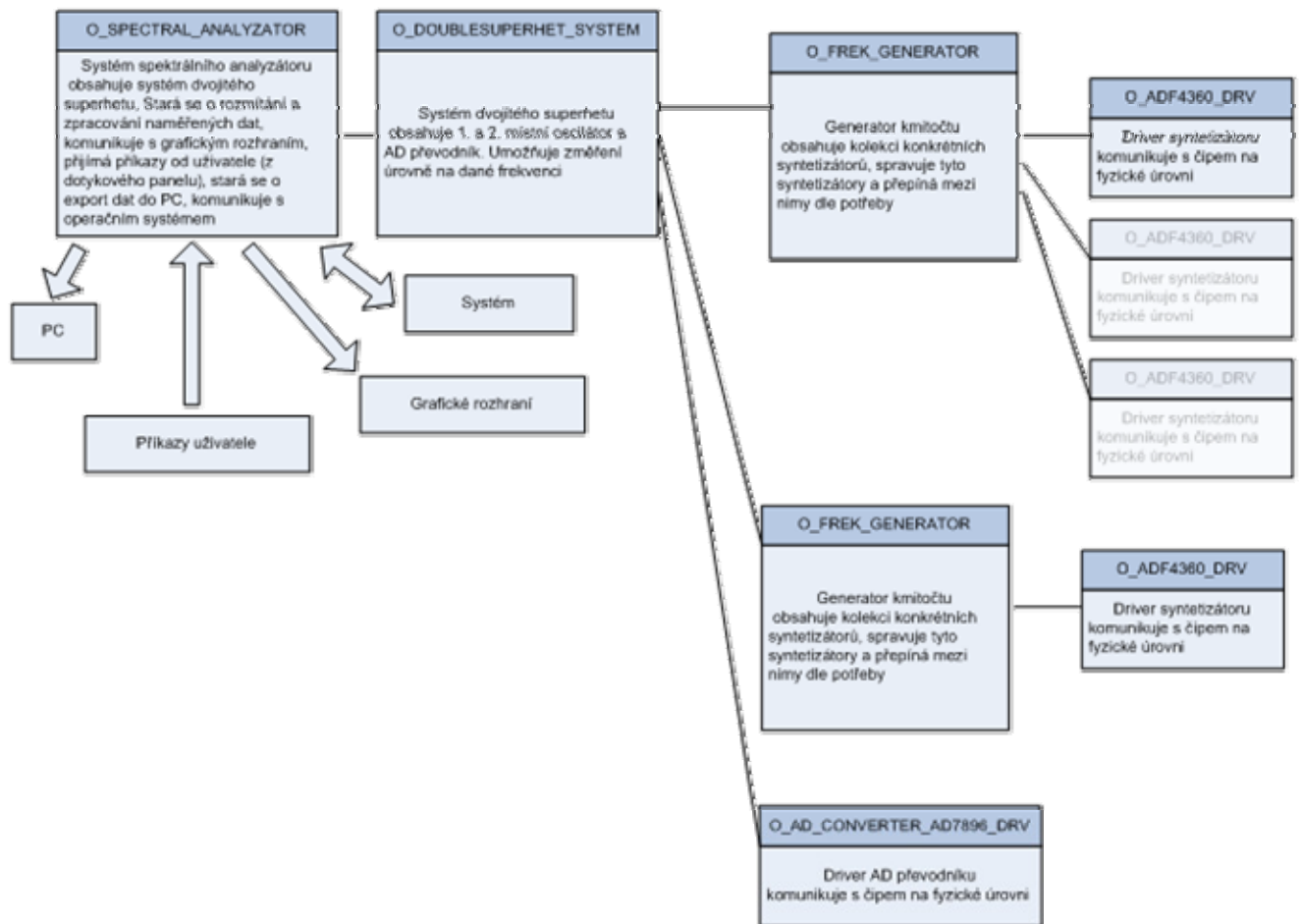
Pro zvýšení funkčnosti a uživatelské přívětivosti byly opět využity zdroje firmy Medical Technologies. Výsledný software obsahuje grafické knihovny, drivery a operační jádro, které je předmětem firemního tajemství a nebude zde popsáno. Speciálně pro tento systém byly vytvořeny pouze drivery pro syntetizátor ADF4360, AD převodník AD7896 a kód zajišťující samotné měření, i tak se ale jedná o téměř 10 tisíc řádek kódu.

Jako vývojové prostředí byl použit vývojový systém HEW1.3 firmy Renesas určený pro firmou vyráběné mikrokontrolery. Veškeré kódy jsou napsány objektově v jazyce C++. Kódy vytvořené speciálně pro tento projekt jsou dostupné na přiloženém CD.

Software je uložen v mikrokontroleru na interní FLASH paměti a je možné ho libovolně přehrávat pomocí vyvedené sériové linky (stejný konektor jako pro export dat do PC)

### 4.1. Struktura programu a objektový model

Na **Obr 40** je zjednodušené schéma objektového modelu. V systému existují instance jednotlivých syntetizátorů ADF4360 (průhledné jsou původně plánované syntetizátory které nakonec nebyly realizovány), které komunikují a provádějí nastavení čipů na fyzické úrovni a zprostředkovávají vyšším vrstvám univerzální funkci *SetFrequency*. Jednotlivé čipy zpravuje objekt *O\_FREK\_GENERATOR*, který sjednocuje několik jednotlivých syntetizátorů, zajišťuje přepínání mezi nimi a vyšším strukturám opět poskytuje funkci *SetFrequency*. Zapouzdření měřicího systému tvoří objekt *O\_DOUBLE\_SUPERHET\_SYSTEM*, který v podstatě reprezentuje veškerý obsluhovaný hardware, tedy 1. místní oscilátor v podobě jednoho frekvenčního generátoru, 2. místní oscilátor realizovaný druhým generátorem a detektor s AD převodníkem (*O\_AD\_CONVERTER\_AD7896\_DRV*) a má implementovanou funkci *GetMeasuredValue(Frequency)* která provede kompletní měření na daném frekvenčním kanálu. O řízení samotného měření se stará objekt *O\_SPEKTRAL\_ANALYZATOR*, který provádí rozmítání frekvence a zpracovává naměřené hodnoty. Zpracované hodnoty potom poskytuje dále k zobrazení grafickému rozhraní a online exportu do PC. Rovněž upravuje parametry měření podle zadaných příkazů a komunikuje s operačním jádrem.



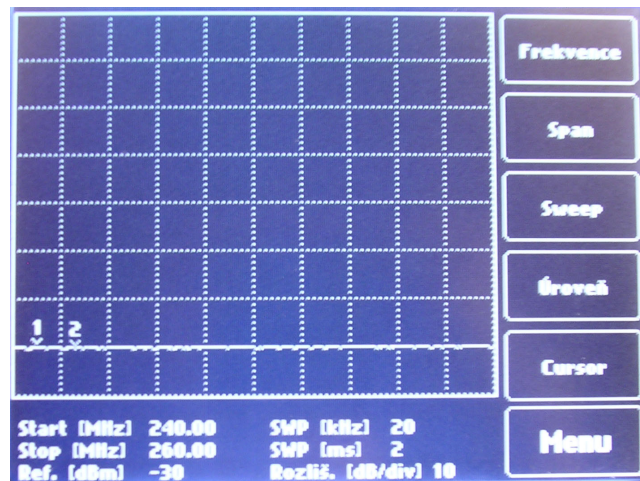
Obr 40 : Objektový model - zjednodušené schéma

## 4.2. Popis Softwaru

Software má celou paletu funkcí. Byla snaha o implementaci stejné logiky ovládání jako mají spektrální analyzátoři, protože přístroj v principu spektrální analyzátor je.

### 4.2.1. Měřicí funkce

Hlavní obrazovka obsahuje okno s naměřeným spektrem, údaje o právě probíhajícím měření a ovládací prvky (**Obr 41**).



Obr 41: Hlavní obrazovka

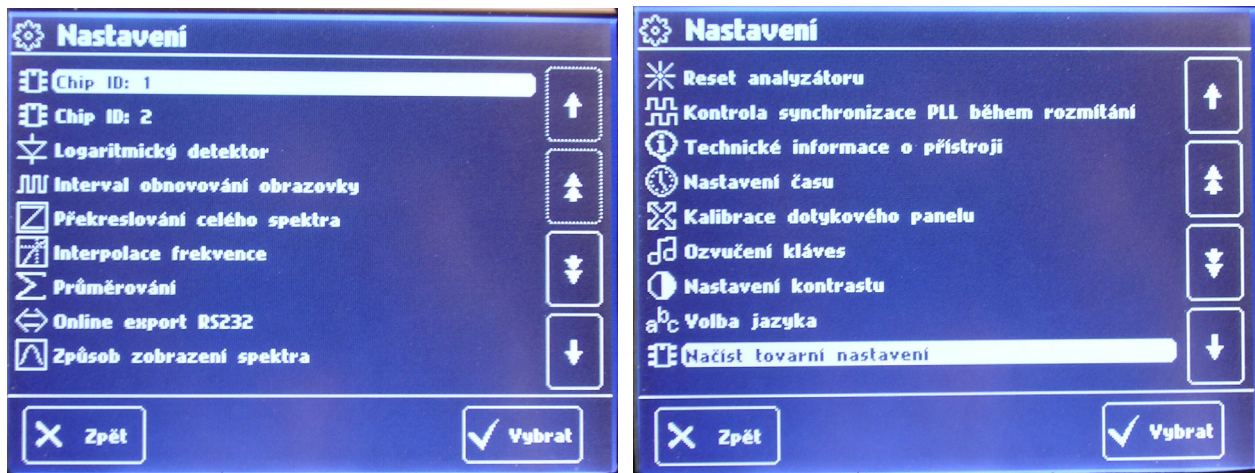
V grafu se zobrazuje změřené spektrum, dle nastavených hodnot Start a Stop frekvence a zvoleného rozlišení a referenční úrovně. Dolní lišta informuje o aktuální frekvenčním rozsahu (Start a Stop frekvence), referenční úrovni a rozlišení na dílek. Dále jsou dostupné informace o rozmítání: frekvenční krok rozmítání a doba trvání jednoho frekvenčního kroku. Pokud jsme v modu kurzorů, jsou zobrazeny frekvence a úrovně jednotlivých ukazatelů.

Ovládání umožňuje zadat rozsah měřených frekvencí, a to buď pomocí Start, Stop či Center frekvence, nebo pomocí spanu. Lze měnit parametry rozmítání, jmenovitě ladící krok a rychlost ladění případně lze aktivovat manuální rozmítání<sup>1</sup>. Po zapnutí má ale přístroj tyto hodnoty optimálně nastaveny, proto jejich změna není doporučena. Zobrazení spektra lze upravit pomocí nastavení referenční úrovně (zadávaná hodnota je v -dBm!) a volby rozlišení 1,2,5,10 nebo 20 dB na dílek. Odečítání hodnot jednotlivých frekvenčních bodů umožňuje dvojice kurzorů, které disponují funkcí nalezení prvního a druhého maxima (Peak search).

Další nastavení související s měřením nalezneme po vstupu do menu (**Obr 42**).

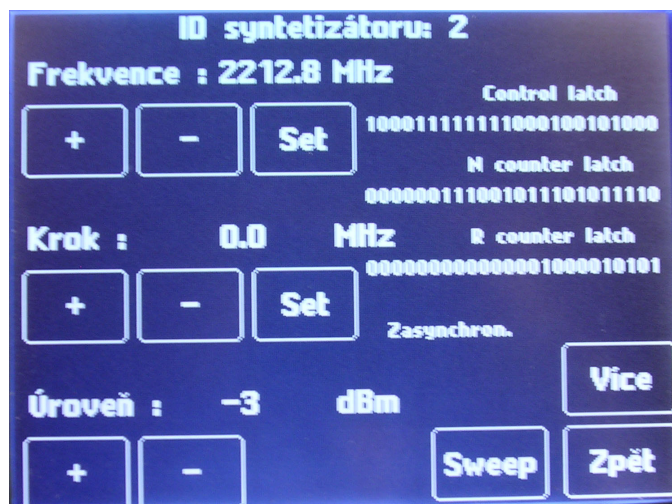
<sup>1</sup> Použito hlavně při ladění softwaru. Měření na každé frekvenci je nutné potvrdit stiskem klávesy. Na obrazovce je zobrazen aktuální naladěný kmitočet, kmitočty jednotlivých syntetizátorů a naměřená úroveň.





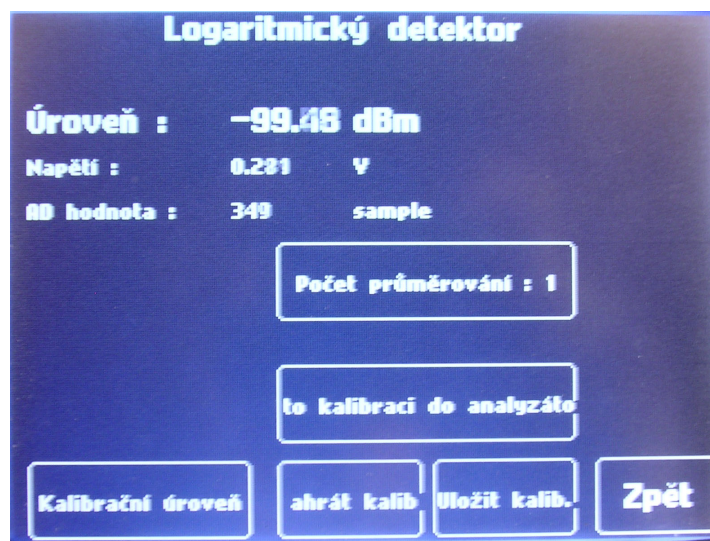
Obr 42 : Hlavní menu

Je možné přistupovat přímo k jednotlivým syntetizátorům a využít je tak třeba jako nezávislý generátor (stačí vybrat požadovaný čip z menu). Na stránce syntetizátoru (**Obr 43**) je možnost zadat požadovanou výstupní úroveň, ladící krok a výstupní frekvenci. Vpravo nahoře jsou zobrazeny hodnoty registrů nahrávaných do čipu. Tlačítkem **Více** se dostaneme k nastavení parametrů syntetizátoru a je možné tak experimentovat s hardwarovým nastavením čipu (více informací v katalogovém listu) . Změny, které zde provedeme budou aktivní i při opuštění stránky modulu generátoru. Návrat do původního stavu lze resetem řídicí desky. Tlačítkem **Sweep** se dostaneme na stránku, kde je možné použít generátor v rozmítaném režimu.



Obr 43 : Modul samostatného syntetizátoru

Jako samostatný modul (**Obr 44**) lze využít i logaritmický detektor (položka **Logaritmický detektor** v menu). Pro správné měření je třeba detektor nakalibrovat. To provedeme přivedením signálu o známé úrovni na vstup detektoru<sup>1</sup>, kalibraci nastavíme stiskem tlačítka **Kalibrační úroveň** a zadáním hodnoty vstupní úrovně. K dispozici jsou 3 pozice pro uložení různých kalibračních úrovní<sup>2</sup>, které je možno libovolně ukládat a načítat. Tlačítkem **Tuto kalibraci do analyzátoru** se aktuální kalibrační úroveň nastaví jako kalibrace pro měřicí systém. Měřené výsledky je rovněž možno průměrovat a eliminovat tak drobné fluktuace.



Obr 44 : Modul samostatného detektoru

Položky menu **Interval obnovování obrazovky** a **Překreslování celého spektra** ovlivňují zatížení procesoru souvisejícím s výpočty zobrazovaného spektra. První položka nastavuje periodu s jakou se spektrum překresluje. Jako dostačující se mi jeví hodnota 500 ms. Rozhodně ale nedoporučuji nastavovat méně než 200 ms, kdy je procesor přetížen překreslováním a selhává odezva na zadávané příkazy. Druhá volba určuje, zda se bude překreslovat vždy celé spektrum nebo pouze místa, kde došlo ke změně<sup>3</sup>.

<sup>1</sup> Signál musí být v pásmu použitelnosti detektoru. Katalogový list udává maximální frekvenci 440 MHz, při ztrátě linearit lze ale detektor použít i výše.

<sup>2</sup> např. pokud jednou budeme používat detektor samotný a jindy třeba se vstupním předzesilovačem nebo atenuátorem.

<sup>3</sup> Logicky pokud překreslujeme pouze místa, kde došlo ke změně, je potřeba méně výpočetního výkonu. Bohužel algoritmus vyhledávání oblastí, které je třeba překreslit se mi nepodařilo plně doladit a občas po sobě zanechává stopy předchozích signálů. Pokud tedy chceme perfektní bezchybné zobrazení, je dobré zvolit překreslování celého spektra.

Nejdůležitější položkou nastavení je **Interpolace Frekvence**, která umožňuje dosažení jemnějšího ladícího kroku na principu popsaném v 3.4. Vyřazení této funkce má smysl pouze v případě, že chceme syntetizátory používat jako samostatné moduly, v jiném případě znemožní dostatečně přesné naladění frekvence a změřené hodnoty budou nesmyslné!

Pro měření je možné zvolit průměrování (položka **Průměrování**). Při průměrování dochází v každém frekvenčním bodu k nastavenému počtu AD převodů a výsledek je stanoven jako jejich průměr. AD převody jsou velmi rychlé proto prodloužení rozmítací doby vlivem průměrování je neznatelné. Toto průměrování nelze zaměňovat s průměrováním spektra přes jednotlivé rozmítání!

Poslední volbou ovlivňující měření je položka **Kontrola synchronizace PLL během romítání**. Pokud je zapnuto je při naladění každého frekvenčního kanálu provedena kontrola zda jsou oba oscilátory zasynchronizovány. Pokud nejsou, dojde k jejich reinicializaci a opětovnému nahrání správných hodnot.

#### 4.2.2. Nastavení přístroje

Další položky z menu nastavují parametry přístroje. Jsou velmi intuitivní, proto popíšu jenom některé z nich.

Volba **Online export RS232**, zapne online export měřeným údajů přes sériovou linku. K přístroji je možno připojit PC pomocí standardního sériového rozhraní. Export probíhá v modu 38400 baudu za sekundu, 8 data bitů, 1 stop bit, žádná parita. Exportovaná data jsou v ASCII formátu. Každé rozmítání je uvozeno údaji o aktuálním nastavení (př. start=75000 stop=125000 sweep=20 cal=3234), start frekvence, stop frekvence, ladící krok (vše v kHz), poslední údaj představuje hodnotu, která odpovídá při nastavené kalibraci úrovni 0 dBm. Následuje sekvence změřených hodnot v jednotlivých frekvenčních bodech<sup>1</sup>.

---

<sup>1</sup> Exportovaná data jsou přímo hodnoty vyčtené z AD převodníku (případně zprůměrované, pokud je tato volba zapnuta) a pro korektní zobrazení je třeba je dále upravit podle vztahu  $\text{úroveň}[\text{dBm}] = (\text{hodnota} - \text{cal})/29$

**Kalibrace dotykového panelu** spustí kalibraci dotykového panelu. Nejdříve se čeká, až nebude dotykový panel vykazovat žádný stisk<sup>1</sup>. Poté je nutné provést dva stisky v protilehlých rozích do naznačených čtverečků. Následně je možné novou kalibraci vyzkoušet. Kalibrace se uloží a ukončí stiskem čtverečku uprostřed obrazovky. Pokud nebude dotykový panel vykazovat žádný dotyk po dobu ochranného intervalu, předpokládá se, že kalibrace se nezdařila a bude restartována. Kalibraci je možné provést rovněž ihned po restartu přístroje. Pokud při startu přístroje bude detekován jakýkoli dotyk, začne odpočítávání (lze přerušit a pokračovat v běžném spuštění), po kterém se spustí kalibrace<sup>2</sup>.

**Ozvučení kláves** umožňuje zapnout zvukovou signalizaci stisku klávesy. Bohužel piezoelektrický měnič má při těchto pulzech relativně velký odběr a způsobuje fluktuaci napájecího napětí, které mělo občas za následek ztrátu synchronizace syntetizátorů.

**Nastavení jazyka** umožňuje volbu jazyka, který přístroj používá. K dispozici je anglická a česká verze<sup>3</sup>.

---

<sup>1</sup> Pozor na předměty položené na displeji či nečistoty, které mohou být vzpříčeny mezi krycím platem a dotykovým panelem a způsobí jeho vyzkratování.

<sup>2</sup> Toto řešení je zvoleno, protože přístroj nemá žádná fyzická tlačítka a je nutno zajistit možnost překalibrování dotykového panelu i v případě že nastavená kalibrace je chybná.

<sup>3</sup> Vícejazyčná podpora je důsledek použitých knihoven firmy Medical Technologies, která je do softwaru pevně vestavěna a nepředstavovala žádné dodatečné programátorské úsilí v rámci diplomové práce.

## 5. Měření a dosažené výsledky

### 5.1. Měřicí přístroje a metody

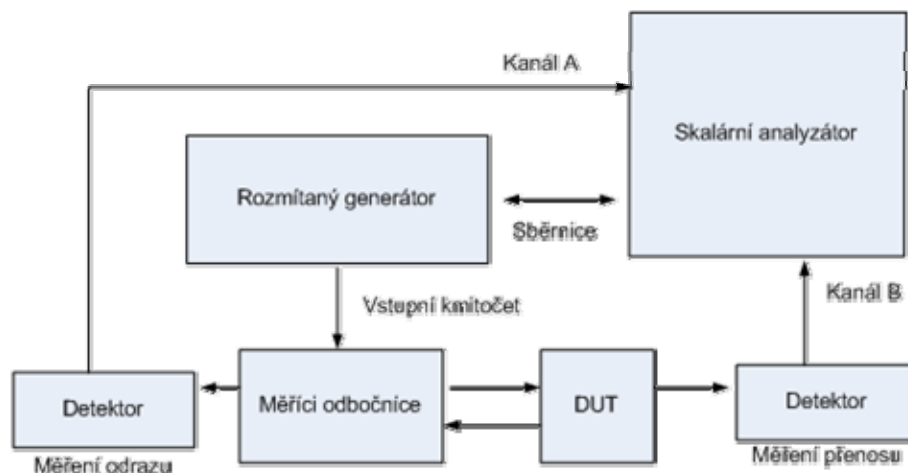
Během realizace diplomové práce jsem používal následující sadu přístrojů a zařízení:

- Skalární analyzátor HP8754E + generátor HP8350
- Spektrální analyzátor Advantest R3131A
- Digitální osciloskop Tektronix TDS 210
- Syntetizovaný generátor ELSY SG2000
- Laboratorní zdroje (různé)
- Multimetr (běžný typ)
- Notebook se softwarem ADF4360 pro ovládání demo boardů Analog Devices

Následuje stručný popis základních měřících postupů použitých při konstrukci přístroje.

#### 5.1.1. Měření přenosových charakteristik

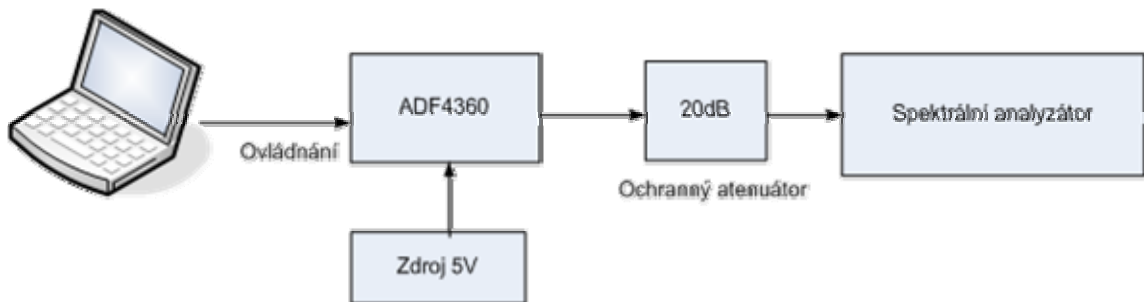
Pomocí skalárního analyzátoru byly proměřovány přenosové charakteristiky použitých filtrů, zesilovačů a jejich společné kombinace. Měření probíhala v konfiguraci dle **Obr 45**. Měřené objekty byly měřeny na odraz i přenos. Před každým měřením byl přístroj zkalibrován pro daný frekvenční rozsah pomocí zkratu, přizpůsobené koncovky a průchozího vedení.



Obr 45 : Měření přenosových charakteristik

### 5.1.2. Měření výstupního spektra syntetizátorů ADF4360

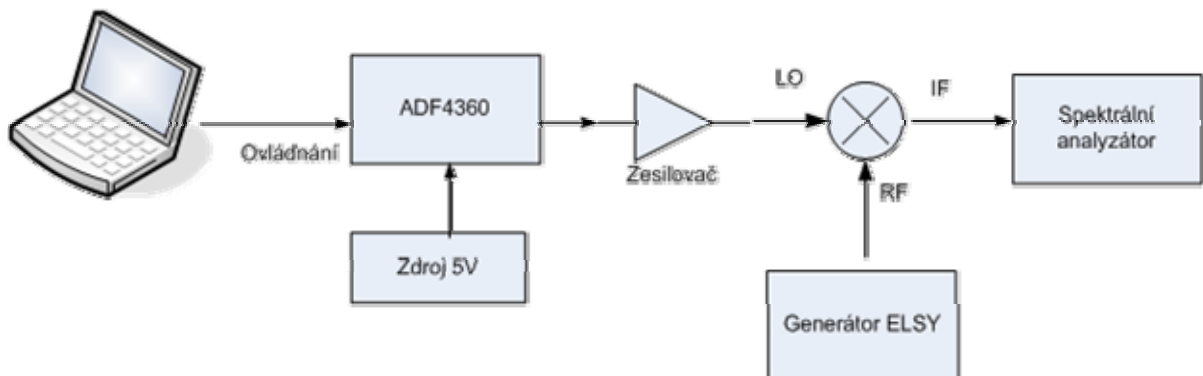
Výstupní frekvence, úrovně a čistoty spekter realizovaných syntetizátorů byly měřeny pomocí spektrálního analyzátoru. Pro ovládání syntetizátorů byl z počátku použit notebook s ovládacím demo softwarem ADF4360, který je volně k dispozici na stránkách Analog Devices, později již realizovaná řídicí jednotka. Schéma měření je na **Obr 46**.



Obr 46 : Měření výstupního spektra syntetizátorů ADF4360

### 5.1.3. Měření směšovačů

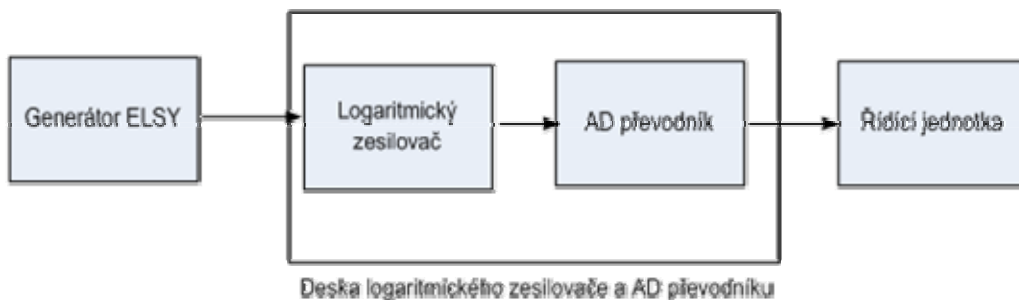
Při ověřování funkčnosti směšovačů byl použit spektrální analyzátor, generátor ELSY a funkční syntetizátor ADF4360 zesílen na potřebnou úroveň. Schéma měřicího zapojení na **Obr 47**. Tímto způsobem byl ověřen vznik požadovaných směšovacích produktů a konverzní ztráty směšovačů na kmitočtech používaných v přístroji.



Obr 47 : Měření směšovačů

#### 5.1.4. Měření převodní charakteristiky logaritmického zesilovače

Měření probíhalo dle zapojení na **Obr 48**. Touto metodou byl stanoven užitečný lineární rozsah zesilovače a empiricky zjištěny koeficienty pro přepočítání výsledků AD převodníku na vstupní úroveň, které jsou použity v ovládacím softwaru.



**Obr 48** : Měření charakteristiky logaritmického zesilovače

#### 5.1.5. Další měření

Další měření při konstrukci přístroje byla zejména měření signálu pomocí spektrálního analyzátoru v různých místech částečně sestaveného přijímacího řetězce, při použití generátoru ELSY jako zdroje signálu a monitorování řídicích signálů syntetizátorů a AD převodníku pomocí digitálního osciloskopu.

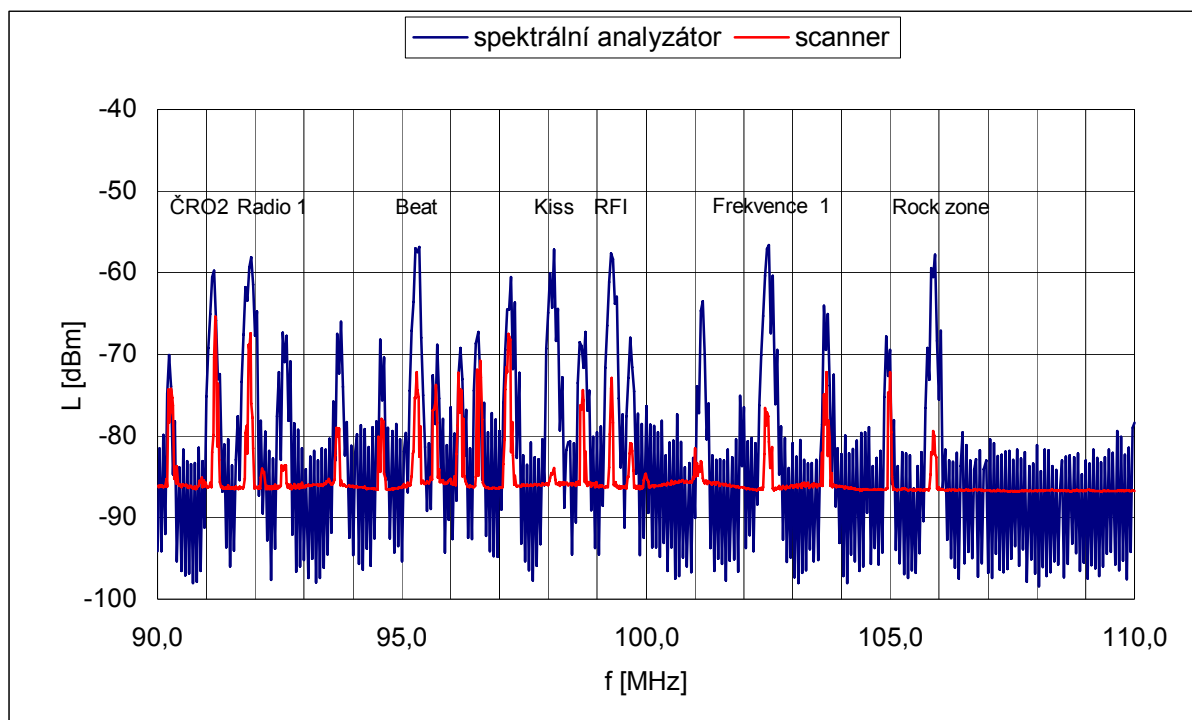


## 5.2. Zkušební měření

Po zprovoznění celého systému bylo provedeno několik zkušebních měření, pro ověření správné činnosti zařízení.

### 5.2.1. Měření v pásmu FM rádia

Jako první testovací signál jsem použil pásmo 90 – 110 MHz, kde jsou velmi markantní vysílače jednotlivých FM rádií. Při měření jsem porovnával spektrum změřené realizovaným přijímačem proti profesionálnímu spektrálnímu analyzátoru. Bohužel v době měření jsem neměl k dispozici měřicí anténu, abych mohl pro obě měření zachovat shodné geometrické rozložení. Jako přijímací anténa byl u obou přístrojů použit zhruba 20 cm dlouhý drát zastrčený do vstupního konektoru. Na **Obr 49** vidíme porovnání změřených spekter. Frekvence nalezených stanic se shodují, což považuji za malý úspěch. Rozdílným hodnotám naměřených úrovní bych nepřikládal velký význam, protože je silně závislá na geometrickém uspořádání měřicí antény a mění se s časem. Měření probíhalo v lokalitě Praha – Dejvice ve fakultní laboratoři.



Obr 49 : Zkušební měření v pásmu FM rádia

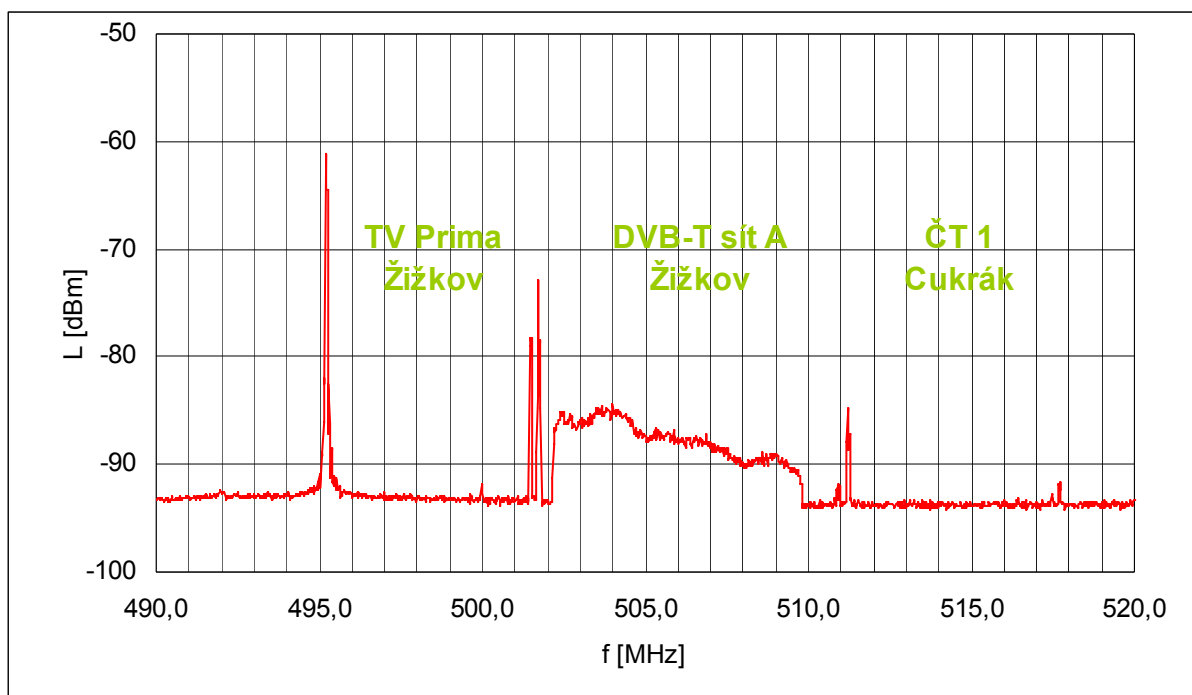


### 5.2.2. Měření televizních vysílačů

Dalším testovacím signálem v pásmu použitelnosti zařízení byli dobře definované signály televizních vysílačů okolo frekvence 500 MHz. Konkrétně se v Praze jedná o následující vysílače

- Kanál 24, 498 MHz, vysílač Praha Žižkov, analogová TV, TV Prima
- Kanál 25, 506 MHz, vysílač Praha Žižkov, DVB-T, síť A
- Kanál 26, 514 MHz, vysílač Cukrák, analogová TV, ČT 1

Na **Obr 50** vidíme změřené pásmo 490 až 520 MHz. Analogové vysílače mají markantní nosné obrazu a zvuku, zatímco DVB-T má signál rozprostřený přes celou šířku TV kanálu. Měření probíhalo v lokalitě Praha – Kamýk s přímou viditelností na vysílač Praha – Žižkov. Spektrální analyzátor pro referenční měření bohužel nebyl dispozici.



Obr 50 : Zkušební měření TV vysílačů

### 5.3. Rychlost měření

Rychlost celého systému je odvislá od rychlosti přeladování. Pro změření každého frekvenčního bodu je třeba nahrát do prvního syntetizátoru správné dělící poměry, počkat na zasynchronizování syntetizátoru, zkontrolovat zasynchronizování druhého syntetizátoru, počkat na ustálení pásmových filtrů, spuštění AD převodu a vyčtení převedené hodnoty. Syntetizátory mají dobu zasynchronizování okolo 0,5 ms, pak je nutné počkat další cca 1 ms<sup>1</sup> a teprve poté spustit AD převod. Bohužel řídicí mikrokontroler zdaleka neumožňuje komunikovat na tak vysoké rychlosti, kterou umožňují připojené periferie<sup>2</sup>, proto zápis dat do syntetizátoru a vyčtení dat z AD převodníku představují nezanedbatelný časový úsek. Reálná maximální rychlosti rozmitání, které jsem dosáhl, je přibližně 200 frekvenčních bodů za sekundu.

### 5.4. Známé problémy a omezení přístroje

Jako každý nový prototyp má i mnou vytvořené zařízení několik omezení a problémů, jichž jsem si vědom, ale z rozličných důvodů nebyly odstraněny.

- U desky syntetizátoru použité v prvním místním oscilátoru (ADF4360-5), dochází k výpadkům synchronizace a je nutné čip resetovat (provádí automaticky obslužný software). Občas se stává, že čip hlásí chybně zasynchronizovaný stav, i když tak ve skutečnosti není. V tomto případě je nutné přístroj manuálně resetovat pomocí položky v menu. V několika případech nepomohl ani manuální reset a bylo nutné podniknout nevědecké kroky k uvedení zpět do provozu<sup>3</sup>. Desky syntetizátorů byly původně vyrobeny jako zkušební vzorky a byly mnohdy vystaveny nešetrnému zacházení a nadlimitním podmínkám, je proto pravděpodobné, že mohlo dojít k poškození čipu.
- Nedoporučuji rozebírat řídicí desku a display. Během vývoje došlo díky mnohačetnému rozebírání a skládání k poškození datového konektoru a kabelu pro display a mohlo by dojít k jeho utržení.

---

<sup>1</sup> Stanoveno experimentálně. Systém fungoval i s kratším intervalem, ale vzhledem k trvání ostatních operací se mi jeví tato hodnota jako rozumný kompromis.

<sup>2</sup> Čipy ADF4360 mají maximální taktovací frekvenci (signál CLK) 20 MHz, AD převodník AD7896 10 MHz

<sup>3</sup> Někdy pomůže dotyk šroubovákem nebo měřicí sondou osciloskopu na zemnicí vodič, jindy je nutné celou desku odšroubovat a pořadně s ní zaklepat ☺, případně kombinace obojího.

- Ve změřeném spektru se objevují na jistých kmitočtech signály, i když na vstupu není přiveden žádný signál. Pravděpodobně se jedná o vazby a nežádoucí produkty směšování místních oscilátorů. Nalezení a odstranění tohoto problému je ovšem značně náročné.
- Pásmový filtr v 2. mezifrekvenčním stupni nemá dostatečný útlum v nepropustném pásmu. Filtr má potlačení pouze 40 dB, tudíž pokud máme na vstupu silný signál, vzroste v širokém pásmu šum a je degradován dynamický rozsah zařízení. Zde se jedná o koncepčně špatný krok při samotném návrhu, kdy jsem si neuvědomil, že je třeba dosáhnout útlumu shodného s dynamickým rozsahem<sup>1</sup>.
  - Ladící krok není optimální (viz. 3.4).
  - Řídící software je značně rozsáhlý, proto nebylo v mých silách provést jeho řádné otestování a odladění. S největší pravděpodobností obsahuje řadu chyb, které způsobují občasné „zamrznutí“ celého zařízení.
  - Algoritmus určující pozici kurzoru má drobnou chybu a celá osa frekvence je díky tomu posunuta asi o 100 kHz níže (př. reálná hodnota 88,20 MHz je zobrazena jako 88,10 MHz).
  - Při změně pásma rozmítání (tj. při změně start, stop a center frekvence nebo spanu) dochází občas k chybnému přepočtu souřadnic a na displej se zobrazí chaotické čáry. Stačí nechat překreslit celou obrazovku, např. vstupem do menu a zpět.

---

<sup>1</sup> Prakticky je v změřeném spektru vidět charakteristika filtru 2. mezifrekvence. Zvýšený šum se projeví asi v pásmu 120 MHz, který odpovídá propustnému pásmu první mezifrekvence, kde je použita kaskáda 2 filtrů s dostatečným útlumem 60 dB. Toto řešení by pravděpodobně bylo vhodné i pro druhou mezifrekvenci, ale již jsem nestihl realizovat druhý filtr.

## **6. Vývojové prostředky**

### **6.1. Použité softwarové pomůcky**

Při realizaci diplomové práce byly k návrhu, simulaci a ovládání přístroje použity následující softwarové pomůcky.

- **PADS** – schématický editor Power Logic a editor plošných spojů Power PCB. Tento CAD byl použit pro návrh složitějších schémat a desek plošných spojů (deska syntetizátoru a deska logaritmického zesilovače s AD převodníkem)
- **Microwave Office** – návrhový systém pro vysokofrekvenční obvody. Software byl použit pro obvodovou simulaci a EM simulaci filtrů (dolní propust 2GHz, pásmová propust 2-3 GHz) a návrh jednoduchých plošných spojů (všechny filtry, zesilovače a směšovače).
- **MS Excel** – Tabulkový editor byl použit pro simulaci přesnosti naladění výstupních kanálů, respektive k nalezení optimálních dělicích poměrů (viz 3.4)
- **Hitachi Embedded Workshop** – Vývojové prostředí pro mikrokontrolery firmy Renesas (dříve Hitachi). Tento nástroj byl použit pro tvorbu veškerého ovládacího softwaru.
- **Source Insight** – Pokročilé programovací rozhraní od firmy Source Dynamics. Použito jako editor zdrojových C++ kódů.
- **Flash development toolkit** – Software firmy Renesas použitý k nahrávání kódu do mikrokontroleru.
- **FirmwareLoader** – Software firmy Medical Technologies, určený k přehrávání firmwaru (umožňuje komfortnější přístup než Flash development toolkit).
- **ADIsimPLL** – Simulační software firmy Analog Devices. Byl použit k simulaci a určení komponent pro syntetizátory ADF4360
- **ADF4360 demo board** – Software firmy Analog Devices určený pro ovládání demo boardů s čipy ADF4360

## 6.2. Výroba plošných spojů

Během tvorby diplomové práce jsem část plošných spojů zhotovil sám ve školní laboratoři a část nechal vyrobit externě.

### 6.2.1. Ručně leptané spoje

Ve školní laboratoři jsem zhotovil veškeré plošné spoje, které to svou jednoduchostí umožňovaly. Z počátku jsem se pokoušel i o ruční výrobu složitějších dvouvrstvých desek pro syntetizátory, ale výsledky nebyly uspokojivé<sup>1</sup>. Dále jsem proto ručně vyráběl pouze desky leptané z jedné strany. Výhodou ruční výroby je, že bylo možné použít vhodný vysokofrekvenční substrát Arlon 235<sup>2</sup>, který má mnohem nižší ztráty než komerční FR4. Na tomto substrátu byly zhotoveny všechny zesilovače (ERA1, 2x ERA2, ERA1, MGA-86576), SAW filtry (2x SAW 2332,5 MHz, SAW 119,64 MHz), rozprostřené filtry (dolní propust 2GHz, pásmová propust 2-3 GHz) a směšovače (ADE-35MH, ADE-42MH).

Zhotovené desky byly navrženy v programu Microwave Office, z něhož byly vyexportovány ve formátu GERBER, následně převedeny do bitmapy a vytištěny pomocí fotoplotru na průhlednou fólii, která byla použita k exponování desky.

U ručně vyrobených desek je nutné ručně zhotovit pokovovací otvory. Tento proces je značně pracný a zdlouhavý, proto se nevyplatí ručně vyrábět desky, které by měly obsahovat větší množství prokůvů. Po osazení a oživení desek je potřeba měděné spoje ochránit před vlivy prostředí ochranným lakem. Substrát Arlon 235 je třeba letovat se zvýšenou opatrností. Při intenzivnějším zahřátí hrozí utržení spojů od substrátu.

### 6.2.2. Průmyslově vyrobené spoje

Složitější desky s množstvím prokůvů a jemnými roztečemi součástek (desky syntetizátorů a deska detektoru) byly svěřeny k výrobě firmě Pragoboard ([www.pcb.cz](http://www.pcb.cz)). Kvalita vyrobených desek byla velmi diskutabilní<sup>3</sup>. V porovnání s ruční výrobou je ale samozřejmě mnohonásobně lepší. Díky vhodným podmínkám pro studentské zakázky stojí za uvážení, zda se vyplatí desky leptat ručně nebo je nechat profesionálně vyrobit v lepší kvalitě a větším množství kusů. Pro manuální výrobu hovoří pouze možnost volby vlastního substrátu a kratší výrobní doba (standardní dodací doba Pragoboardu je 10 dní).

---

<sup>1</sup> Ručně nelze dosáhnout dostatečně malých prokůvů, chybí nepájivá maska pro zapečení součástek v peci, použitý substrát se při intenzivnějším pájení odlupuje, výroba je značně pracná, atd.

<sup>2</sup> Arlon 235, toušťka 0,625 mm, pokovení 30  $\mu$ m, tg $\delta$  0,002,  $\epsilon_r$  3,2

<sup>3</sup> V jednom případě absence potisku, v druhém případě chybějící části potisku, neostře obrysy nepájivé masky, křivě zastřížené obrysy desky

Desky pro Pragoboard byli navrženy pomocí programu PADS a předány k výrobě ve formátu GERBER 274X a vrtacími souřadnicemi ve formátu Excellon. Byl použit substrát FR4, tloušťka 1mm, pokovení 30 $\mu$ m, nepájivá maska ze strany Top, strana Bottom kompletně odmaskovaná, servisní potisk ze strany Top (v jednom případě se Pragoboardu ale kamsi vytratil ☺), povrchová úprava – žárový HAL.

Desky syntetizátorů byly osazeny na SMD lince firmy Medical Technologies. Byla použita pájecí pasta a zatavení v pájecí peci. Deska logaritmického zesilovače byla z časových důvodů osazena ručně.

Průmyslová výroba desek se rozhodně vyplatila. Při dobrém časovém rozvržení výroby jednotlivých částí přístroje (je nutné kalkulovat s dodací dobou) se ušetří čas nutný na ruční výrobu a kvalita je nesrovnatelně lepší, což se projevilo i při oživování, kdy se nevyskytl žádný vážnější problém.

### **6.3. Použitá součástková základna**

Součástky byly z části získány přes vývojové oddělení firmy Medical Technologies, druhou významnou část dodala fakulta, drobné množství bylo rovněž přímo zakoupeno nebo získáno jiným způsobem. Následuje výčet výrobců stěžejních součástek

- **Analog Devices** – Výrobce širokého spektra polovodičových součástek. Firma se vyznačuje výbornou podporou svých produktů. K dispozici jsou detailní katalogové listy, teoretické informace a simulační nástroje. Součástky jsou snadno dostupné díky firemní politice zasílání bezplatných vzorků. Součástky byly získány jako zkušební vzorky pro vývojové oddělení firmy Medical Technologies. Použité součástky : PLL ADF4360-2, ADF4360-5, AD převodník AD7896, log. zesilovač AD8310
- **Minicircuits** – Výrobce mikrovlnných součástek. Dostupnost relevantních informací je závislá na typu součástky. Součástky byly získány od fakulty (od vedoucího práce Ing. P. Hudce). Použité součástky : zesilovač ERA1, ERA2, ERA2, MAR1, směšovače ADE-42MH, ADE-35MH
- **FOX electronic** – Výrobce frekvenčních komponent. Reference na tuto firmu vznikla z katalogových listů Analog Device. Demo boardy čipu ADF4360 používají jako referenci oscilátory FOX. Součástky získány jako zkušební vzorky pro vývojové oddělení firmy Medical Technologies. Použité součástky: krystalový oscilátor Fox801

- **C-MAC** - Výrobce frekvenčních komponent. Součástky získány jako zkušební vzorky pro vývojové oddělení firmy Medical Technologies. Použité součástky: krystalový oscilátor CFPT-123
- **Taisaw** – Výrobce SAW komponentů. Obtížná dostupnost komponent (několik měsíců). Součástky jsem získal od svého vedoucího práce. Použité součástky : SAW filtr TA0273A a TB0196A

SMA konektory a spojky byly zčásti získány od fakulty, část byla zakoupena od firmy ELSY a část v obchodě Rasel ([www.rasel.cz](http://www.rasel.cz)). Od firmy ELSY jsem rovněž získal mikrovlnné indukory pro napájecí obvody zesilovačů. Od fakulty jsem získal mikrovlnný substrát Arlon 235 a stínící krabičky. Ostatní mechanické součástky (konektory, krabička pro řídicí jednotku, kabely) byly zakoupeny v GM elektronik. Řídicí deska, deska syntetizátoru a deska detektoru obsahuje rovněž mnoho komponent dalších výrobců získaných ze zdrojů firmy Medical Technologies.

#### **6.4. Financování a výrobní náklady na projekt**

Nedílnou součástí každého projektu je i jeho financování, proto v této kapitole předkládám stručný popis financování mé diplomové práce.

Během konstrukce zařízení jsem se vždy snažil o minimální, ideálně nulové, finanční náklady. Mnohdy to bohužel mělo přímý dopad na efektivitu práce. Teprve v druhé polovině práce jsem si uvědomil, že pokud chci získat nějaké výsledky, je nutné do projektu přiměřeně investovat. Výhodou je, že jsem po celou dobu mohl zdarma využívat široké spektrum běžných součástek ve firmě Medical Technologies, kde jsem zaměstnán, aniž bych je musel pro pouhé vyzkoušení zakoupit. Mnoho součástek bylo rovněž získáno v kusových množstvích jako bezplatné vývojové vzorky. Zadané téma v oblasti mikrovln představuje principiálně nákladný projekt z důvodů vysoké ceny samotných komponent, použitých materiálu, výrobních i měřících postupů. V následující tabulce (**Tab 1** : Finanční náklady na diplomovou práci) předkládám přibližný seznam finančních nákladů, které byly na projekt skutečně vynaloženy, ovšem pokud by se měla vyčíslit cena všech použitých komponent a práce školní dílny, byly by výsledné náklady několikanásobně vyšší.

<b>Položka</b>	<b>Firma</b>	<b>Počet</b>	<b>Cena [kč]</b>
Výroba plošného spoje syntetizátoru	Pragoboard	3	550
Výroba plošného spoje detektoru	Pragoboard	3	800
Konektory SMA	ELSY	30	2550
RF indukčnosti 180nH	ELSY	5	100
Napájecí adapter	GM	1	200
Mechanické prvky (konektory, krabička, kabely, sloupky, svorkovnice, banánky....)	GM		1000
SMA spojka	Rasel	10	500
SMA krymplovací konektor	Rasel	10	300
Šrouby	Obi	60	60
Display	Medical technologies	1	2000
Zesilovač MGA-86576	GM	1	300
<b>Celkem</b>			<b>8360</b>

Tab 1 : Finanční náklady na diplomovou práci



## **7. Závěr**

Bylo navrženo a realizováno funkční zařízení, které umožňuje sledovat pásmo 70 MHz až 550 MHz. Dolní hranice je tedy nepatrně lepší než vyžadovalo zadání. Horní hranice 2 GHz se bohužel nepodařilo dosáhnout. Během realizace jsem se soustředil na dokončení celého systému a jeho funkčnost oproti vyčerpávajícímu zvládnutí dílčích bloků za cenu nefunkčnosti celého zařízení. Zařízení je ale připraveno na rozšíření frekvenčního rozsahu až do požadovaných 2 GHz. Dynamický rozsah zařízení je přibližně -20 až -90 dBm, což jsou lepší parametry, než bylo požadováno. Přístroj umožňuje zobrazení a export naměřených údajů do PC. V samotném zařízení není možné údaje zaznamenávat ani porovnávat, protože použitý mikrokontroler nedisponuje dostatečnou pamětí pro záznam takového množství dat (v realizovaném pásmu cca 25000 frekvenčních bodů). Údaje lze nicméně v nezměněné podobě exportovat do PC, kde je možné provést další analýzu.

Při zpětném zhodnocení systémového návrhu je patrné, že celé zařízení by bylo vhodné koncipovat jako superhet s trojím směřováním a bankou několika pásmových filtrů na třetí mezifrekvenci<sup>1</sup>. První místní oscilátor by měl rozhodně být komplikovanější systém PLL doladovaný pomocí DDS. Srdcem systému by měl být výkonný DSP procesor s dostatkem paměti. Zrychlila by se tím komunikace s periferiemi, která je nyní jedním z limitujících faktorů rychlosti rozmítání. Rovněž by bylo možné provádět vyhodnocování naměřených výsledků a jejich uchovávání jak požaduje zadání.

I přes tyto mírně neoptimistické závěry si myslím, že bylo dosaženo přiměřených výsledků a zadání diplomové práce bylo ve většině bodů splněno.

---

<sup>1</sup> V podstatě klasický spektrální analyzátor

## 8. Seznam použitých zkratk

<b>ADC</b>	- Analogově digitální převodník (analog to digital converter)
<b>BP</b>	- Pásmová propust (band pass)
<b>CPU</b>	- Jádro procesoru (central procesing unit)
<b>DAC</b>	- Digitálně analogový převodník (digital to analog converter)
<b>DDS</b>	- Přímá číslicová synteza (direct digital syntehsis)
<b>DECT</b>	- Standart pro bezdrátové domácí telefony
<b>DMA</b>	- Přímý přístup do paměti (direct memory access)
<b>DPS</b>	- Deska plošných spojů
<b>DSP</b>	- signálový procesor (digital signal procesor)
<b>DTC</b>	- Data transfer controler
<b>DUT</b>	- Testovaný obvod (device under test)
<b>EEPROM</b>	- Elektricky přeprogramovatelná permanentní pamět
<b>GSM</b>	- Standart mobilních telefonů
<b>IF</b>	- Mezifrekvence (intermediate frequency)
<b>LCD</b>	- Display z tekutých krystalu (liquid crystal display)
<b>LO</b>	- Místní oscilátor (local oscilator)
<b>LP</b>	- Dolní propust (low pass)
<b>LUT</b>	- převodní tabulka (look up table)
<b>MIPS</b>	- miliony instrukci za sekundu (milions instructions per seconds)
<b>PLL</b>	- smyčka fázového závěsu (phase lock loop)
<b>RAM</b>	- přepisovatelná pamět
<b>RBW</b>	- Resolution bandwidth
<b>RF</b>	- Vstupní signál (radio frequency)
<b>ROM</b>	- permanentní pamět
<b>RS232</b>	- standart sériového rozhraní
<b>RTC</b>	- hodiny reálného času (real time clock)
<b>SAW</b>	- filtr s povrchovou vlnou (surfrace acustic wave)
<b>SCI</b>	- sériový kanál
<b>SMA</b>	- typ mikrovlnného konektoru
<b>SMD</b>	- plošná montáž (surfrace mount devices)
<b>SNR</b>	- poměr signálu k šumu (signal to noise ratio)
<b>SPI</b>	- standart sériového rozhraní
<b>VCO</b>	- napětím řízený oscilátor (voltage controled oscilator)
<b>VGA</b>	- grafický adaptér

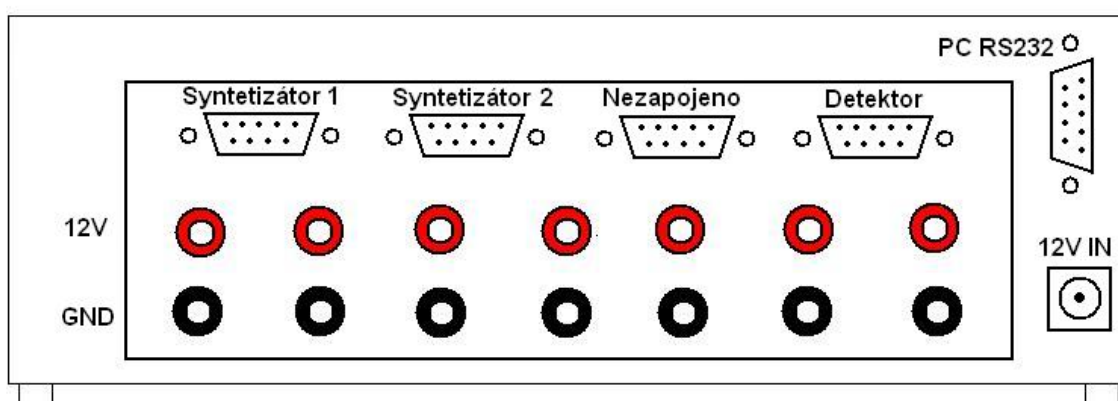
## 9. Použitá literatura a další zdroje

- [1] Bajt A.: **PLL generátor 1-2 GHz**. Diplomová práce ČVUT, Praha 2004
- [2] Nisznanský M.: **Měřicí přijímač 1900 MHz**. Diplomová práce ČVUT, Praha 2000
- [3] Mádle E.: **Měřicí vysílač 1900 MHz**. Diplomová práce ČVUT, Praha 2000
- [4] Hoffman K.: **Mikrovláňná planární technika**. Skriptum ČVUT, Praha
- [5] Hoffmann K., Hudec P., Sokol V.: **Aktivní mikrovláňné obvody**. Skriptum ČVUT, Praha 2004
- [6] Syrovátka B.: **Rádiové vysílače a přijímače**. Skriptum ČVUT, Praha 2002
- [7] Horevaj M., Matějka Š.: **Vysokofrekvenční měření**. Skriptum ČVUT 2002
- [8] Herout P.: **Učebnice jazyka C**. Kopp, České Budějovice 2000
- [9] Eckel B.: **Myslíme v jazyku C++**. Grada, Praha 2000
- [10] Jia-Shen G.: **Microstrip filters for RF/microwave applications**. Wiley, New York 2001
- [11] Český telekomunikační úřad.: **databáze rádiových služeb**. URL <[www.ctu.cz](http://www.ctu.cz)>
- [12] Minicircuits.: **firemní dokumentace**. URL <[www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)>
- [13] Analog Devices.: **firemní dokumentace**. URL <[www.analog.com](http://www.analog.com)>
- [14] Taisaw.: **firemní dokumentace**. URL <[www.taisaw.com](http://www.taisaw.com)>
- [15] Temex.: **firemní dokumentace**. URL <[www.temex.com](http://www.temex.com)>
- [16] Murata.: **firemní dokumentace**. URL <[www.murata.com](http://www.murata.com)> , <[www.murata.de](http://www.murata.de)>
- [17] C-MAC.: **firemní dokumentace**. URL <[www.cmac.com](http://www.cmac.com)>
- [18] Fox electronic.: **firemní dokumentace**. URL <[www.foxonline.com](http://www.foxonline.com)>
- [19] Renesas.: **firemní dokumentace**. URL <[www.renesas.com](http://www.renesas.com)>
- [20] Epson.: **firemní dokumentace**. URL <[www.epsondevice.com](http://www.epsondevice.com)>

## 10. Přílohy

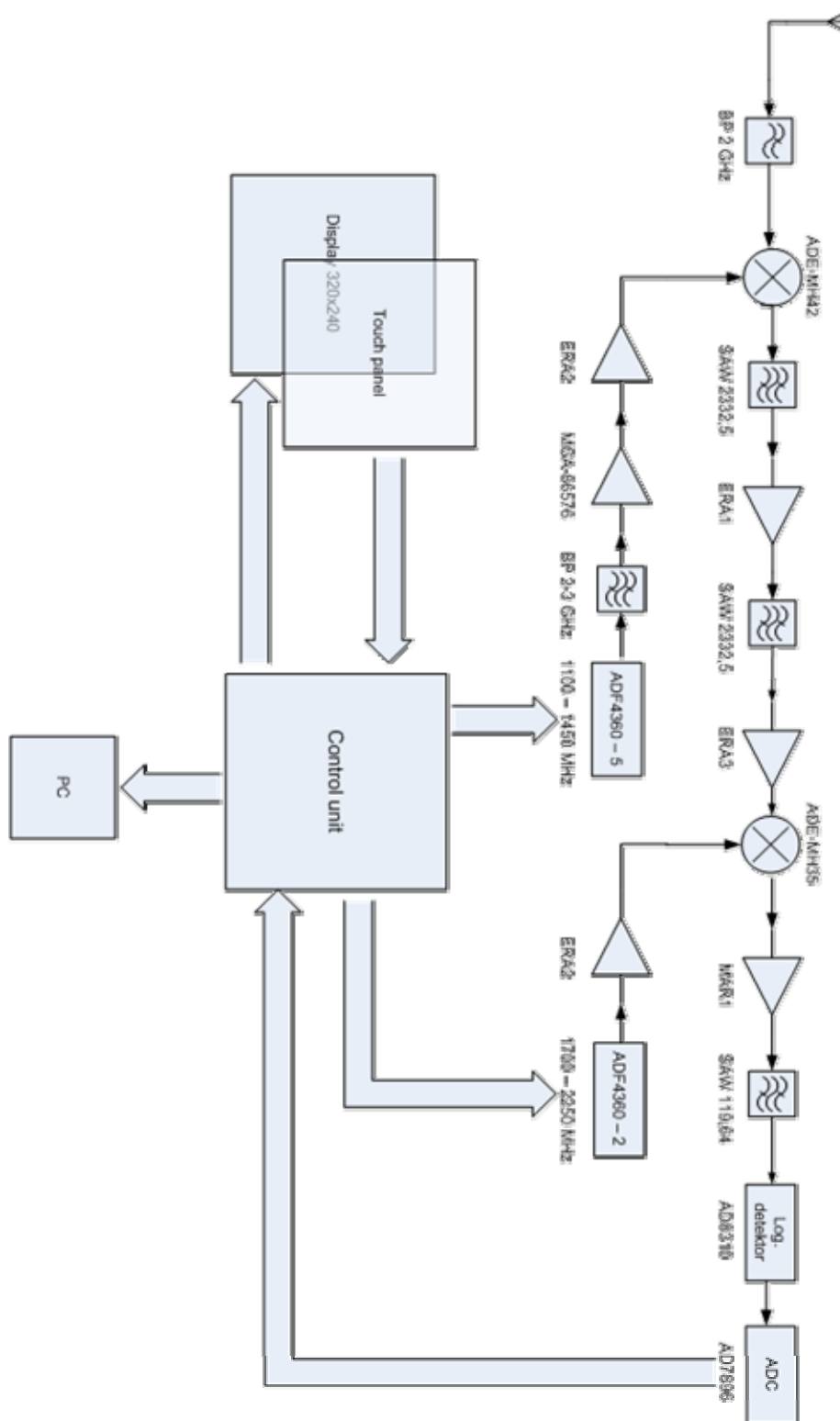
### 10.1. Zapojení řídicí jednotky

- Syntetizátor 1 – První místní oscilátor
- Syntetizátor 2 – Druhý místní oscilátor
- Detektor – Deska logaritmického zesilovače a AD převodníku
- PC RS232 – Sériová linka pro připojení PC
- 12V IN – Vstup napájení, stabilizovaných 12V
- 12V, GND – Výstupy napájení pro zesilovače

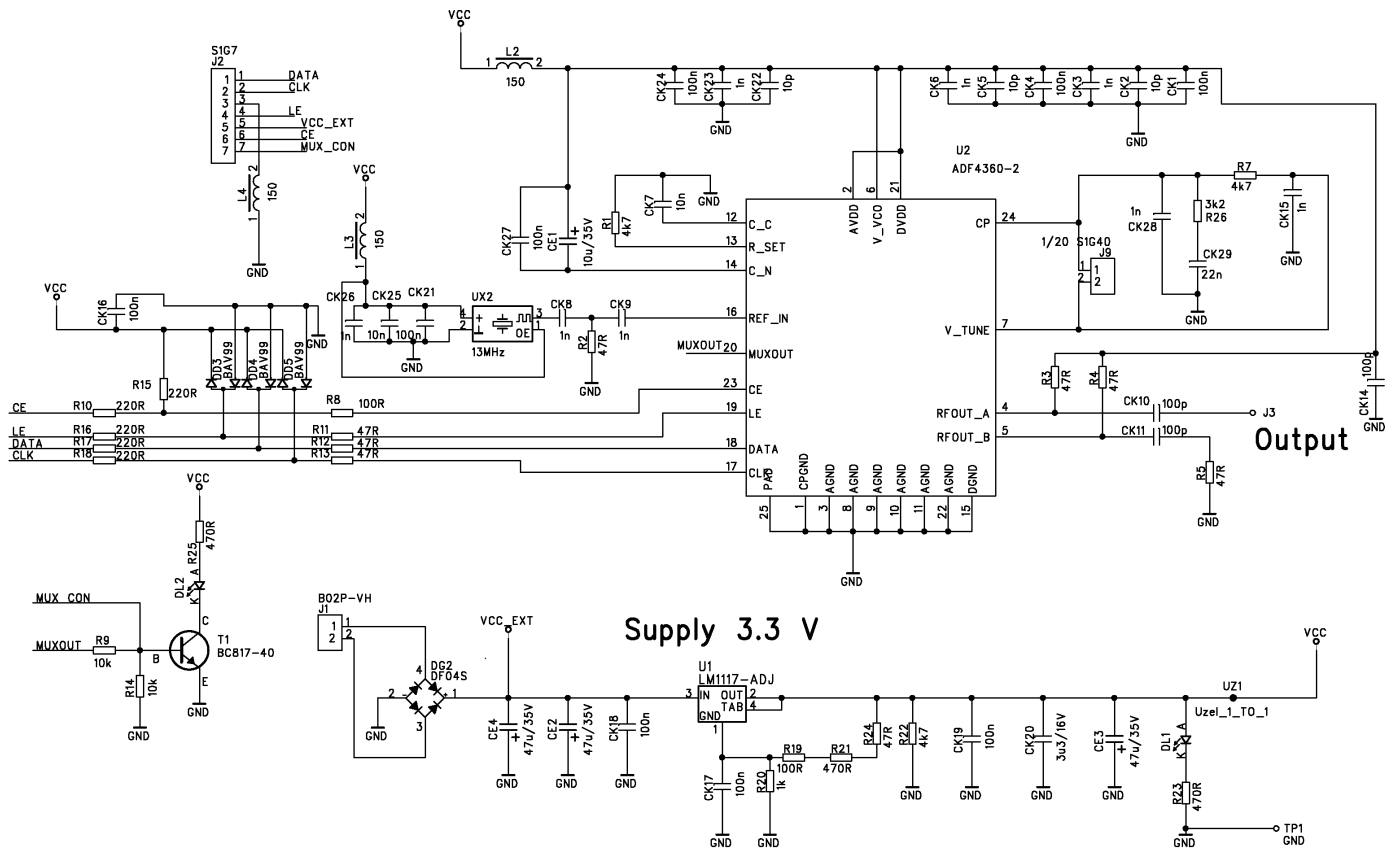


## 10.2. Schémata

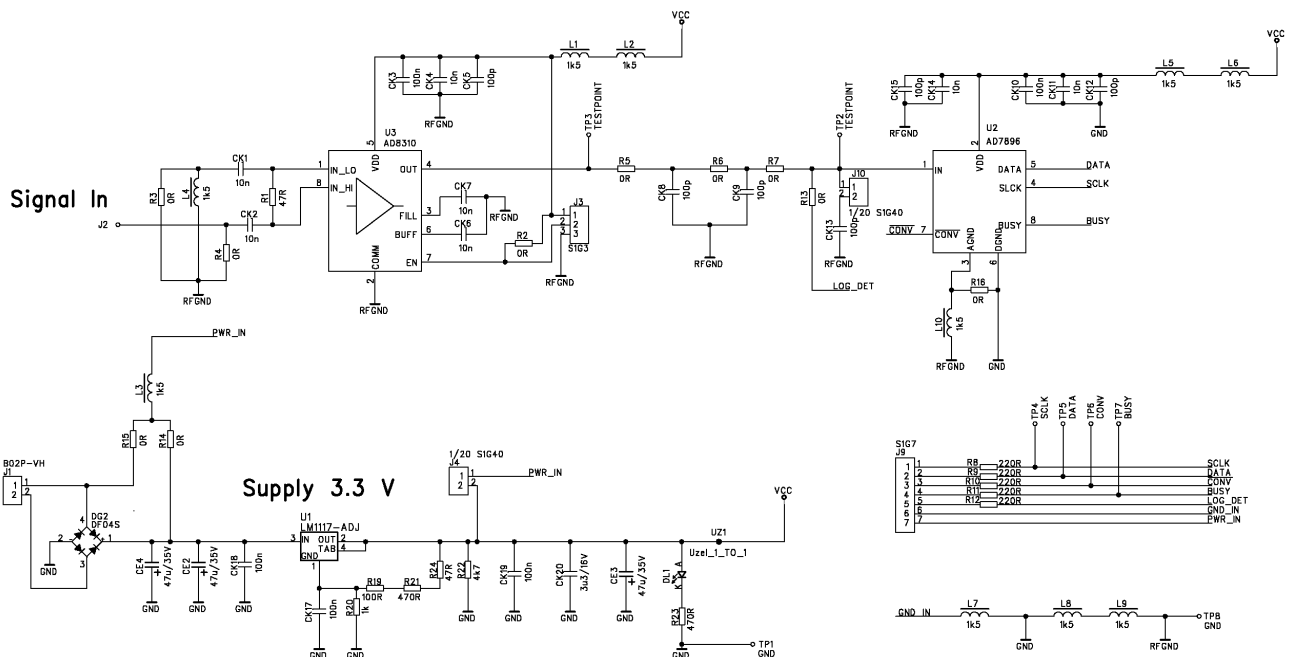
### 10.2.1. Blokové schéma přístroje



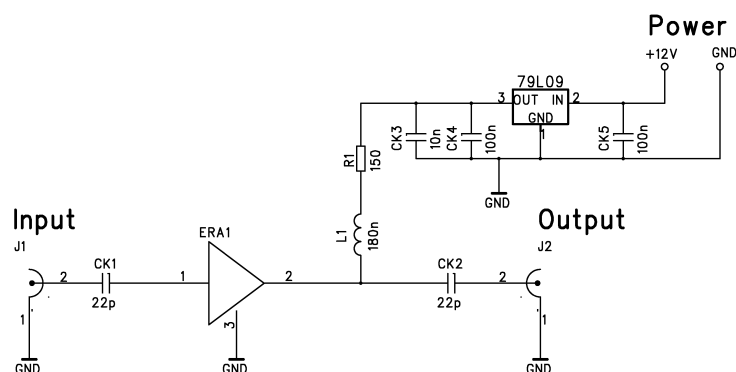
### 10.2.2. syntetizátor ADF4360 – schéma zapojení desky



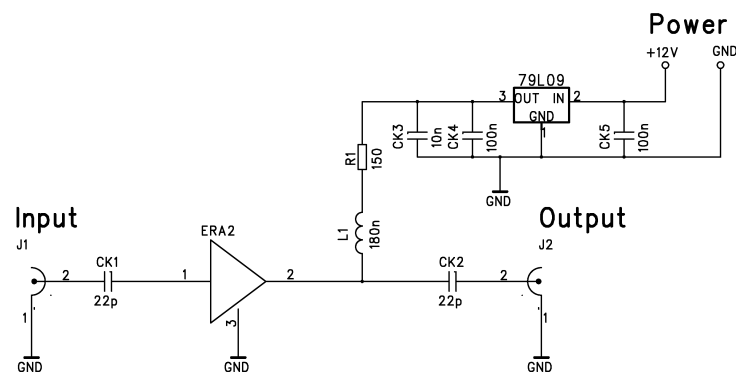
### 10.2.3. Logaritmický zesilovač a AD převodník – schéma zapojení desky



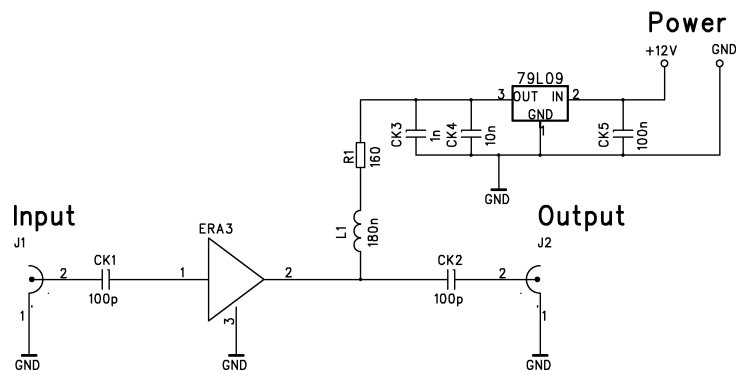
### 10.2.4. Zesilovač ERA1 – schéma zapojení desky



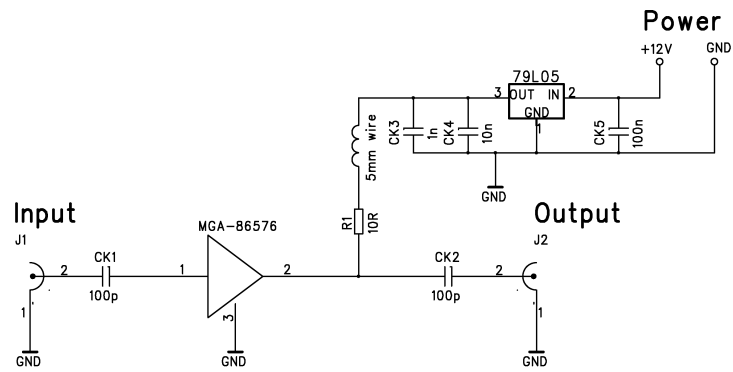
### 10.2.5. Zesilovač ERA2 – schéma zapojení desky



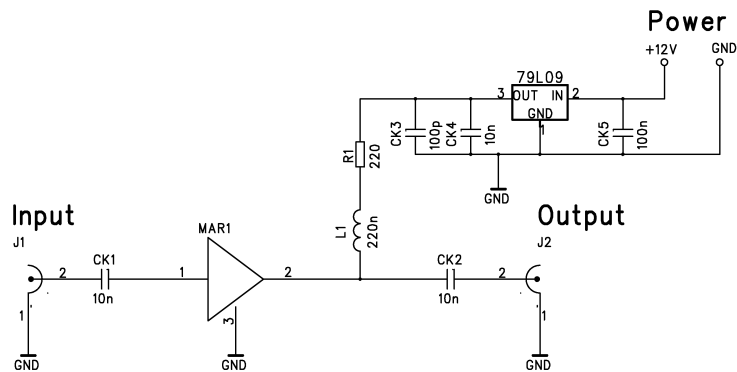
### 10.2.6. Zesilovač ERA3 – schéma zapojení desky



### 10.2.7. Zesilovač MGA – schéma zapojení desky



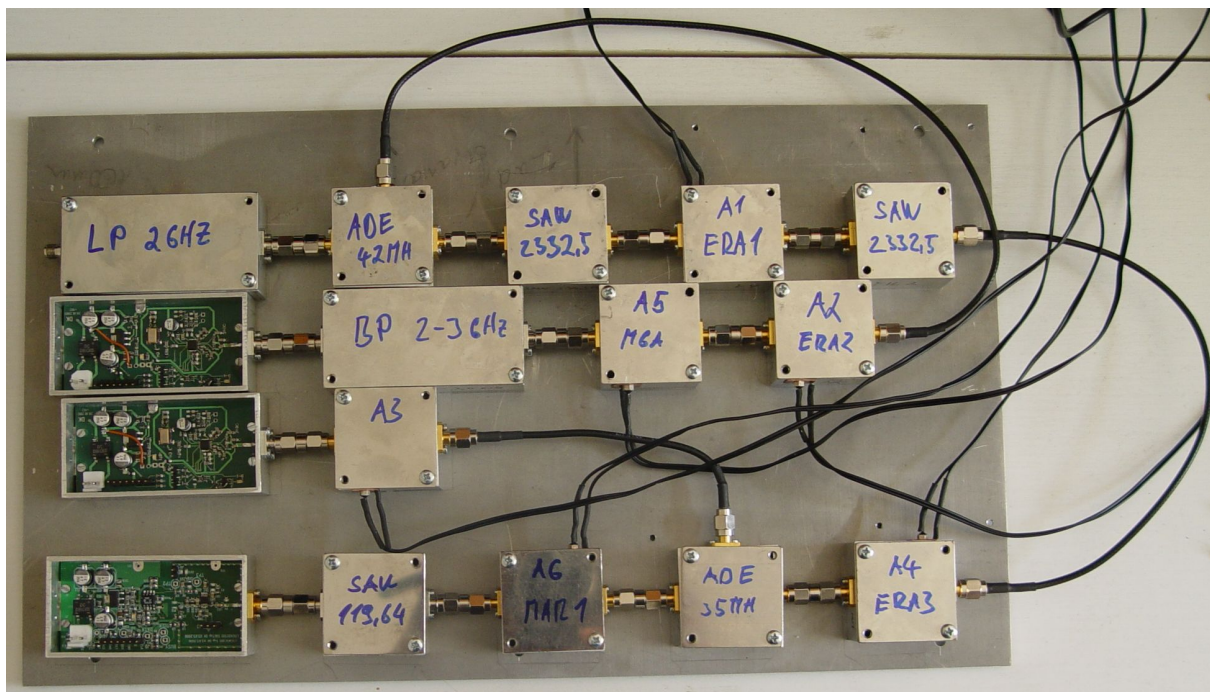
### 10.2.8. Zesilovač MAR1 – schéma zapojení desky





### 10.3. Fotografie stavebních bloků

#### 10.3.1. Vysokofrekvenční část – fotografie



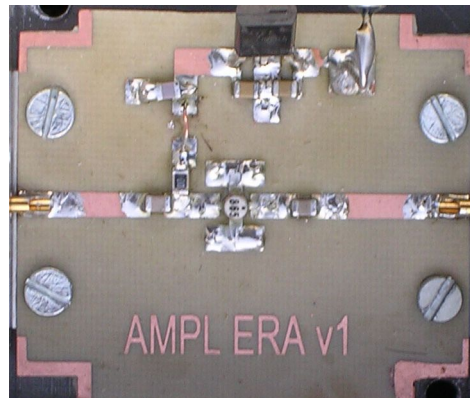
#### 10.3.2. Řídící jednotka – fotografie



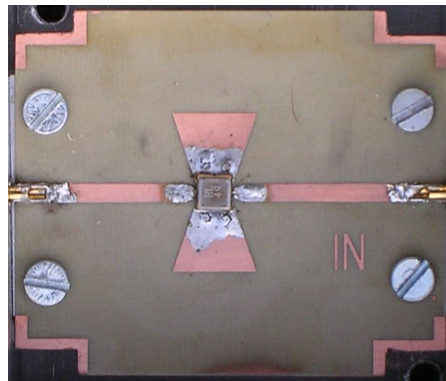




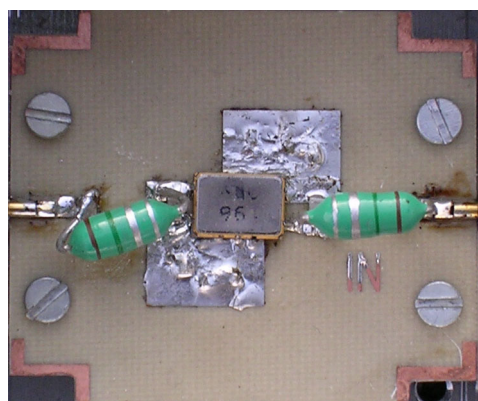
**10.3.6. Deska pro zesilovače ERA osazená zesilovačem MGA –  
fotografie desky**



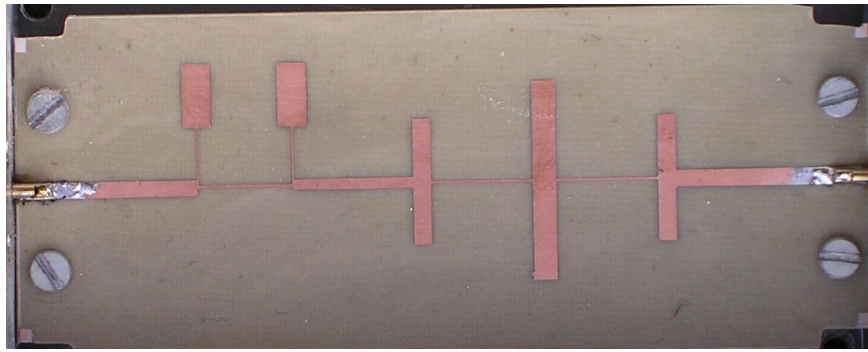
**10.3.7. SAW filtr 2332,5 MHz – fotografie desky**



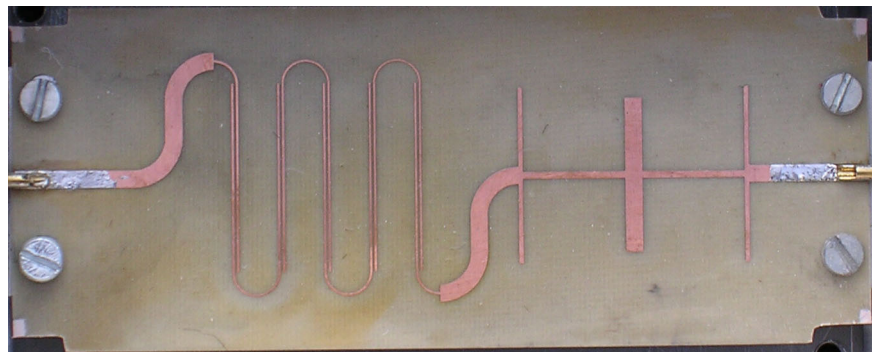
**10.3.8. SAW filtr 119,64 MHz – fotografie desky**



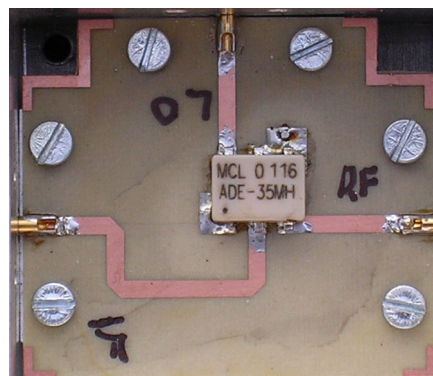
**10.3.9. Filtr dolní propust 2 GHz – fotografie desky**



**10.3.10. Filtr pásmová propust 2 – 3 GHz – fotografie desky**



**10.3.11. Deska pro směšovače ADE – fotografie desky**



## 10.4. Seznam použitých součástek

reference	soucastka	počet	zdroj	vyrobce	cena/kus	celkem
<b>Zesilovac ERA1</b>		1				
CK1, CK2	22p	2	Medical technologies	vishay	0	0
CK3	10n	1	Medical technologies	vishay	0	0
CK4, CK5	100n	2	Medical technologies	vishay	0	0
79L09	stabilizator 9V	1	GES	?	3	3
L1	180nH, RF induktor	1	ELSY	?	20	20
R1	R150, 1W, klasika	1	Medical technologies	?	0	0
ERA1	zesilovac ERA1SM	1	FEL	minicircuits	0	0
J1, J2	SMA konektor	2	ELSY	telegartner	85	170
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
<b>Zesilovac ERA2</b>		2				
CK1, CK2	22p	2	Medical technologies	vishay	0	0
CK3	10n	1	Medical technologies	vishay	0	0
CK4, CK5	100n	2	Medical technologies	vishay	0	0
79L09	stabilizator 9V	1	GES	?	3	3
L1	180nH, RF induktor	1	ELSY	?	20	20
R1	R150, 1W, klasika	1	Medical technologies	?	0	0
ERA2	zesilovac ERA2SM	1	FEL	minicircuits	0	0
J1, J2	SMA konektor	2	ELSY	telegartner	85	170
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
<b>Zesilovac ERA3</b>		1				
CK1, CK2	100p	2	Medical technologies	vishay	0	0
CK3	1n	1	Medical technologies	vishay	0	0
CK4	10n	1	Medical technologies	vishay	0	0
CK5	100n	2	Medical technologies	vishay	0	0
79L09	stabilizator 9V	1	GES	?	3	3
L1	180nH, RF induktor	1	ELSY	?	20	20
R1	R160, 1W, klasika	1	Medical technologies	?	0	0
ERA3	zesilovac ERA3SM	1	FEL	minicircuits	0	0
J1, J2	SMA konektor	2	ELSY	telegartner	85	170
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
<b>Zesilovac MGA</b>		1				
CK1, CK2	100p	2	Medical technologies	vishay	0	0
CK3	1n	1	Medical technologies	vishay	0	0
CK4	10n	1	Medical technologies	vishay	0	0
CK5	100n	2	Medical technologies	vishay	0	0
79L05	stabilizator 5V	1	GM	?	8	8
R1	R10, 0.1W, SMD	1	Medical technologies	?	0	0
MGA-86576	zesilovac MGA-86576	1	GM	avago technologie	295	295
J1, J2	SMA konektor	2	ELSY	telegartner	85	170
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
<b>Zesilovac MAR1</b>		1				
CK1, CK2	10n	2	Medical technologies	vishay	0	0
CK3	100p	1	Medical technologies	vishay	0	0
CK4	10n	1	Medical technologies	vishay	0	0
CK5	100n	2	Medical technologies	vishay	0	0
79L09	stabilizator 9V	1	GES	?	3	3
L1	220nH, RF induktor	1	FEL	?	20	20
R1	R220, 1W, klasika	1	Medical technologies	?	0	0
MAR1	zesilovac MAR1SM	1	FEL	minicircuits	0	0
J1, J2	SMA konektor	2	ELSY	telegartner	85	170
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0

Přehledový přijímač pro sledování rádiového provozu v pásmu do 2 GHz

reference	součástka	počet	zdroj	vyrobce	cena/kus	celkem
<b>Dolní propust 2GHz</b>		1				
	SMA konektor	2	FEL	??	0	0
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 80x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 80x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
<b>Pásmová propust 2-3GHz</b>		1				
	SMA konektor	2	FEL	??	0	0
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 80x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 80x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
<b>1. směšovač</b>		1				
	mixer ADE-42MH	1	FEL	minicircuits	0	0
	SMA konektor	3	ELSY	telegartner	85	255
	kosticka pod konektor	3	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	6	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	6	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
<b>2. směšovač</b>		1				
	mixer ADE-35MH	1	FEL	minicircuits	0	0
	SMA konektor	3	ELSY	telegartner	85	255
	kosticka pod konektor	3	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	6	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	6	FEL	?	0	0
	šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0
<b>SAW 2332,5</b>		2				
	filter TA0273A	1	FEL	taisaw	0	0
	SMA konektor	2	ELSY	telegartner	85	170
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0	
<b>SAW 119,64</b>		1				
	filter 1B0196A	1	FEL	taisaw	0	0
	SMA konektor	2	ELSY	telegartner	85	170
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 40x40	1	FEL	?	0	0
	vicko 40x40	1	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	šroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
šrouby 3x30 na vicko	2	OBI	?	0	0	

Přehledový přijímač pro sledování rádiového provozu v pásmu do 2 GHz

reference	soucastka	počet	zdroj	vyrobce	cena/kus	celkem
<b>Syntetizátor ADF4360</b>		1				
U2	syntetizátor ADF4360-2	1	analog devices	analog devices	0	0
CE1	10uF, 35V	1	Medical technologies	?	0	0
CE2-4	47uF, 35V	3	Medical technologies	?	0	0
CK1 CK4 CK16-19 CK21 CK24 CK27	100nF, 50V	9	Medical technologies	?	0	0
CK10-11 CK14	100pF, 50V	3	Medical technologies	?	0	0
CK7 CK25	10nF, 50V	2	Medical technologies	?	0	0
CK2 CK5 CK22	10pF, 50V	3	Medical technologies	?	0	0
CK3 CK6 CK8-9 CK12-13 CK15 CK23 CK26 CK28-30	1nF, 50V	12	Medical technologies	?	0	0
CK20	3,3uF, 16V	1	Medical technologies	?	0	0
DD3-5	dioda BAV99	3	Medical technologies	?	0	0
DG2	usmernovací můstek DF04	1	Medical technologies	?	0	0
DL1-2	LED zelená SMD0805	2	Medical technologies	?	0	0
J1	konektor	1	Medical technologies	?	0	0
J4 J9	konektor	2	Medical technologies	?	0	0
J2	konektor	1	Medical technologies	?	0	0
L2-4	chip bead, 150Ohm	3	Medical technologies	?	0	0
R8 R19	R100, 0.1W	2	Medical technologies	?	0	0
R9 R14 R26-27	10k, 0.1W	4	Medical technologies	?	0	0
R20	1k0, 0.1W	1	Medical technologies	?	0	0
R10 R15-18	R220, 0.1W	5	Medical technologies	?	0	0
R21 R23 R25	R470, 0.1W	3	Medical technologies	?	0	0
R2-5 R11-13 R24	R47, 0.1W	8	Medical technologies	?	0	0
R1 R6-7 R22	4k7, 0.1W	4	Medical technologies	?	0	0
T1	tranzistor BC817	1	Medical technologies	?	0	0
U1	stabilizátor LM1117ADJ	1	Medical technologies	?	0	0
UX2	krystalový oscilátor CFPT-123	1	Macrowell	C-mac	0	0
J3	SMA konektor	1	FEL	?	0	0
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 80x40	1	FEL	?	0	0
	sroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	sroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0
<b>Deska detektoru</b>						
U2	AD7896	1	analog devices	analog devices	0	0
U3	AD8310	1	analog devices	analog devices	0	0
CE2-4	47uF, 35V	3	Medical technologies	?	0	0
CK3 CK10 CK17-19	100nF, 50V	5	Medical technologies	?	0	0
CK5 CK8-9 CK12-13 CK15	100pF, 50V	6	Medical technologies	?	0	0
CK1-2 CK4 CK6-7 CK11 CK14	10nF, 50V	7	Medical technologies	?	0	0
CK20	3,3uF, 16V	1	Medical technologies	?	0	0
DG2	usmernovací můstek DF04	1	Medical technologies	?	0	0
DL1	LED zelená SMD0805	1	Medical technologies	?	0	0
J1	konektor	1	Medical technologies	?	0	0
J4 J10	konektor	2	Medical technologies	?	0	0
J3	konektor	1	Medical technologies	?	0	0
J9	konektor	1	Medical technologies	?	0	0
L1-10	chip bead, 1500Ohm	10	Medical technologies	?	0	0
R2-7 R13-16	R0	10	Medical technologies	?	0	0
R19	R100, 0.1W	1	Medical technologies	?	0	0
R20	1k0, 0.1W	1	Medical technologies	?	0	0
R8-12	R220, 0.1W	5	Medical technologies	?	0	0
R21 R23	R470, 0.1W	2	Medical technologies	?	0	0
R1 R24	R47, 0.1W	2	Medical technologies	?	0	0
R22	4k7, 0.1W	1	Medical technologies	?	0	0
U1	stabilizátor LM1117ADJ	1	Medical technologies	?	0	0
J2	SMA konektor	1	FEL	?	0	0
	kosticka pod konektor	2	FEL	?	0	0
	krabicka 80x40	1	FEL	?	0	0
	sroubky na konektor - kratke	4	FEL	?	0	0
	sroubky na konektor - dlouhe	4	FEL	?	0	0