

**Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích**

Pedagogická fakulta – Katedra fyziky

**Konstrukce a realizace přijímače s přímým směřováním  
pro příjem rozhlasu DRM na KV**

**Bakalářská práce**

Vedoucí práce: doc. PaedDr. Petr Adámek, Ph.D.

Autor: Jiří Šmrha

## **ANOTACE**

Tématem práce je konstrukce přijímače DRM rozhlasového vysílání na principu přímého směšování v kmitočtovém pásmu krátkých vln (KV). Je zde popsána problematika šíření kmitočtů v pásmu KV a základní charakteristika a principy digitálního rozhlasového vysílání na platformě DRM v pásmu KV. V práci jsou popsány jednotlivé funkční bloky přijímačů s přímým směšováním a konkrétní konstrukce takového přijímače na bázi IO Philips® SA602 s vyhodnocením přijímaného signálu pomocí speciálního softwaru pod názvem DREAM.

## **Abstract**

The topic of the work is to design a DRM receiver of radio broadcasting on the principle of direct mixing in short wave frequency band (SW). The spread of frequencies issues in SW band, and the basic principles and characteristics of digital radio broadcasting on DRM platform in SW band, is described here. The work describes various functional blocks of receivers with direct mixing and concrete construction of such a receiver based on IO Philips® SA602 with evaluation of a received signal through special software called DREAM.

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že předloženou práci jsem vypracoval samostatně, pouze s použitím pramenů a literatury uvedených v seznamu citované literatury.

Prohlašuji, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb. V platném znění souhlasím se zveřejněním své bakalářské práce, a to v nezkrácené podobě elektronickou cestou ve veřejně přístupné části databáze STAG provozované Jihočeskou univerzitou v Českých Budějovicích na jejích internetových stránkách.

V Kamenném Újezdě dne: 31.10.2008

.....

Jiří Šmrha

## PODĚKOVÁNÍ

Na tomto místě bych rád poděkoval vedoucímu mé bakalářské práce doc. PaedDr. Petru Adámkovi, Ph.D. za cenné rady a připomínky při zpracování této práce.

Dále bych chtěl poděkovat firmě SOVT-RADIO s.r.o., že mi umožnila využít svých technických prostředků k realizaci této práce a jmenovitě p. Teichmannovi, který se se mnou podělil o své bohaté technické zkušenosti z oblasti radiokomunikační techniky.

# OBSAH

1	Použité zkratky .....	6
2	Úvod, cíl práce .....	6
3	Základní principy šíření krátkých vln a amplitudové modulace .....	8
3.1	Krátké vlny a jejich šíření [2] .....	8
3.2	Amplitudová modulace [2] .....	9
4	Digitální rozhlas .....	11
4.1	Digitální rozhlasové vysílání v pásmech SV, DV a KV [1] .....	11
4.2	Co je to DRM ? [1], [3], [4] .....	12
4.3	Principy DRM .....	12
4.3.1	COFDM (OFDM) modulace [5] .....	12
4.3.1.1	Parametry OFDM [1], [3], [4] .....	13
4.3.2	QAM modulace [5], [6] .....	15
4.3.3	Kódování zdrojového signálu [3], [4], [6] .....	16
4.3.3.1	AAC kódování audio signálu .....	17
4.3.3.2	MPEG CELP kódování .....	18
4.3.3.3	MPEG HVXC kódování .....	18
4.3.3.4	SBR kódování .....	19
4.3.3.5	PS kódování .....	19
5	Přijímače s přímým směřováním [7], [8] .....	19
5.1	Filtry, laděné obvody [7] .....	21
5.2	Směšovače [8] .....	22
5.2.1	Diodové směšovače .....	23
5.2.2	Asymetrické směšovače s bipolárními tranzistory a s tranzistory FET .....	24
5.2.3	Směšovače s monolitickými integrovanými obvody .....	25
5.3	Oscilátory .....	26
5.3.1	LC oscilátory .....	26
5.3.2	Krystalové oscilátory [8] .....	27
5.4	NF zesilovače [7] .....	28
5.5	Antény [2] .....	28
6	Software DREAM [9] .....	29
6.1	Hlavní okno .....	29
6.2	Evaluation Dialog .....	31
7	Konstrukce KV přijímače .....	33
7.1	Popis zapojení, nastavení a oživení přijímače .....	34
8	Závěr .....	44
9	Použitá literatura .....	46

## 1 Použité zkratky

DV:	dlouhé vlny
SV:	střední vlny
KV:	krátké vlny
VKV:	velmi krátké vlny
RDS:	Radio Data System
AM:	amplitudová modulace
FM:	frekvenční modulace
DRM:	Digital Radio Mondiale
ITU:	Mezinárodní Telekomunikační Unie
ETSI:	Evropský institut pro normalizaci v telekomunikacích
COFDM:	Kódovaný Ortogonální Frekvenčně Dělený Multiplex
OFDM:	Ortogonální Frekvenčně Dělený Multiplex
QAM:	Kvadrurní Amplitudová Modulace
AAC:	Advanced Audio Coding
HVXC:	Harmonic Vector eXcitation Coding
SBR:	Spectral Band Replication
PS:	Parametric Stereo
FAC:	Fast Access Channel
MSC:	Main Service Channel
SDC:	Service Description Channel
UEP:	Unequal error protection
FET:	Field Effect Transistor
VFO:	Variable Frequency Oscillator

## 2 Úvod, cíl práce

Rozhlasové vysílání nás provází téměř na každém kroku. Od samého počátku rozhlasového vysílání bylo vysíláno mluvené slovo a hudba. Později se vysílání rozšířilo o možnost vysílat textové informace, tedy data. Na VKV se tak děje pomocí RDS, kdy je možné vysílat informace o typu programu (Rock, POP, ....), názvy písní, jména interpretů, ale také třeba dopravní informace. Ovšem rozhlasové vysílání se neuskutečňuje jen na VKV, ale také na DV, SV a KV. Pravdou je, že kvalitativně je rozhlasové vysílání na VKV podstatně lepší než na DV, SV nebo KV. Podle [1] je to dáno tím, že na VKV se používá frekvenční modulace, kdežto na DV, SV a KV se používá v převážné většině amplitudová modulace, která je poměrně citlivá na rušení výboji v atmosféře. Dalším omezením je šířka kanálu, která je dvojnásobkem maximální přenesené frekvence zvuku. V Evropě je kanál široký 9 kHz, maximální přenesená frekvence tak může být jen 4,5 kHz. Při tak úzkém přenosovém kanálu kvalita zvuku připomíná telefon, který přenáší frekvence do 3,4 kHz. A tak je v současné době nejen v našich podmínkách rozhlasové vysílání na VKV rozhodně rozšířenější.

Z popudu hlavních světových provozovatelů KV rozhlasového vysílání a výrobců technologie rozhlasového vysílání proběhla v roce 1996 v Paříži informační schůzka, kde bylo dosaženo shody ve smyslu, že pokud nedojde ke zkvalitnění rozhlasového vysílání na DV, SV a KV rozhlasových pásmech, povede to až k ukončení rozhlasového vysílání na těchto pásmech. V roce 1998 byla v Číně ustavena mezinárodní platforma pro vývoj a rozvoj digitálního rozhlasového vysílání v pásmech DV, SV a KV pod označením „Digital Radio Mondiale“ (DRM).

Cílem této práce je seznámit se základními principy přijímačů rozhlasového signálu v pásmu krátkých vln, především pak s principy příjmu digitálního rozhlasu na platformě DRM v pásmu krátkých vln.

Hlavním cílem je pak především přiblížení problematiky návrhu konstrukce přijímače digitálního rozhlasového vysílání v pásmu krátkých vln pracujícího na principu přímého směšování a ověření možnosti příjmu DRM rozhlasového vysílání v tomto kmitočtovém pásmu v našich zeměpisných podmínkách. Důraz je kladen především na výběr vhodného směšovacího prvku a vstupního laděného obvodu a porovnání vlivu vstupních laděných a neladěných obvodů na celkovou kvalitu příjmu signálu.

Výsledkem práce je návrh zapojení a praktická realizace přijímače s přímým směšováním s popisem použitých součástek a návrhem desky plošných spojů a ověření funkce přijímače s vyhodnocením přijímaného signálu pomocí speciálního softwaru s názvem DREAM autorů Volkera Fishera a Alexandra Kurpiera z Darmstadt University of Technology, určeného k dekodování DRM signálu.

### 3 Základní principy šíření krátkých vln a amplitudové modulace

#### 3.1 Krátké vlny a jejich šíření [2]

Pod pojmem krátké vlny (KV) se rozumí kmitočty v rozsahu 1,5 MHz až 30 MHz, nebo-li vlny o vlnové délce 200 m až 10 m. Krátké vlny se mohou šířit jak přízemní, tak také prostorovou vlnou.

Přízemní vlna se šíří v těsné blízkosti nad povrchem Země a je do značné míry ovlivňována jeho tvarem a vodivostí. Pohlcování energie zemským povrchem je poměrně značné a nelze tedy této vlny využít pro spojení na velké vzdálenosti. Na krátkých vlnách je dosah přízemní vlny omezen na několik desítek km.

Důležitější je šíření prostorovou vlnou, která se odráží od některé z vrstev ionosféry zpět k Zemi, čímž lze krátkých vln využít k přenosu na velké vzdálenosti. Zda se vlna od ionosféry odrazí, do jaké míry je její větší či menší část pohlcena, či projde ionosférou, to závisí na kmitočtu, úhlu dopadu a hlavně na momentálním stavu ionosféry.

Ionosféra vzniká ve výšce 50 km až 500 km nad zemským povrchem ionizací atmosféry, která Zemi obklopuje. K ionizaci atmosféry dochází působením Slunce, které vyzařuje rentgenové a ultrafialové záření a dále pak kosmickým zářením. Tato záření štěpí molekuly a atomy plynů za vzniku kladných iontů a volných elektronů. Ionosféra se dělí na vrstvy D, E, F a vyskytuje se také tzv. sporadická vrstva Es.

250 km – 500 km	vrstva F2
130 km – 250 km	vrstva F1
90 km – 130 km	vrstva E
	vrstvy Es
50 km – 90 km	vrstva D
11 km – 50 km	stratosféra
0 km – 11 km	troposféra

Obr. 1. Složení zemské atmosféry [2]

Vrstva D vzniká ve výšce 50 km až 90 km a odráží dobře jen dlouhé vlny, krátké vlny touto vrstvou procházejí, aniž jsou podstatně tlumeny. Po západu Slunce tato vrstva rychle mizí.



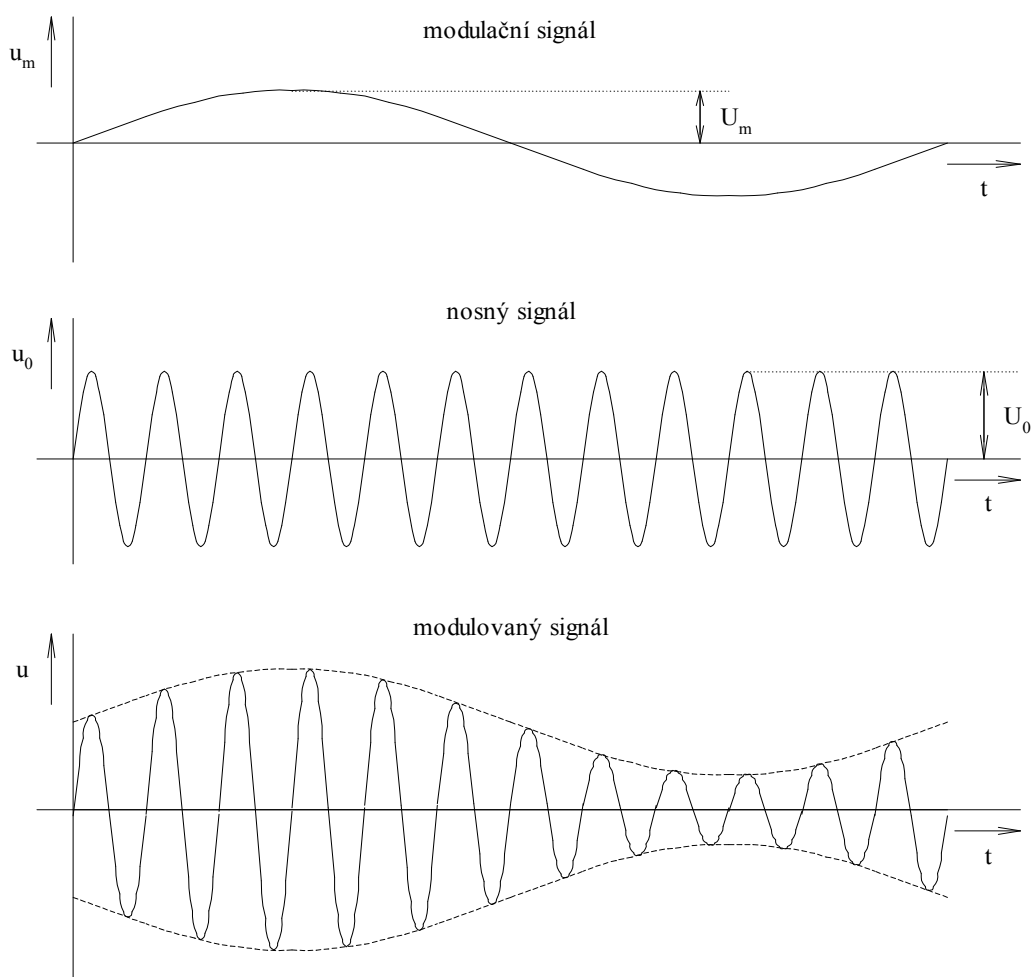
Vrstva E vzniká ve výšce 90 km až 130 km a je také převážně denní vrstvou, v nočních hodinách slábne. Ovlivňuje šíření dlouhých a středních vln. V pásmu krátkých vln tlumí šíření kmitočtů do 3,5 MHz, kratší vlny pronikají velmi snadno skrz.

Vrstva F vzniká ve výšce 130 km a má hlavní význam pro šíření krátkých vln na velké vzdálenosti. V létě a přes den se tato vrstva dělí na vrstvy dvě F1 (130 km až 250 km) a F2 (nad 250 km), přičemž hlavní význam má vyšší vrstva F2, která je prakticky plně ionizovaná.

Sporadická vrstva Es jsou ve skutečnosti silně ionizované plošné mraky o rozloze asi  $100 \text{ km}^2$  v oblasti ionosférické vrstvy E. Ionizace těchto mraků se v závislosti na čase mění, přičemž se mraky navíc přemísťují. Tato vrstva se vyskytuje v období od května do srpna od ranních do večerních hodin. Vznik i zánik je velmi rychlý. Na krátkých vlnách umožňuje poslech na poměrně krátké vzdálenosti několika set km, tj. na vzdálenosti za běžných podmínek nedosažitelné.

### 3.2 Amplitudová modulace [2]

Rozhlasové vysílání v kmitočtovém pásmu krátkých vln používá v převážné většině amplitudovou modulaci.



Obr. 2. Amplitudová modulace

Principem amplitudové modulace je změna amplitudy nosného kmitočtu (tzv. nosné) podle amplitudy nízkofrekvenčního modulačního signálu. Kmitočet i fáze nosné přitom zůstávají konstantní.

Měřítkem působení modulačního signálu na nosnou je tzv. hloubka modulace, což je poměr amplitudy modulačního kmitočtu  $U_m$  ku amplitudě nosného kmitočtu  $U_0$

$$m = \frac{U_m}{U_0} \cdot 100 \text{ [%]} \quad (1)$$

Vyšší promodulování než 100% způsobí tzv. přemodulování nosného kmitočtu a tím i neúnosné zkreslení.

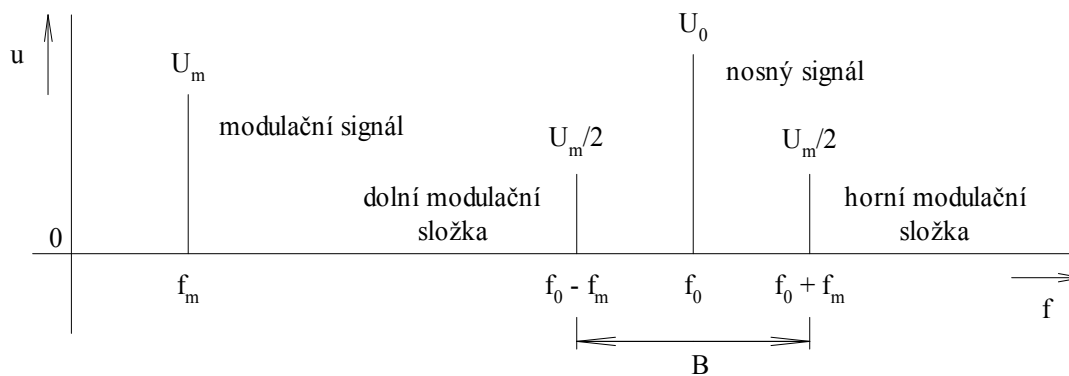
Modulovaný signál je možné vyjádřit jako součet harmonických signálů (složek) s různými amplitudami, frekvencemi a fázovými posuny.

Kmitočtové spektrum modulovaného signálu je grafické znázornění závislosti amplitud (amplitudové kmitočtové spektrum) nebo fází (fázové kmitočtové spektrum) jednotlivých složek tohoto signálu na jejich frekvenci.

**Amplitudové kmitočtové spektrum** AM signálu se skládá ze samotné nosné vlny o amplitudě  $U_m$  a ze dvou postranních modulačních složek (pásem) o amplitudách

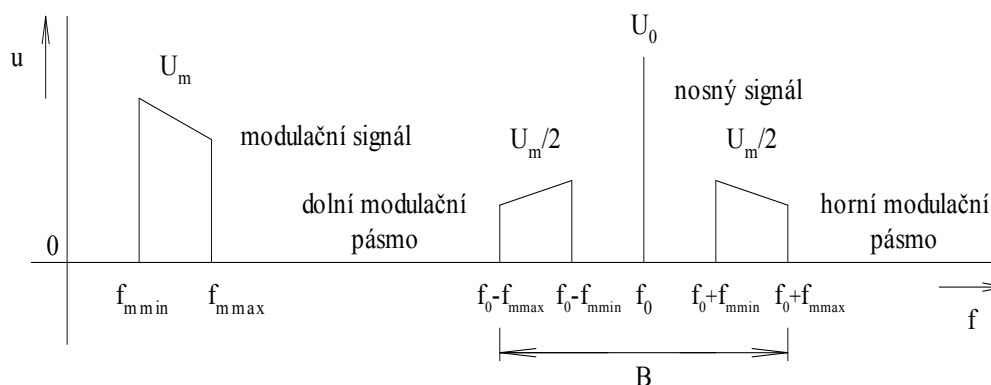
$$\frac{U_m}{2} = \frac{m}{2 \cdot 100} \cdot U_0 \quad (2)$$

ležících symetricky po obou stranách nosné vlny ve vzdálenostech  $+f_m$  a  $-f_m$  od ní.



Obr. 3. Modulace jedním kmitočtem  $f_m$

V praxi se obvykle moduluje určitým kmitočtovým spektrem (např. hovorovým spektrem), pak kolem kmitočtu nosné vzniknou dvě postranní pásma. Každé z těchto postranních pásem nese celou nf informaci.



Obr. 4. Modulace spektrem kmitočtů  $f_{mmin}$  a  $f_{mmax}$

Teoretická hodnota šířky přenášeného pásma B u AM signálů je

$$B = 2 \cdot f_{mmax} \quad (3)$$

Celková šířka rozhlasového kanálu pro přenos amplitudově modulovaných signálů je 9 kHz (tzv. jednotný rastr 9 kHz) respektive, 10 kHz. Maximální přenesený kmitočet zvuku je tedy 4,5 kHz, respektive 5 kHz.

Při tak úzkém přenosovém pásmu je nízká kvalita přenosu hudby a navíc je amplitudová modulace poměrně citlivá na rušení výboji v atmosféře. Proto posluchači rozhlasu v posledních letech přecházejí na velmi krátké vlny (VKV), kde rozhlas vysílá s frekvenční modulací (FM), která díky šířce přenášeného pásma až 250 kHz a zdvihu  $\pm 75$  kHz dosahuje výborné kvality přenosu ať už z hlediska přenášeného kmitočtového pásma, tak z hlediska dynamického rozpětí.

## 4 Digitální rozhlas

### 4.1 Digitální rozhlasové vysílání v pásmech SV, DV a KV [1]

Základní výhody digitálního vysílání v AM pásmech lze shrnout do několika bodů:

- šíření signálu je méně závislé na přímé viditelnosti než u VKV rozhlasu;
- na KV je možnost spojení na prakticky libovolné místo na zeměkouli;
- umožňuje kvalitní příjem v členitém terénu a v mobilních prostředcích;
- pro pokrytí stejného území stačí oproti analogovému vysílání výkon o 6 dB až 9 dB nižší;
- vyšší odstup s/š, menší nelineární zkreslení, bez rušivých efektů, lepší kvalita zvuku, monofonní nebo stereofonní přenos;
- k digitálnímu příjmu signálu DRM v rozhlasovém pásmu AM bez šumu lze poskytnout dodatečnou možnost přenášet další informace jako texty, grafiku a obrázky;

Z popudu hlavních světových provozovatelů KV rozhlasového vysílání (Radio France International, Deutsche Welle, Voice of Amerika) a výrobců technologie rozhlasového vysílání (Thomcast) byla v září 1996 uspořádána v Paříži informační schůzka zástupců provozovatelů rozhlasového vysílání a průmyslu, na které bylo dosaženo shody v tom, že pokud nedojde k zásadním změnám ve způsobu vysílání a příjmu rozhlasového signálu v pásmech SV, DV a KV, dojde k ukončení rozhlasového vysílání v těchto pásmech. Od té doby proběhla řada pracovních schůzek zatím neformálního sdružení asociací provozovatelů pozemního AM rozhlasového vysílání, zástupců výzkumných pracovišť, finančního sektoru a výrobců rozhlasových zařízení. Výsledkem těchto přípravných schůzek bylo ustavení mezinárodní platformy pro vývoj a rozvoj digitálního rozhlasového vysílání v pásmech SV, DV a KV pod označením „**Digital Radio Mondiale**“ (DRM).



Obr. 5. Logo DRM [4]

## 4.2 Co je to DRM ? [1], [3], [4]

Digital Radio Mondiale (DRM) je univerzální, otevřený, standardizovaný systém digitálního rozhlasu pro dlouhé, střední a krátké vlny na frekvencích pod 30 MHz. Byl schválen ITU (The International Telecommunication Union – Mezinárodní Telekomunikační Unie) a je standardizován dle ETSI ES 201 908.

DRM má blízko ke zvukové kvalitě FM. Zvýšení kvality oproti klasickému AM je patrné na první poslech. DRM umožňuje rozšířit obsah vysílání o text a data. Ty lze pak zobrazit na displejích DRM přijímačů a rozšířit tak obsah poslouchané informace.

DRM může vysílat s různou šířkou kanálu:

- **4.5 kHz nebo 5 kHz** je poloviční šířka kanálu. Účelem je nabídnout provozovatelům možnost souběžného vysílání (simulcast) jak klasického AM s plnou šířkou kanálu 10 kHz, tak zároveň DRM s polovičním postranním pásmem se šířkou 5 kHz. Nicméně výsledná přenosová rychlost a kvalita audio signálu je nižší (přibližně 8 -16 kbit/s).
- **9 kHz nebo 10 kHz** je standardní šířka kanálu AM vysílání, takže mohou být využity stávající kmitočty (přenosová rychlost je přibližně 17 kbit/s – 35 kbit/s).
- **18 kHz nebo 20 kHz** odpovídá spojení dvou sousedních kanálů. Tím se nabízí možnost vyšší kvality audio signálu (přenosová rychlost je přibližně 31 kbit/s - 72 kbit/s).

## 4.3 Principy DRM

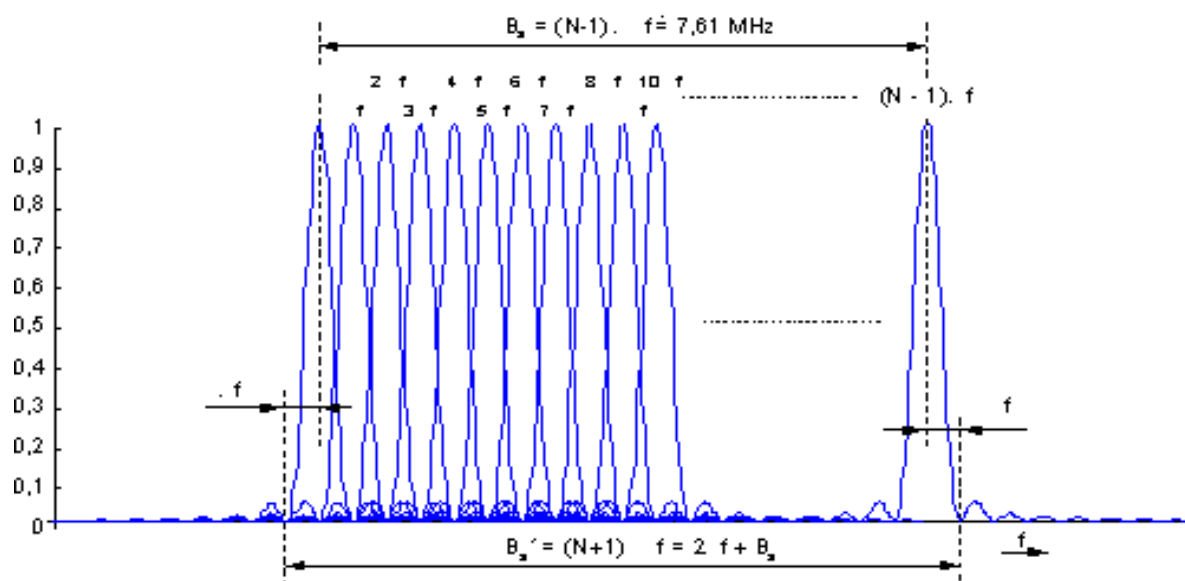
### 4.3.1 COFDM (OFDM) modulace [5]

DRM používá modulaci COFDM (v podstatě identickou s OFDM, ale používá kanálové protichybové kódování), kdy se pro přenos dat používá velký počet (stovky až

tisíce) navzájem ortogonálních nosných. Data jsou rozdělena na několik paralelních datových toků nebo kanálů, jeden pro každou nosnou. Nosné jsou dále modulovány dle konvenčních modulačních schémat 4-QAM, 16-QAM nebo 64-QAM. Datový tok celého kanálu se tak dělí na stovky dílčích datových toků jednotlivých nosných. Protože jsou ve výsledku toky na jednotlivých nosných malé, je možné vkládat ochranný interval (guard interval), tj. čas, kdy se nevysílá žádná nová informace. Ochranný interval slouží k eliminaci interferencí signálů, které přicházejí k přijímači z různých míst (např. vlivem odrazů).

Při OFDM modulaci jsou nosné navzájem ortogonální (kolmé), to znamená, že jsou eliminovány přeslechy mezi kanály a není třeba použít ochranné pásmo mezi nosnými. To velmi zjednodušuje konstrukci jak vysílače tak přijímače, protože nejsou potřeba oddělovací filtry pro každý kanál.

Ortogonalita také umožňuje vysokou efektivitu využití frekvenčního spektra. Tím může být využito téměř celé frekvenční pásmo, které máme k dispozici.



Obr. 6. Frekvenční spektrum signálu OFDM [5]

#### 4.3.1.1 Parametry OFDM [1], [3], [4]

OFDM modulace má několik parametrů, které se volí v závislosti na podmínkách šíření signálu. Je to zejména odstup nosných, který určuje odolnost proti Dopplerovu jevu (ten způsobuje posun nosných kmitočtů) a ochranný interval, který určuje odolnost proti šíření signálu z různých míst (které způsobuje spoždování signálu).

DRM konsorcium stanovilo čtyři rozdílné módy, které odpovídají typickým podmínkám šíření signálu:

- **A:** Gaussův kanál s velmi malým šířením signálu z různých míst a Dopplerovým jevem. Tento mód je vhodný pro místní nebo regionální rozhlas.
- **B:** Kanál šíření signálu různými cestami. Tento mód je vhodný pro vysílání na střední vzdálenosti. V současné době je tento mód nejpoužívanější.
- **C:** Podobný módu B, ale s lepší odolností proti Dopplerovu jevu. Tento mód je vhodný pro vysílání na dlouhé vzdálenosti.

- **D:** Podobný módu B, ale je odolný proti velkému časovému zpoždění signálu a Dopplerovu jevu. Tyto jevy nastávají při nepříznivých podmínkách šíření signálu na velmi velké vzdálenosti. Užitečná bitová rychlost je v tomto módu snížena.

Jak vyplývá z výše uvedených skutečností, přenosová rychlost kanálu závisí na takových faktorech, jako jsou mód šíření signálu (A, B, C, D), modulace nosné (16-QAM, 64-QAM), šířka kanálu (9 kHz nebo 10 kHz) a také na úrovni zabezpečení přenosu, jak ukazuje tabulka 1.

Tab. 1: Závislost přenosové rychlosti kanálu na parametrech OFDM modulace

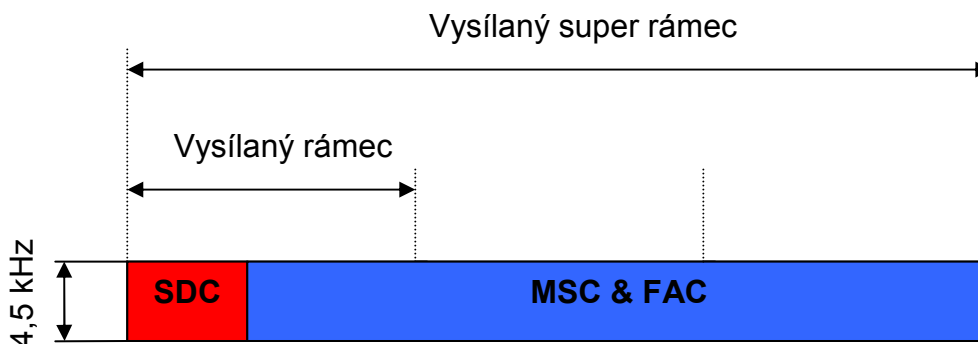
Stupeň ochrany	A (9 kHz)	B (9 kHz)	B (10 kHz)		C (10 kHz)		D (10 kHz)	
	64-QAM	16-QAM	16-QAM	64-QAM	16-QAM	64-QAM	16-QAM	64-QAM
0	19,6 kbit/s	7,6 kbit/s	8,7 kbit/s	17,4 kbit/s	6,8 kbit/s	13,7 kbit/s	4,5 kbit/s	9,1 kbit/s
1	23,5 kbit/s	10,2 kbit/s	11,6 kbit/s	20,9 kbit/s	9,1 kbit/s	16,4 kbit/s	6 kbit/s	10,9 kbit/s
2	27,8 kbit/s	-	-	24,7 kbit/s	-	19,4 kbit/s	-	12,9 kbit/s
3	30,8 kbit/s	-	-	27,4 kbit/s	-	21,5 kbit/s	-	14,3 kbit/s

Rovnováha mezi těmito parametry určuje celkovou odolnost systému, odolnost systému co se týče podmínek šíření a užitečnou bitovou rychlost zajišťující činnost systému. Větší odstup nosných znamená větší odolnost systému vůči Dopplerovu jevu. Větší ochranný interval zlepšuje odolnost systému proti časovému zpoždění způsobenému šířením signálu z různých míst.

Časové parametry OFDM symbolů jsou vyjádřeny ze základního časového intervalu  $T$ , který má délku 83,33  $\mu$ s. Jsou to:

- $T_g$  : délka ochranného intervalu (*guard interval*)
- $T_s$  : délka OFDM symbolu
- $T_u$  : délka užitečné (ortogonální) části OFDM symbolu

OFDM symboly jsou seskupeny ve formě přenášených rámců délky  $T_f = 400$  ms a každý z těchto rámců je složen z  $N_s$  OFDM symbolů. Tři tyto rámce tvoří tzv. super rámec o délce 1,2 s, jak je patrné z obr. 7. Z těchto super rámců je pak uspořádán vysílaný signál.



Obr. 7. Struktura rámců v DRM

Každý OFDM symbol obsahuje data a referenční informaci a je představovaný počtem  $K$  nosných a vysílaný po dobu  $T_s$ . Odstup mezi sousedními nosnými je  $1/T_u$ .

OFDM parametry musí být voleny tak, aby odpovídaly podmínkám šíření a pokrývaly oblast, kterou operátor potřebuje obsluhovat. Různá nastavení OFDM parametrů jsou tudíž definována pro rozdílné podmínky šíření a hodnoty těchto parametrů jsou uvedeny v následující tabulce.

Tab. 2: Konkrétní hodnoty OFDM parametrů

mód odolnosti	užitečná doba symbolu $T_u$ [ms]	odstup nosných $1/T_u$ [Hz]	ochranný interval $T_g$ [ms]	délka symbolu $T_s = T_u + T_g$ [ms]	počet symbolů v rámci $N_s$
A	24	41,667	2,66	26,66	15
B	21,33	46,875	5,33	26,66	15
C	14,66	68,182	5,33	20	20
D	9,33	107,143	7,33	16,66	24

V DRM vysílaný super rámec sestává ze tří kanálů, z nichž ten hlavní se označuje zkratkou MSC a dva podružné kanály se označují jako FAC a SDC. Tyto dva kanály jsou klíčové pro zajištění jednoduché činnosti přijímače a jsou tudíž navrženy tak, aby byly spolehlivě přijaty i za nepříznivých podmínek s různým samoopravným chybovým kódem z MSC.

**MSC** – s limitovanou rychlostí přenosu v závislosti na šířce kanálu by byl normálně určen pro přenos jednoho audio programu společně s malým množstvím dat. Nicméně určitý stupeň flexibility umožňuje, aby MSC mohl obsahovat mezi jedním až čtyřmi datovými toky. Audio služby se skládají z jednoho toku nesoucího audio a možného dalšího toku nesoucího data. Datová služba sestává z jednoho toku nesoucího data.

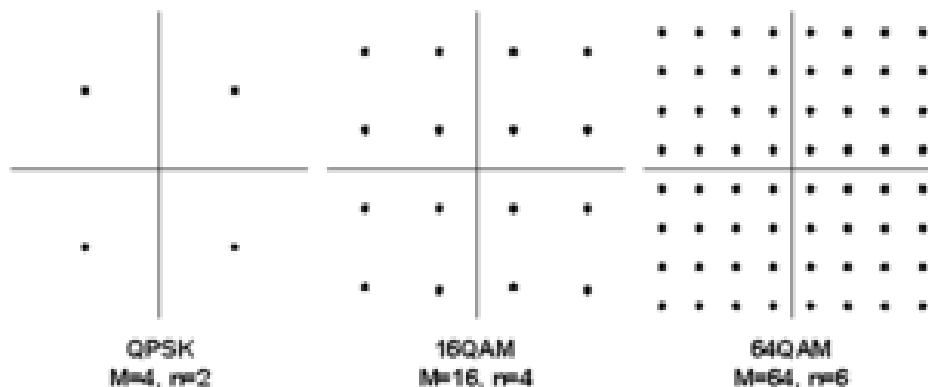
**FAC** – obsahuje informace o parametrech kanálu potřebných pro demodulaci multiplexu stejně jako základní informace pro rychlé hledání (např. šířka kanálu, MSC modulační mód, SDC mód, číslo audio a datového provozu, vysílací jazyk, typ programu, atd.). Parametry kanálu umožňují přijímači účinně dekodovat multiplex nebo změnit frekvenci a hledat znova.

**SDC** – obsahuje data, která se vysílají na začátku každého datového superrámce. Tato data obsahují identifikaci služeb dostupných v MSC a informace, jak tyto služby dekodovat. Dále obsahuje např. název stanice, čas, datum, atd.

#### 4.3.2 QAM modulace [5], [6]

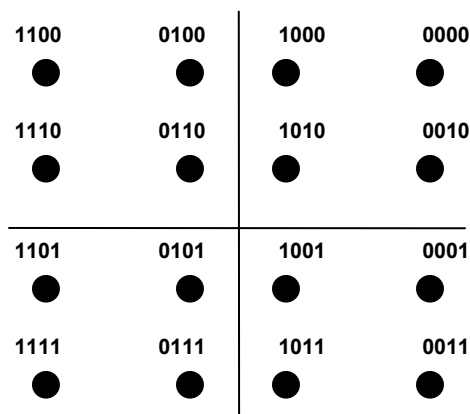
Pro přenos informací komunikačním kanálem se zpravidla používají vícestavové digitální modulace. U systémů digitálního rozhlasu se jedná o modulace M-QAM: M-stavové kvadraturní amplitudové modulace. Používají se tři typy: QPSK (4-QAM), 16-QAM a 64-QAM, viz obr. 8. Každý stav je popsán amplitudou a fází, je představitelný například jako sinusový signál o dané amplitudě a jisté fázi vztažené k nějaké referenci.

Pokud bychom měli k dispozici pouze dva stavy, přenesli bychom v jeden okamžik informaci pouze o jednom bitu. Se čtyřmi stavy již přenášíme najednou informaci o dvou bitech, při 16 stavech o 4 bitech a při 64 stavech už o 6 bitech. Tuto informaci nazýváme symbolem. Výsledný tvar modulace pro všechny stavy, kterých může nabývat, si tak můžeme představit jako čtvercovou síť bodů, z nichž každý představuje jeden stav – určitou kombinaci nul a jedniček pro jednotlivé bity, jak je patrné z obr. 9.



Obr. 8. Obecné konstelační diagramy modulací třídy M-QAM [5]

Uvážíme-li, že pro všechny zmíněné modulace máme k dispozici stejný rozsah amplitud, je zjevné, že u vícestavové modulace musejí být jednotlivé body sítě blíže u sebe. Dojde-li pak vlivem rušení k vychýlení bodu z jeho správné polohy do polohy jiného bodu, vzniká chyba přenosu. Vícestavová modulace je tak méně odolná vůči rušení, neboť k chybě dojde snadněji. Přenosová rychlost je závislá na typu modulace (vícestavové modulace přenesou více informace) a samotné rychlosti vysílání symbolů. Rychlost vysílání symbolů pak určuje šířku obsazeného frekvenčního spektra.



Obr. 9. Konstelační diagram modulace 16-QAM pro DRM

### 4.3.3 Kódování zdrojového signálu [3], [4], [6]

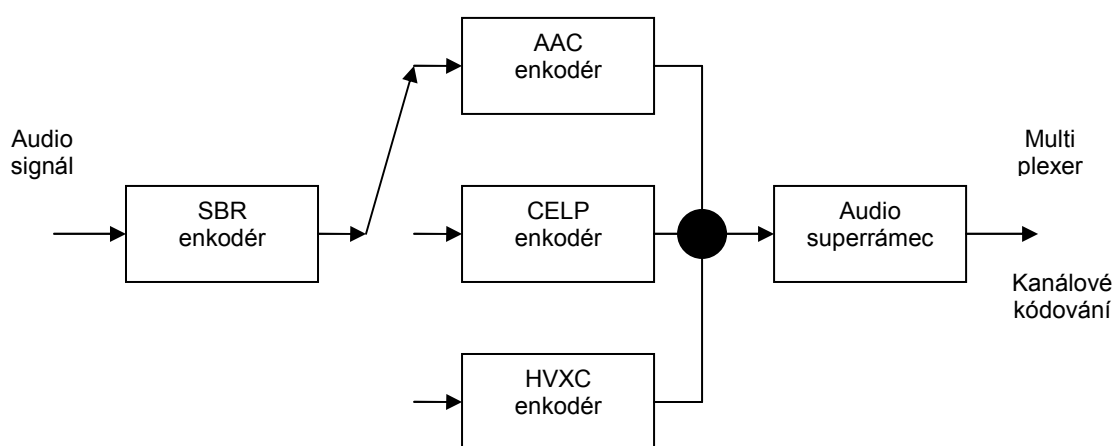
S ohledem na omezení vyplývající z regulačních podmínek pro vysílání na rozhlasových kanálech na kmitočtech pod 30 MHz a na parametry použitých kódovacích a modulačních principů je přenosová rychlost dosažitelná při kódování zdrojových signálů v rozmezí od 8 kbit/s (poloviční kanály) do  $\approx 20$  kbit/s (standardní kanály) a v případě dvojnásobných kanálů až do  $\approx 72$  kbit/s.

Aby systém mohl nabídnout optimální kvalitu při daném datovém toku, nabízí různé principy kódování zdrojových signálů, viz obr.10:

- **MPEG-4 AAC** zahrnující mocné nástroje proti chybám všeobecně používané pro mono a stereo audio vysílání
- **MPEG-4 CELP**: hlasový kodér pro mono vysílání pro případy, kdy je možný pouze malý datový tok nebo když je požadována vysoká odolnost přenosu proti chybám



- **MPEG-4 HVXC:** hlasové kódování pro velmi malé přenosové rychlosti a s velkou odolností proti chybám hlasového vysílání v mono, zvláště vhodné pro základní aplikace hlasovodátové aplikace
- **SBR:** rozšířený nástroj pro kódování audio signálu, který umožňuje dosáhnout plný zdvih audia i při malé přenosové rychlosti. Může být aplikován na AAC, CELP i HVXC
- **PS:** rozšířený nástroj pro kódování audio signálu týkající se SBR, který vyhovuje pro kódování sterea při malém datovém toku



Obr. 10. DRM zdrojové kódování

Jak bylo výše uvedeno, DRM systém nabízí kódování audia (AAC) a kódování hlasu (CELP a HVXC). Navíc může být použita metoda obnovy vyšších kmitočtů (SBR) pro zlepšení kvality audia tří rozdílných kódovacích principů. Enkódované audio je pak složeno do audio super rámců konstantní délky. Informace o specifické konfiguraci audia jsou vysílány v SDC.

#### 4.3.3.1 AAC kódování audio signálu

Specifické vlastnosti AAC v DRM systému:

- **Přenosová rychlost:** AAC může být použito pro jakoukoli přenosovou rychlost. Řazení bytů 400 ms audio superrámce vede k nespojitosti 20 bit/s při AAC přenosové rychlosti.
- **Vzorkovací frekvence:** dovolená vzorkovací frekvence je 12 kHz a 24 kHz.
- **Odolnost proti chybám:** podmnožina nástrojů MPEG-4 je použita pro zlepšení odolnosti proti chybám AAC bitového toku v kanálech náchylných k chybám.
- **Audio superrámce:** 5 (12 kHz) nebo 10 (24 kHz) audio rámců tvoří jeden audio superrámec, který vždy odpovídá délkou 400 ms. Audio rámce v audio superrámecích jsou kódovány společně tak, že každý audio superrámec má konstantní délku, t.j. že záměna bitu mezi audio rámci je možná pouze v jednom superrámci. Jeden audio superrámec je vždy umístěn v jednom logickém rámci. Takto není třeba přidávat synchronizaci pro kódování audio signálu.

- **UEP (proměnná ochrana proti chybám):** zlepšení omezeného provozu a lepšího výkonu při vyšším BER (Bit Error Rate – bitová chybovost) je dosaženo aplikací UEP v AAC bitovém toku.

#### 4.3.3.2 MPEG CELP kódování

MPEG CELP hlasové kódování v DRM systému poskytuje rozumnou kvalitu mluveného slova při přenosových rychlostech výrazně nižších než jsou standardní přenosové rychlosti. Možné scénáře použití hlasového kodéru jsou:

- Dvojnásobné nebo trojnásobné aplikace: místo jednoho audio programu s přenosovou rychlostí 20 kbit/s nebo 24 kbit/s, obsahuje kanál dva nebo tři signály, každý s rychlostí 8 kbit/s nebo 10 kbit/s, které dovolují souběžné vysílání.
- Hlasové služby přidané k audio službám.
- Souběžné vysílání: v případě souběžného analogového a digitálního vysílání může být dostupná pouze nízká rychlost 8 kbit/s.
- Velmi odolné hlasové aplikace: v důsledku jeho vlastností je očekávána vyšší odolnost vůči chybám kanálu. Tudíž rychlost hlasového kódování 8 kbit/s vysoce odolné hlasové kódování na jednom kanále.

Základní vlastnosti MPEG CELP kódování jsou:

- Vzorkovací kmitočet 8 kHz nebo 16 kHz
- Přenosová rychlost mezi 4 kbit/s a 20 kbit/s
- Odolnost proti chybám
- Vytváření celočíselných počtů CELP rámců za účelem sestavení audio super rámce.

#### 4.3.3.3 MPEG HVXC kódování

MPEG-4 HVXC kódování hlasu přináší do DRM systému rozumnou kvalitu hlasu při velmi malé přenosové rychlosti, jako jsou 2 kbit/s. Provozní přenosová rychlost HVXC otevírá možnost využití dalších aplikací v DRM, jako jsou.

- Hlasové služby navíc k audio službám.
- Vícejazyčné aplikace.
- Uložení množství programů jako jsou zprávy (např. celkem 4,5 hodiny rozhlasových programů může být uloženo 4 MByte Flash paměti).

- Úpravu časového měřítka pro rychlé přehrávání nebo prohlížení uložených programů.
- Vysoce proti chybám odolné vysílání.

Základní vlastnosti MPEG HVXC kódování jsou:

- Vzorkovací kmitočet 8 kHz.
- Přenosová rychlost 2 kbit/s a 4 kbit/s pevně stanovená pro kódování.
- Umožňuje využití nástroje CRC pro zlepšení odolnosti proti chybám HVXC bitového toku v kanálech náchylných k chybám.
- Vytváření celočíselných počtů HVXC rámců za účelem sestavení audio super rámce.

#### 4.3.3.4 SBR kódování

Bylo by žádoucí dosáhnout slušné kvality audia i v prostředí s velmi malým datovým tokem. Toho lze dosáhnout použitím SBR.

Účelem SBR je obnovit ztracené vysoké frekvence audio signálu, které nemohou být kódovány enkodérem. Aby to bylo možné co nejlepším způsobem, je třeba některé vedlejší informace vysílat v datovém toku pro audio. To ovšem způsobí ztrátu malého procenta dostupné datové rychlosti audio kodéru. Tato vedlejší informace je dopočítána na plný zdvih signálu dříve, než je kódována a pomáhá rekonstruovat vysoké frekvence po dekódování audia či hlasu.

#### 4.3.3.5 PS kódování

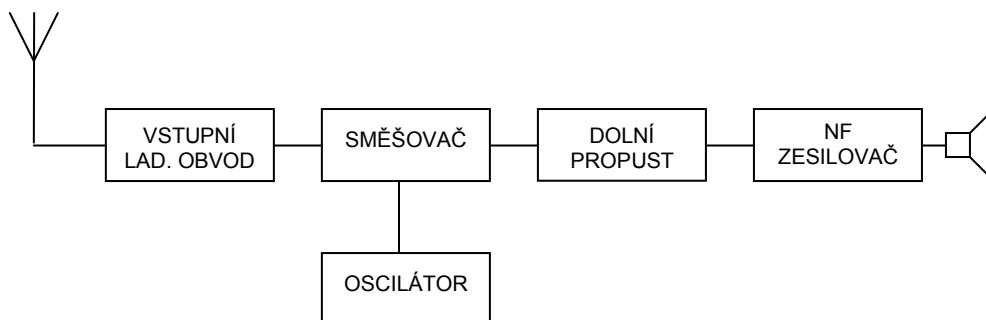
Pro vylepšení provedení kódování stereo signálu při malých datových tocích je určen PS kodér. Tento nástroj lze použít při konfiguraci AAC + SBR. Kódování a dekódování PS se provádí v SBR kódovacích a dekódovacích blocích. Obecná myšlenka PS kódování je poslat data popisující obraz stereo signálu jako vedlejší informaci spolu s mono signálem. Tato vedlejší informace je velmi krátká a vyžaduje tak jen malou část celkového datového toku a dovoluje tudíž mít pro mono signál maximální kvalitu daného celkového datového toku.

Složení sterea v dekodéru obnoví prostorové vlastnosti, ale nepostihne celkovou spektrální energii signálu. Cílové datové toky pro použití při kódování parametrického stereo signálu v AAC + SBR jsou v rozsazích kde si nemůžeme tradiční stereo dovolit.

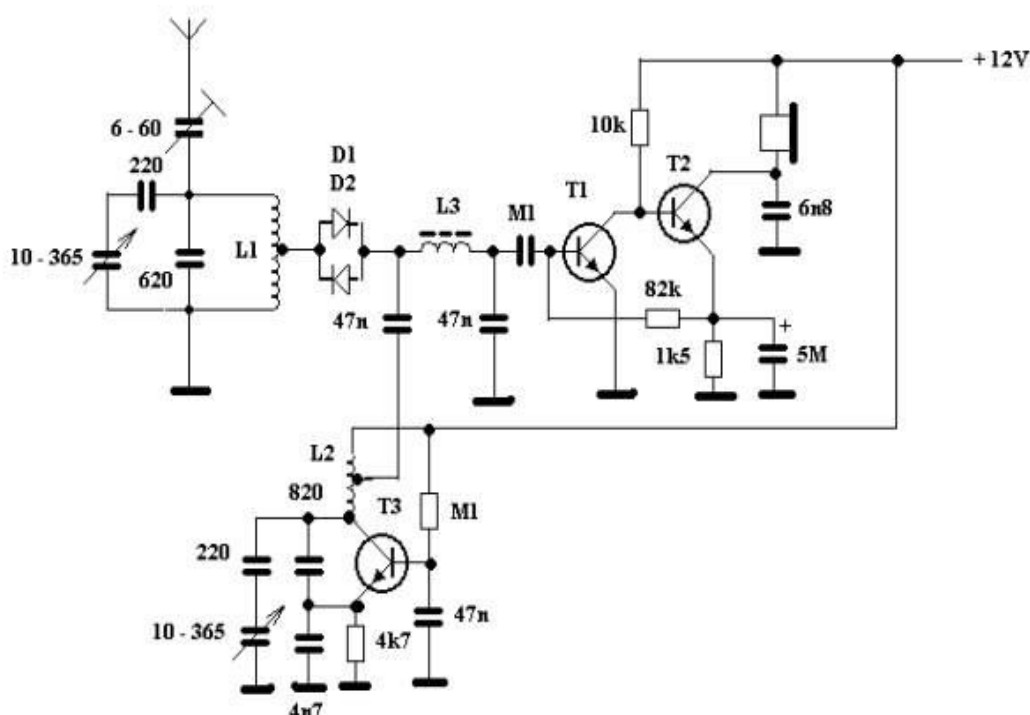
## 5 Přijímače s přímým směřováním [7], [8]

Přímosměšující přijímače, též nazývané homodyny nebo také přijímače s nulovou mezifrekvencí jsou přijímače, kde se vstupní signál (z antény) směšuje se signálem oscilátoru přibližně téže frekvence. Směřováním vzniká součtová a rozdílová složka a dolní propustí se vybírá jen rozdílová složka (součtová se potlačuje), která leží v pásmu nízkých kmitočtů (v akustickém pásmu). Na obr. 11 je znázorněno blokové schéma

přímossměšujícího přijímače a na obr. 12 je pak příklad konkrétního zapojení přijímače s přímým směšováním.



Obr. 11. Blokové schéma přímossměšujícího přijímače



Obr. 12. Příklad zapojení přímossměšujícího přijímače [7]

Základ přijímače tvoří směšovač a oscilátor. Vstupní obvod a obvod oscilátoru jsou laděny na přibližně stejný kmitočet. Pro příjem DRM signálu je třeba, aby oscilátor byl naladěn o cca 5 kHz až 15 kHz (optimálně 12 kHz) nad přijímaným kmitočtem. Oscilátor musí být velmi stabilní, a to i po mechanické stránce. Hlavní selektivitu přijímače tvoří dolní propust na výstupu směšovače. Prakticky veškeré zesílení je soustředěno do nf zesilovače.

Nejvýhodnější napájení přijímače je z baterií. Při napájení ze síťových zdrojů se může projevit vznik brumů. Účinnou pomocí bývá oddělení zdroje od vlastního přijímače a jejich vzájemné propojení přes vf tlumivky.

V následujících kapitolách jsou jednotlivé bloky přímossměšujícího přijímače rozebrány podrobněji.

## 5.1 Filtry, laděné obvody [7]

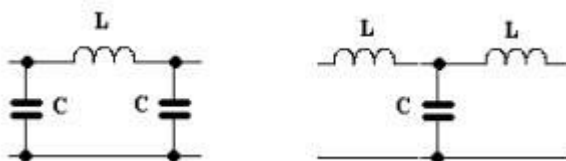
U všech typů přijímačů, nejenom u přímoseřadujících, je potřebná filtrace signálu. Vstupní obvody přijímače musí zabezpečit součinitel přenosu v pracovním pásmu kmitočtu blízky jedné a pokud možno co nejvíce zeslabit signály mimo přijímané pásmo.

Filtry slouží k potlačení nebo zdůraznění určitých kmitočtů. Skládají se z vhodné kombinace kondenzátorů a cívek. Jejich princip je založen na základních vlastnostech kondenzátoru (propouští střídavý signál tím lépe, čím je jeho kmitočet vyšší) a cívky (kládá střídavému signálu odpor, který je tím větší, čím je jeho kmitočet vyšší).

Podle propustnosti signálu dělíme filtry na:

- dolnofrekvenční propust
- hornofrekvenční propust
- pásmovou propust
- dolnofrekvenční zádrž
- hornofrekvenční zádrž
- pásmovou zádrž

Dolnofrekvenční propust (obvykle zvaná dolní propust), obrázek 13, dobře propouští kmitočty nízké, protože je v sérii cívka, která pro vyšší kmitočty představuje postupně stále větší odpor. Vyšší kmitočty se přes ní nedostanou a jsou naopak svedeny na zem kondenzátorem, který jim klade malý odpor.



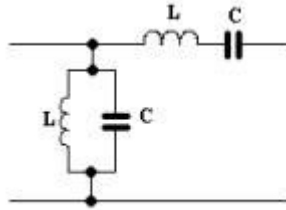
Obr. 13. Příklad zapojení dolnofrekvenční propusti tvaru  $\Pi$  a T [7]

Hornofrekvenční propust (obvykle zvaná horní propust), obrázek 14, propouští dobře vysoké kmitočty a zadržuje nízké kmitočty (stejnoseměrný signál nepropustí vůbec). Pro nízké kmitočty kondenzátor představuje velký odpor, tyto kmitočty tedy nepropustí. Cívka naopak představuje malý odpor a tyto kmitočty svede na zem.



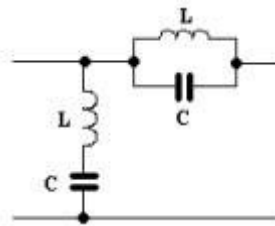
Obr. 14. Příklad zapojení hornofrekvenční propusti tvaru  $\Pi$  a T [7]

Filtry je také možno sestavit z laděných obvodů. Pokud se zapojí do série s vedením sériový laděný obvod a paralelně k vedení paralelní laděný obvod, vznikne tzv. pásmová propust, viz obr. 15. Na výstupu se pak objeví pouze určité, vzájemně blízké kmitočty. Ostatní podstatně nižší a podstatně vyšší kmitočty jsou svedeny paralelním obvodem.



Obr. 15. Příklad zapojení pásmové propusti [7]

Při zapojení paralelního laděného obvodu do série a sériového laděného obvodu paralelně, viz obr. 16, vznikne pásmová zadrž, která má přesně opačné vlastnosti než pásmová propust.



Obr. 16. Příklad zapojení pásmové zadrž [7]

## 5.2 Směšovače [8]

Vlastnosti přímosemšujících přijímačů prakticky závisí na obvodu směšovače. Úkolem směšovače je převést přijímaný kmitočet na kmitočet nový, který se nazývá mezifrekvenční a pro potřeby příjmu DRM signálu leží v akustickém frekvenčním pásmu (5 kHz až 15 kHz, nejlépe 12 kHz). Mezifrekvenční signál vznikne směšováním kmitočtu přijímaného signálu s kmitočtem oscilátoru, který je součástí přijímače. Na výstupu směšovače se odebírá signál, který je buď součtem nebo rozdílem obou kmitočtů. Obecně platí, že kmitočet oscilátoru může být pod přijímaným kmitočtem nebo nad ním, aniž by to mělo vliv na funkci směšovače. Z hlediska potlačení nežádoucích produktů směšování bývá výhodnější volit kmitočet oscilátoru nad přijímaným kmitočtem.

Každý směšovač má tři póly. Do jednoho se přivádí vf signál přijímaného kmitočtu (o malé úrovni), do druhého pak oscilátorové napětí nebo výkon (o úrovni, která několikrát převyšuje úroveň přijímaného signálu). Třetí pól je výstupem, na kterém jsou všechny produkty směšování.

U směšovačů posuzujeme zejména tyto vlastnosti:

- šumové číslo – určuje spodní hranici dynamického rozsahu
- schopnost zpracovat lineárně velká vstupní napětí – určuje horní hranici dynamického rozsahu
- přeslechy mezi póly směšovače – tj. stupeň potlačení signálu přivedeného na jeden pól a měřeného na zbývajících pólech
- směšovací zisk (ztátu)

Směšovače používané v radioelektronice můžeme dělit podle různých hledisek. Podle použitého směšovacího prvku rozeznáváme směšovače:

- diodové
- s bipolárními tranzistory
- s tranzistory FET
- s integrovanými obvody

Podle fyzikálního principu, který se při směšování uplatňuje, směšovače dělíme na:

- aditivní
- multiplikativní

Aditivní směšování vzniká, když oba signály (vstupní a oscilátorový) jsou zapojeny v sérii. Mezi aditivní směšovače patří směšovače s jedinou, s bipolárním tranzistorem a s tranzistorem FET bez ohledu na to, jestli je oscilátorový signál spolu s vf signálem přiveden do stejné elektrody nebo do různých elektrod.

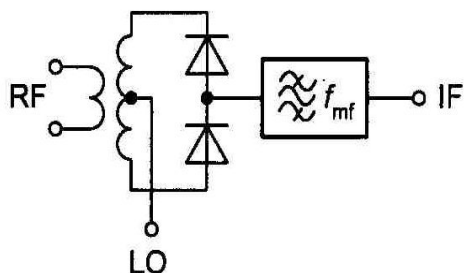
K multiplikativnímu směšování dochází u dvojhradlových tranzistorů FET (vf signál do G1 a oscilátor do G2) a u většiny směšovačů s monolitickými integrovanými obvody. Výhodou multiplikativního směšování je lepší izolace mezi vstupními póly, takže dochází k menšímu vzájemnému ovlivňování obou přivedených signálů.

Z hlediska symetrie obvodové konfigurace se směšovače dělí na asymetrické (unbalanced), jednoduše vyvážené (single balanced) a na dvojitě vyvážené (double balanced).

U asymetrických směšovačů se na výstupu objeví spektrum kmitočtů. Jednoduše vyvážené směšovače již samy potlačí část nežádoucích produktů na výstupu. U směšovačů dvojitě vyvážených dochází k výraznému potlačení nežádoucího spektra kmitočtů a za určitých podmínek je možné dosáhnout stavu, kdy na výstupu budou pouze součtový a rozdílový kmitočet základních kmitočtů. To bude za předpokladu, že přivedené oscilátorové napětí bude bez harmonických kmitočtů (čistý sinusový tvar) a úroveň vstupního vf napětí nepřekročí hodnotu, kdy začne docházet ke zkreslení a vzniku lichých harmonických kmitočtů).

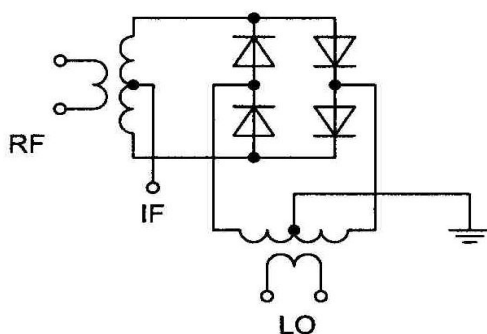
### 5.2.1 Diodové směšovače

V současné radiokomunikační technice jsou diodové směšovače (vesměs se Schottkyho diodami) nezastupitelné při kmitočtech vyšších než 100 GHz, kde zatím ani nejlepší tranzistory nejsou pro směšování použitelné. Diodové směšovače však nacházejí uplatnění i v oblasti mnohem nižších kmitočtů, a to hlavně tam, kde se vyžaduje co největší dynamický rozsah. Jednoduchá zapojení používají dvou diod pracujících jako symetrický (jednoduše vyvážený) směšovač viz obr. 17.



Obr. 17. Jednoduchý vyvážený diodový směšovač [8]

Daleko běžnější je zapojení dvojité vyváženého směšovače se čtyřmi diodami viz obr. 18.



Obr. 18. Dvojitě vyvážený diodový směšovač [8]

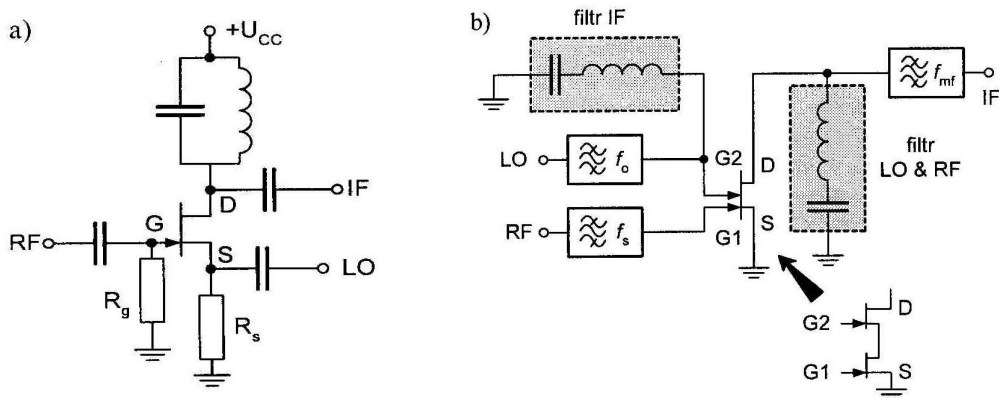
Směšovací ztráty u diodových směšovačů se pohybují v rozmezí 5 dB až 10 dB, v tomto rozmezí pak leží i šumový činitel.

### 5.2.2 Asymetrické směšovače s bipolárními tranzistory a s tranzistory FET

Asymetrické směšovače s jedním bipolárním tranzistorem náležely k nejrozšířenějším typům směšovačů, ačkoli většina jejich vlastností je nepříznivá. Přechod PN mezi bází a emitorem zde má typickou exponenciální charakteristiku, což vede k tomu, že při buzení tranzistoru modulovaným vstupním signálem a sinusovým oscilačním signálem, obsahuje kolektorový výstupní proud kromě žádaného ještě nekonečně mnoho parazitních směšovacích produktů. Izolace mezi oscilační bránou a zbývajícími branami je zde malá. Tyto směšovače mají dnes své oprávnění jen v několika málo aplikacích, zejména tam, kde je úroveň vstupního signálu velmi malá a navíc se příliš nemění. Takový případ nastává např. u přijímačů družicové televize vysílané ze stacionárních družic.

Lepších vlastností se dosahuje použitím tranzistorů JFET, viz obr. 19. Pro zvýšení izolace mezi oscilátorovou a vstupní bránou se často používá varianta jednotranzistorového směšovače podle obr. 19a, kde vstupní signál přichází na hradlo G a oscilační signál je injektován do emitoru S. Analogické zapojení bylo časté i u bipolárních tranzistorů.





Obr. 19.

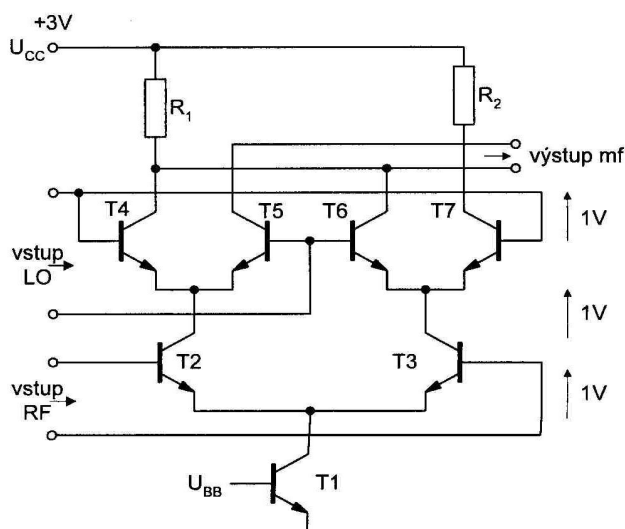
- a) typické zapojení směšovače s jediným tranzistorem JFET  
 b) směšovač s dvojhradlovým tranzistorem MOSFET [8]

Nevýhodou hradlových fetů je poměrně velká průchozí kapacita, která může být příčinou nestability, pokud je malý rozdíl mezi vstupním kmitočtem a kmitočtem mf. Šumové vlastnosti hradlových fetů jsou obvykle vynikající, šumové číslo bývá v rozmezí 2 dB až 4 dB. Směšovače s hradlovými fety mají směšovací zisk 8 dB až 15 dB.

Z různých variant součástek FET jsou pro směšování výhodné zejména dvojhradlové tranzistory MOSFET v zapojení podle obr.19b. Průchozí kapacita z výstupu na vstup dosahuje zanedbatelných hodnot a tak je zajištěna stabilita směšovače a sníženo pronikání základních kmitočtů na výstup.

### 5.2.3 Směšovače s monolitickými integrovanými obvody

Výhodné vlastnosti vyvážených a dvojitě vyvážených směšovačů, zejména čisté výstupní spektrum a velkou izolaci mezi branami, je možné plně realizovat až v monolitickém provedení, kde se snadno vyrobí na jediném čipu velký počet diod nebo tranzistorů s identickými parametry. Na obr. 20 je typické zapojení dvojitě balančního směšovače s bipolárními tranzistory, které má konfiguraci Gilbertovy buňky. V této aplikaci působí Gilbertova buňka jako téměř dokonalý multiplikativní směšovač, který na svém výstupu vytváří pouze rozdílovou a součtovou složku vstupního signálu RF a oscilačního signálu LO.

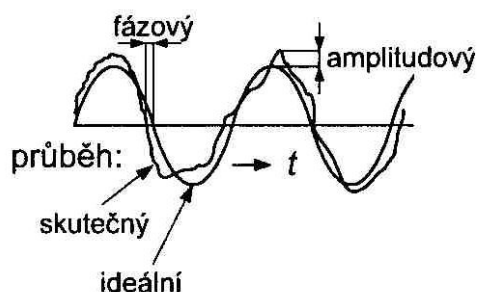


Obr. 20. Dvojitě vyvážený monolitický směšovač v konfiguraci tzv. Gilbertovy buňky [8]

### 5.3 Oscilátory

Oscilátor je elektronický aktivní obvod, který je schopen samostatně generovat elektrický signál. Oscilátory používané v radiotechnice jsou charakterizovány třemi základními parametry:

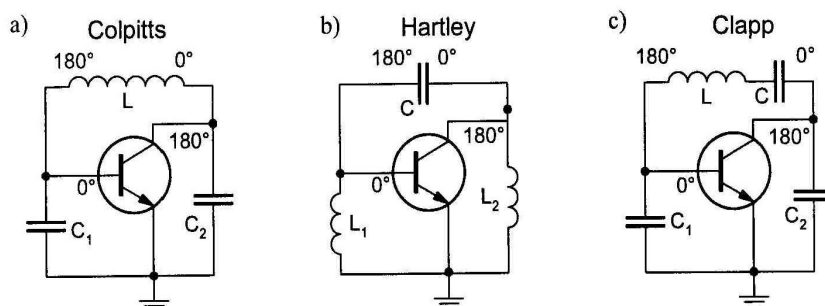
- stabilita kmitočtu – je mírou změny kmitočtu s časem, která je dána poměrem maximální změny kmitočtu oproti jmenovité hodnotě uvažované za určitý časový interval
- přesnost kmitočtu – je vyjádřena poměrnou odchylkou průměrné hodnoty kmitočtu od jmenovité hodnoty kmitočtu, uvažovanou za určitý časový interval
- fázový šum – u reálných signálů dochází k náhodným fluktuacím fáze viz obr. 21, jeho vysoká úroveň může například u analogových komunikačních systémů značně zhoršit šumové číslo přijímačů, a to tím, že šum místního oscilátoru přímo přenáší do mezifrekvenčního pásma, u číslicových systémů zvětšuje chybovost. Amplitudový šum (náhodné fluktuace amplitudy) je u většiny zdrojů signálu zanedbatelný.



Obr. 21. K vysvětlení pojmů amplitudový a fázový šum [8]

#### 5.3.1 LC oscilátory

Na obrázku obr. 22 jsou zobrazena nejčastěji používaná zapojení tranzistorových vysokofrekvenčních LC oscilátorů.



Obr. 22. Základní zapojení vf „trojbodových“ oscilátorů LC [8]

Na obr. 22a je zobrazen Colpittsův oscilátor, u něhož je zpětná vazba odvozována z paralelního rezonančního obvodu s uzemněnou kapacitní odbočkou.

Na obr. 22b je zobrazen Hartleyův oscilátor, který se liší od předchozího zapojením tím, že u rezonančního obvodu je uzemněna induktivní odbočka.

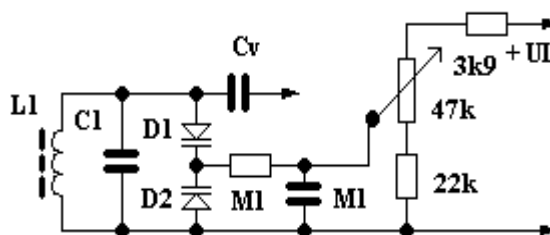
Na obr. 22c je pak Clappův oscilátor, u něhož je indukčnost rezonančního obvodu zastoupena sériovým rezonančním obvodem LC.

Výše uvedené oscilátory se vyznačují poměrně malou relativní stabilitou kmitočtu, řádově  $10^{-3}$  až  $10^{-4}$  / hod.

LC oscilátory se používají především jako laditelné oscilátory, jejichž hlavní předností je možnost plynulé změny kmitočtu v poměrně velkém rozsahu. Z možnosti kmitočtové změny vyplývá i často používané označení **VFO**. Oscilátor lze ladit změnou indukčnosti nebo kapacity rezonančního obvodu.

Změna indukčnosti je mechanicky náročnější zejména s ohledem na mechanickou pevnost a stálost. Proto se většinou používá změna kapacity ladícího kondenzátoru. Cívky jsou většinou navinuty měděným nebo stříbřeným drátem na keramické kostře. Mechanicky i tepelně je výhodnější cívka se stříbřenými závitů vpalovanými do keramiky.

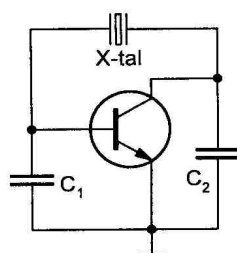
Kromě změny indukčnosti cívky a kapacity ladícího kondenzátoru lze laditelný oscilátor ladit také změnou kapacity kapacitní diody (varikapu), jak je ukázáno na obr. 23. Změna kapacity se provádí změnou připojeného napětí v závěrném směru.



Obr. 23. Použití varikapu v laděném obvodu [7]

### 5.3.2 Krystalové oscilátory [8]

Kmitočet oscilátoru z obr. 24 je dán a také stabilizován piezoelektrickým výbrusem – krystalem, nejčastěji monokrystalem křemene. Krystalový rezonátor se vyznačuje vysokým činitelem jakosti (až  $10^5$ ) a vysokou stabilitou kmitočtu, která je řádově  $10^{-7}$  / hod. Má dva rezonanční kmitočty, přičemž sériový rezonanční kmitočet je nižší než paralelní. Na kterém z kmitočtů oscilátor kmitá je dáno zapojením.



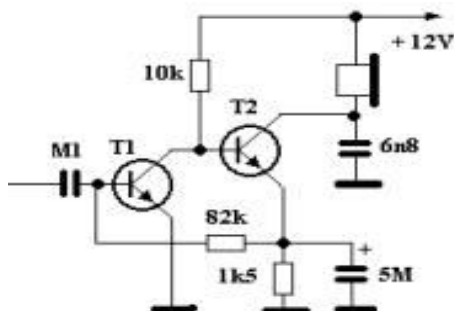
Obr. 24. Oscilátor stabilizovaný piezoelektrickým výbrusem [8]

Krystalové oscilátory dosahují tedy podstatně větší stability kmitočtu než LC oscilátory, ale pracují jen na jednom kmitočtu, daném krystalovým výbrusem. Kmitočet vlastního krystalového oscilátoru lze měnit jen v nepatrném rozsahu, a to ještě zpravidla na úkor stability.

Krystalové výbrusy pracující na základním kmitočtu se vyrábějí do cca 30 MHz. Pro vyšší kmitočty je nutno použít tzv. harmonických krystalů, které mají tu vlastnost, že jsou schopny ve vhodném zapojení se na vyšším lichém harmonickém kmitočtu (3. nebo 5. harmonické) rozkmitat.

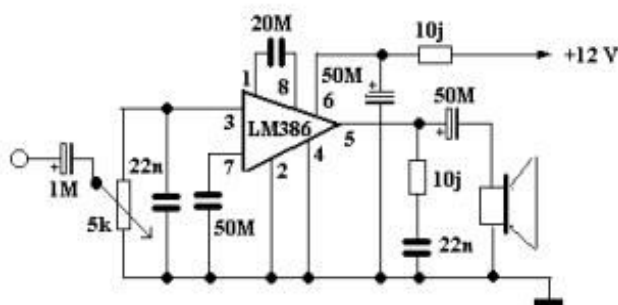
## 5.4 NF zesilovače [7]

Úkolem nf zesilovače je zesílit demodulovaný signál na potřebnou úroveň. Jednoduchý tranzistorový NF zesilovač je na obr. 25.



Obr. 25. Tranzistorový nf zesilovač [7]

Další možností je použití integrovaných nf zesilovačů s obvody TDA2003, TDA2006, TDA2008 a mnoha dalšími, určenými pro nf zesilovače elektroakustických zařízení. Jejich výstupní výkon je však zbytečně velký. Jako příklad je na obr. 26 uveden nf zesilovač s integrovaným obvodem LM386 s výstupním výkonem 0,5 W.



Obr. 26. NF zesilovač s integrovaným obvodem LM386 [7]

## 5.5 Antény [2]

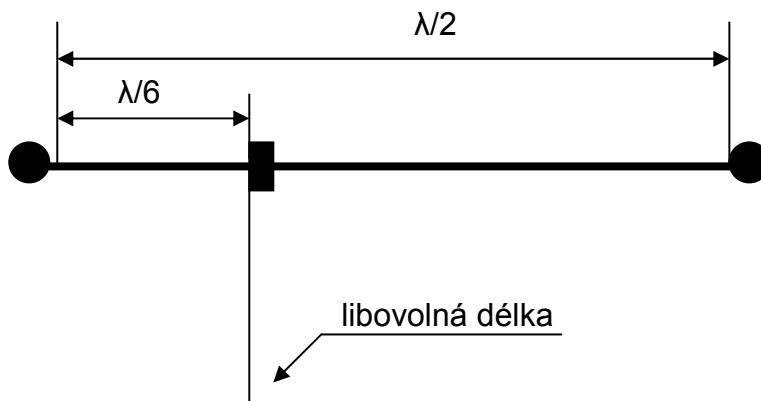
Vzhledem k tomu, že se v této práci zabývám konstrukcí přijímače, nebudu se otázce antén věnovat příliš široce, jak by to bylo potřebné u antén, sloužících také pro vysílání. V principu může tvořit anténu vodič libovolného tvaru, délky a výšky, izolovaně upevněný nad zemí a vhodně spojený s přijímačem (vysílačem). Pokud známe impedanci antény, není pak problém navrhnout příslušný anténní člen, kterým nastavíme anténu do rezonance a současně ji přizpůsobíme na potřebnou charakteristickou impedanci napáječe.

Pokud impedanci antény neznáme, můžeme zvolit rezonující délku zářiče. Nejrozšířenější univerzální anténou pro krátké vlny je dlouhý rezonující drát natažený vodorovně a napájený zpravidla na svém konci. Délka drátu  $l$  v metrech je určena vztahem (4) jako libovolný násobek  $n$  vlnové délky přijímané frekvence  $f$ .

$$l = n \cdot \frac{300}{f} \quad (4)$$

Tento druh antén je znám pod označením Long Wire (LW). Impedance takové antény je při výšce více než 10 m nad zemí a průměru vodiče cca 2 mm kolem 600 Ω.

Jinou velmi jednoduchou drátovou anténou je anténa typu Windom, viz obr. 27. Jedná se o půlvlnný zářič s libovolně dlouhým jednodrátovým vedením. Je-li průměr vodiče větší než 1,5 mm, je impedance antény přibližně 600 Ω. Libovolně dlouhý napáječ je připojen ve vzdálenosti asi  $\lambda/6$  od jednoho konce.



Obr. 27. Anténa Windom

## 6 Software DREAM [9]

Software pro příjem DRM existuje ve dvojí variantě – bezplatný, volně šiřitelný a samozřejmě placený. Pro potřeby této diplomové práce jsem zvolil volně šiřitelný software, tzv. Open Source Software „DREAM“ ve verzi 1.10.6.cvs autorů Volkera Fischera, Alexandra Kurpierre, Andrea Russoa, Juliana Cablea, Andrewa Murphyo a Olivera Haffendena. Na obr. 28 je logo softwaru DREAM.

DREAM je softwarové provedení DRM přijímače. Vše, co je třeba pro příjem DRM vysílání je PC se zvukovou kartou a modifikovaný analogový KV přijímač.



Obr. 28. Logo softwaru DREAM [9]

### 6.1 Hlavní okno

Po spuštění programu DREAM se objeví hlavní okno. Na obr. 29 je vidět hlavní okno při úspěšné synchronizaci s vysíláním DRM. Jestliže nedojde k synchronizaci s vysíláním DRM, bude hlavní okno vypadat tak, jak je zobrazeno na obr. 30.



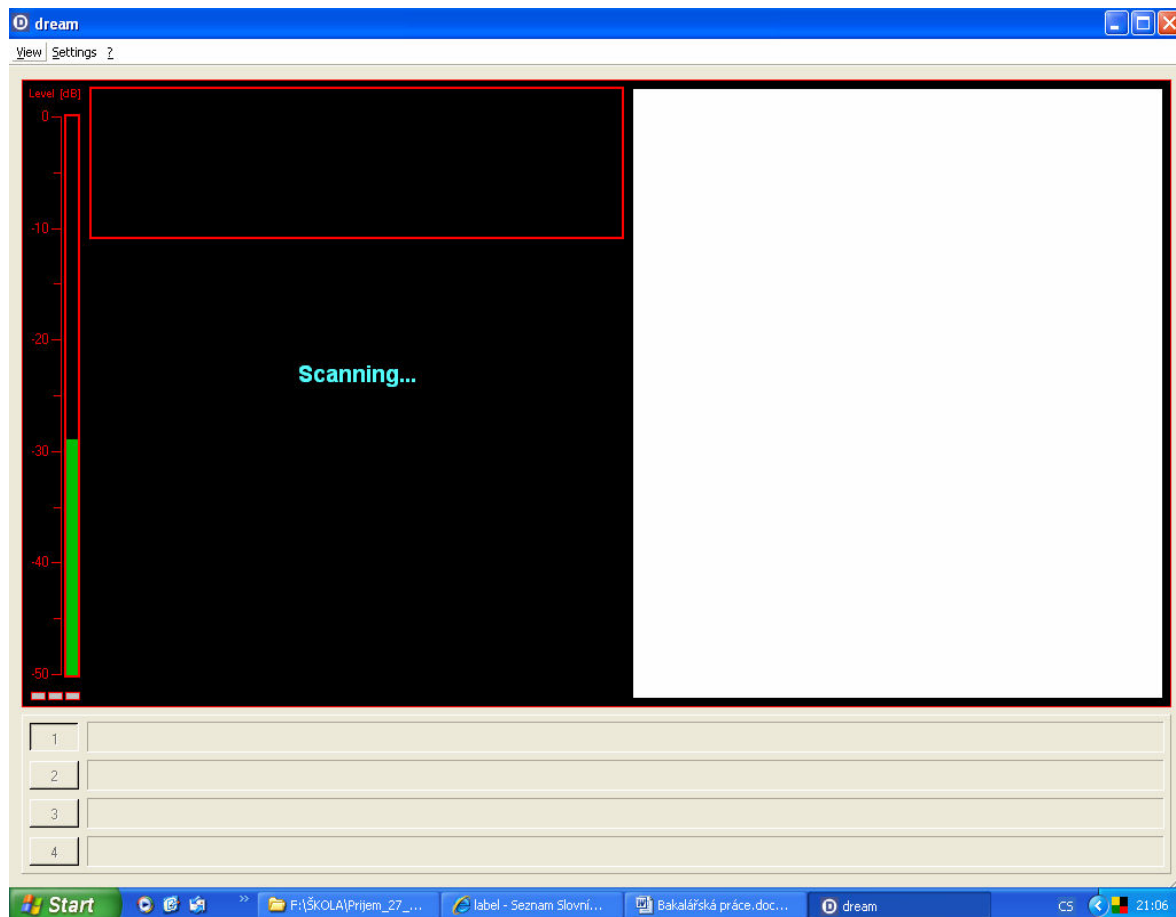
Obr. 29. Hlavní okno programu DREAM při úspěšné synchronizaci s vysíláním DRM

**Textové zprávy:** V pravé polovině hlavního okna (bílé podokno) se objevuje textové sdělení. Textová zpráva se ovšem objeví pouze tehdy, je-li vysílání textových zpráv součástí aktuální služby.

**Level (úroveň vstupního signálu):** úroveň vstupního signálu v dB je zobrazena na stupnici v levé části hlavního okna. Pokud by byla úroveň vstupního signálu příliš vysoká, bude signalizována červenou barvou. Červená barva by se neměla objevovat na stupnici, protože přetížení způsobuje deformace, které znehodnocují přijímaný signál. Rovněž tak příliš nízká úroveň brání kvalitnímu zpracování signálu, protože je příliš malý poměr signál – šum (SNR).

**Stavové LED:** Tři stavové LED signalizují aktuální stav tří logických kanálů DRM datového toku.

**Informace o stanici a provozu:** V levé polovině hlavního okna (černé podokno) se zobrazují informace jako kompresní formát (např. AAC), datový tok aktuální vybrané služby (20,94 kbps), audio mód (P-Stereo), vysílací jazyk, typ programu (Pop Music) a samozřejmě název stanice, stát odkud je rozhlasová stanice a ID programu.



Obr. 30. Hlavní okno programu DREAM při neúspěšné synchronizaci s vysíláním DRM

## 6.2 Evaluation Dialog

Toto okno, viz obr. 31, poskytuje uživateli podrobné informace o přijímaném DRM signálu a jeho kvalitě.

**SNR:** Udává poměr signál – šum v [dB].

**MSC WMER / MSC MER:** Vážená modulační poměrná odchylka (WMER) a modulační poměrná odchylka (MER) počítaná na MSC buňkách.

**DC Frequency of DRM signal:** odhad DC frekvenčního offsetu. Tento offset odpovídá výsledné mezifrekvenci na vstupu zvukové karty.

**Doppler / Delay:** Dopplerova frekvence indikuje, jak rychle se kanál mění s časem. Parametr Delay odpovídá rozsahu mezi dvěma vertikálními černými přerušovanými čarami v grafu impulzní charakteristiky.

**I / O Interface LED:** Tato LED signalizuje aktuální stav rozhraní zvukové karty. Zelená barva signalizuje, že je vše v pořádku, červená barva signalizuje problém (např. že procesor počítače je příliš pomalý pro program DREAM).

**Time Sync Acq LED:** Tato LED signalizuje stav časové synchronizace. Pokud dojde k časové synchronizaci zůstane trvale svítit zelená barva.

**Frame Sync LED:** Tato LED signalizuje rámcovou synchronizaci. Pokud dojde k synchronizaci opět bude svítit trvale zelená barva.

**FAC CRC LED:** Tato LED signalizuje kontrolu cyklickým kódem (CRC) logického kanálu FAC DRM vysílání. Pokud svítí zelená barva, je přijímač plně synchronizován s vysíláním.

**SDC CRC LED:** Signalizuje stav kontroly cyklickým kódem (CRC) logického kanálu SDC DRM vysílání.

**MSC CRC LED:** Tato LED ukazuje stav kanálu MSC. Kanál MSC obsahuje aktuální datové a audio bity. Barevně je signalizován stav kontroly cyklickým kódem AAC dekodéru. Pokud svítí tato LED zeleně, uslyšíme audio signál.

**DRM Mode / Bandwidth:** Uvádí jeden ze čtyř módů vysílání (A,B,C nebo D) a šířku kanálu aktuálního DRM vysílání.

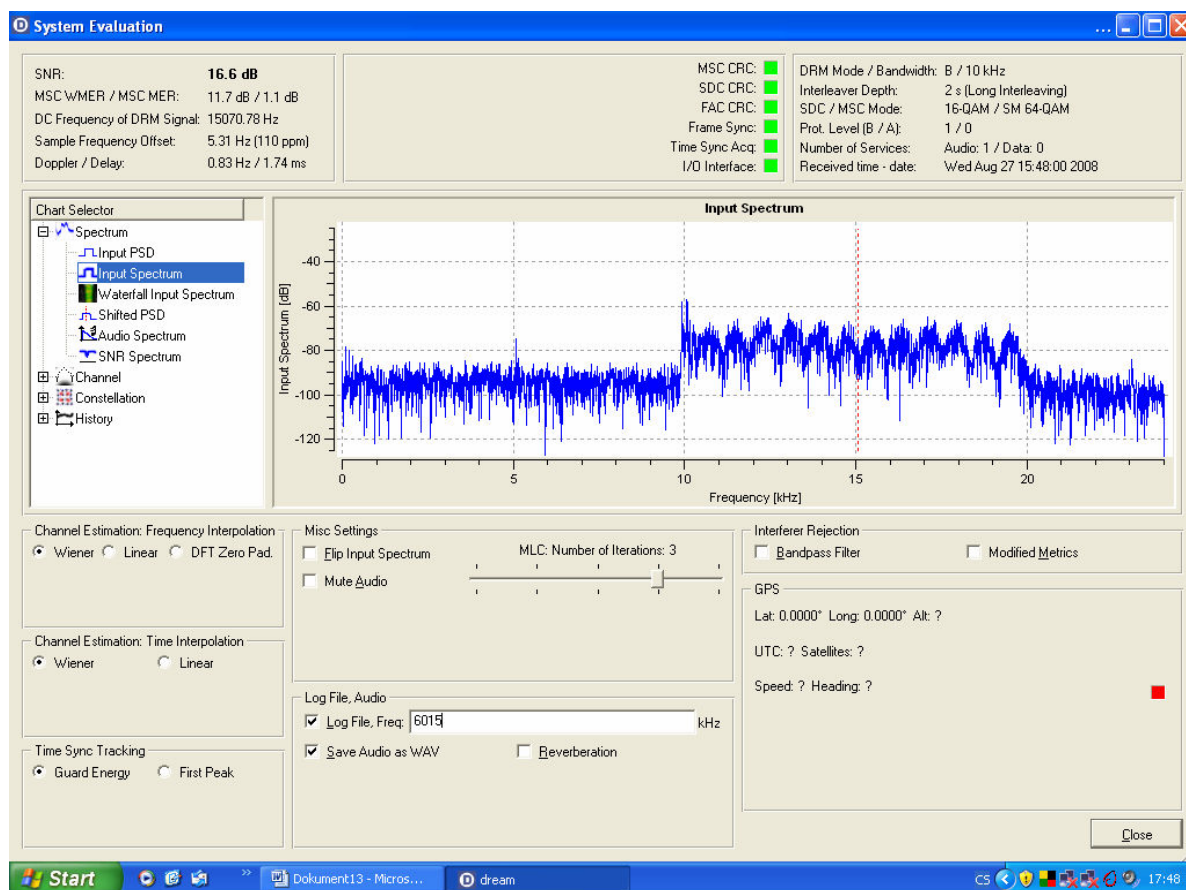
**Interleaver Depth:** Délka prokládání symbolu může být buď 400 ms nebo 2 s. Delší proložení může zajistit opravu chyb vzniklých vlivem slabého signálu.

**SDC / MSC Mode:** zobrazuje typ modulace SDC a MSC kanálu.

**Prot Level (B / A):** Úroveň ochrany proti chybám při kódování kanálu. A – část bloku DRM dat s vysokou ochranou, B – část bloku DRM dat s nízkou ochranou při použití UEP. Čísla 0 až 3 udávají stupeň ochrany dat v jednotlivých blocích. 0 je nejvyšší stupeň ochrany a 3 nejnižší.

**Number of Services:** Udává čísla audio a data služeb vysíláných v DRM signálu.

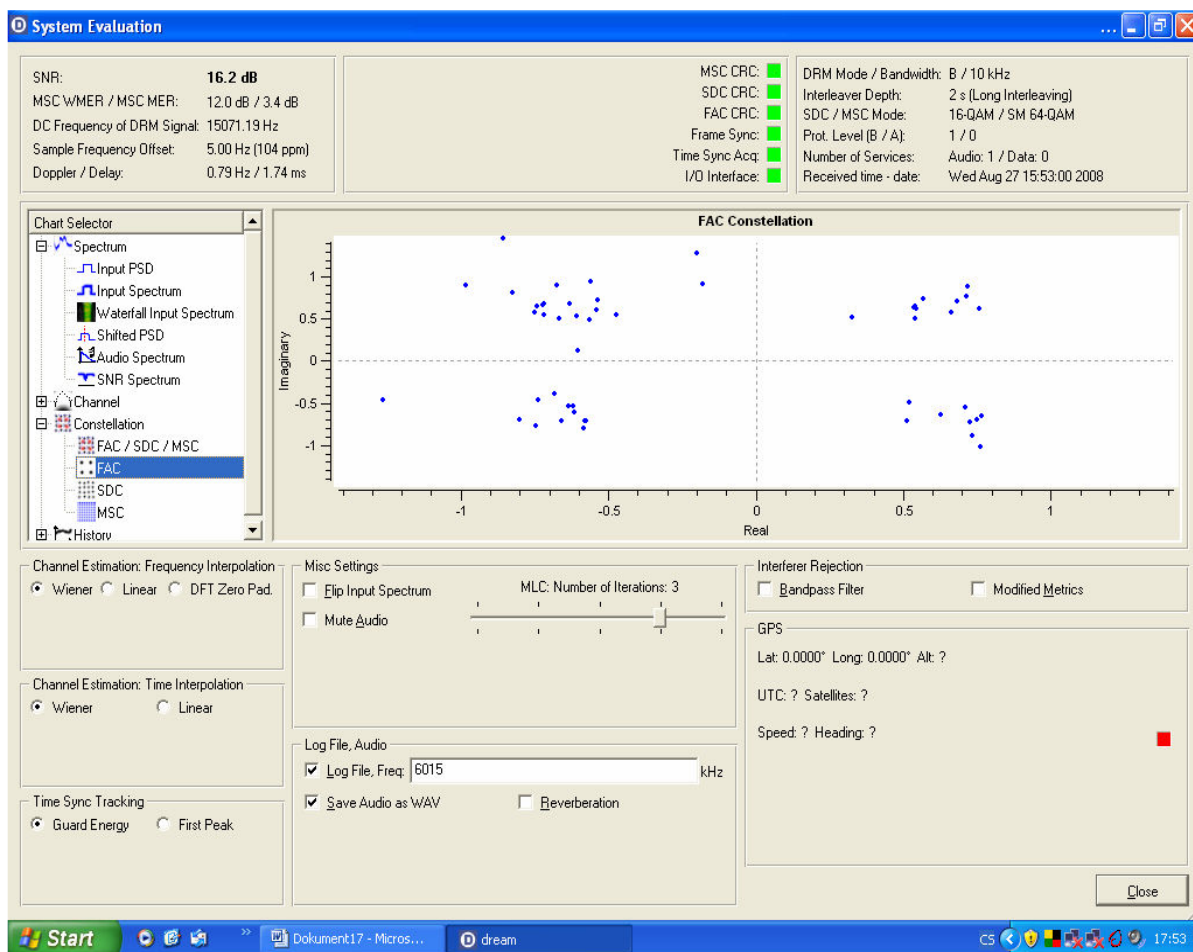
**Received time – date:** Vypíše informace o čase a datu v UTC. Tyto informace jsou přenášeny v kanále SDC.



Obr. 31. Okno System Evaluation



**Chart Selector:** V tomto okně si může zvolit, co chceme zobrazit v grafu. Můžeme si zobrazit konstelační diagramy logických kanálů FAC, SDC a MSC v datovém toku DRM, jak je patrné na obr. 32.



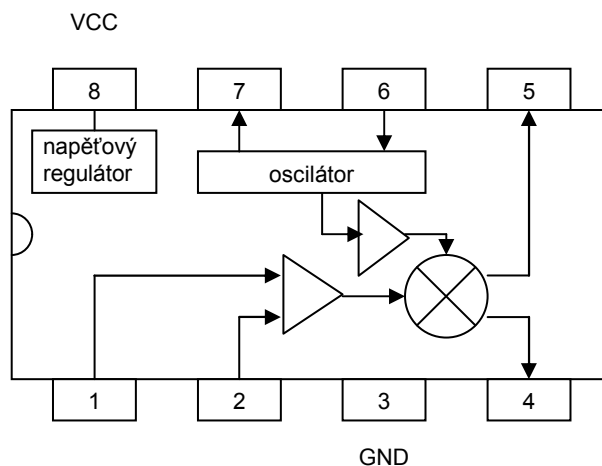
Obr. 32. Okno System Evaluation – zobrazení konstelačního diagramu FAC

Dále si můžeme zobrazit několika způsoby vstupní signál. Tak například na obr. 31 je zobrazen graf spektra (Input Spectrum) vstupního signálu vytvořený rychlou Furierovou transformací (FFT). Další možností je zobrazení vstupního signálu grafem zobrazujícím přibližnou spektrální hustotu výkonu vstupního signálu (Input PSD).

Vlastnosti a možnosti programu DREAM jsou samozřejmě daleko širší a značně přesahují téma této práce. Na internetových stránkách [9] zájemci naleznou více informací o tomto velice šikovném programu.

## 7 Konstrukce KV přijímače

Vzhledem k vlastnostem směšovačů, jak byly uvedeny výše v kapitole 5.2, byl zvolen jako směšovač monolitický integrovaný obvod SA602, jehož blokové schéma dle [10] je na obr. 33.



Obr. 33. Blokové schéma monolitického směšovače SA602

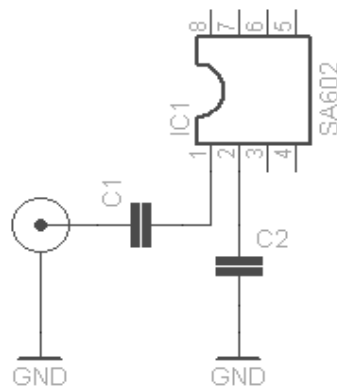
SA602 je nízkopříkonový VHF monolitický dvojitě vyvážený směšovač se vstupním zesilovačem, oscilátorem a napěťovým regulátorem. Je určen pro výkonné, nízkopříkonové komunikační systémy. Zaručené parametry IO SA602 z něho činí zvlášť vhodný obvod pro prostředky mobilních rádiových sítí. SA602 může být nakonfigurován jako krystalový oscilátor nebo laděný LC oscilátor s kmitočtem až do 200 MHz. Směšovač má konfiguraci Gillbertovy buňky poskytující zisk 18 dB na kmitočtu 45 MHz. Šum určován na kmitočtu 45 MHz je typicky menší než 5 dB. Další parametry dle [10] viz Tab. 3.

Tab. 3: Střídavé/Stejnoseměrné elektrické charakteristiky

SYMBOL	PARAMETR	PODMÍNKY	LIMITNÍ HODNOTY			JEDNOTKY
			MIN	TYP	MAX	
$V_{CC}$	Napájecí napětí		4,5		8,0	V
	DC proudový odběr			2,4	2,8	mA
$f_{IN}$	Frekvence vstupního signálu			500		MHz
$f_{OSC}$	Frekvence oscilátoru			200		MHz
	Šumové číslo na 45 MHz			5,0	5,5	dB
	Bod zahrazení třetího řádu	$RF_{IN} = -45\text{dBm}$ $f_1 = 45,0\text{ MHz}$ $f_2 = 45,06\text{ MHz}$		-13	-15	dBm
	Směšovací zisk na 45 MHz		14	17		dB
$R_{IN}$	RF vstupní odpor		1,5			k $\Omega$
$C_{IN}$	RF vstupní kapacita			3	3,5	pF
	Výstupní odpor směšovače	(Pin 4 nebo 5)		1,5		k $\Omega$

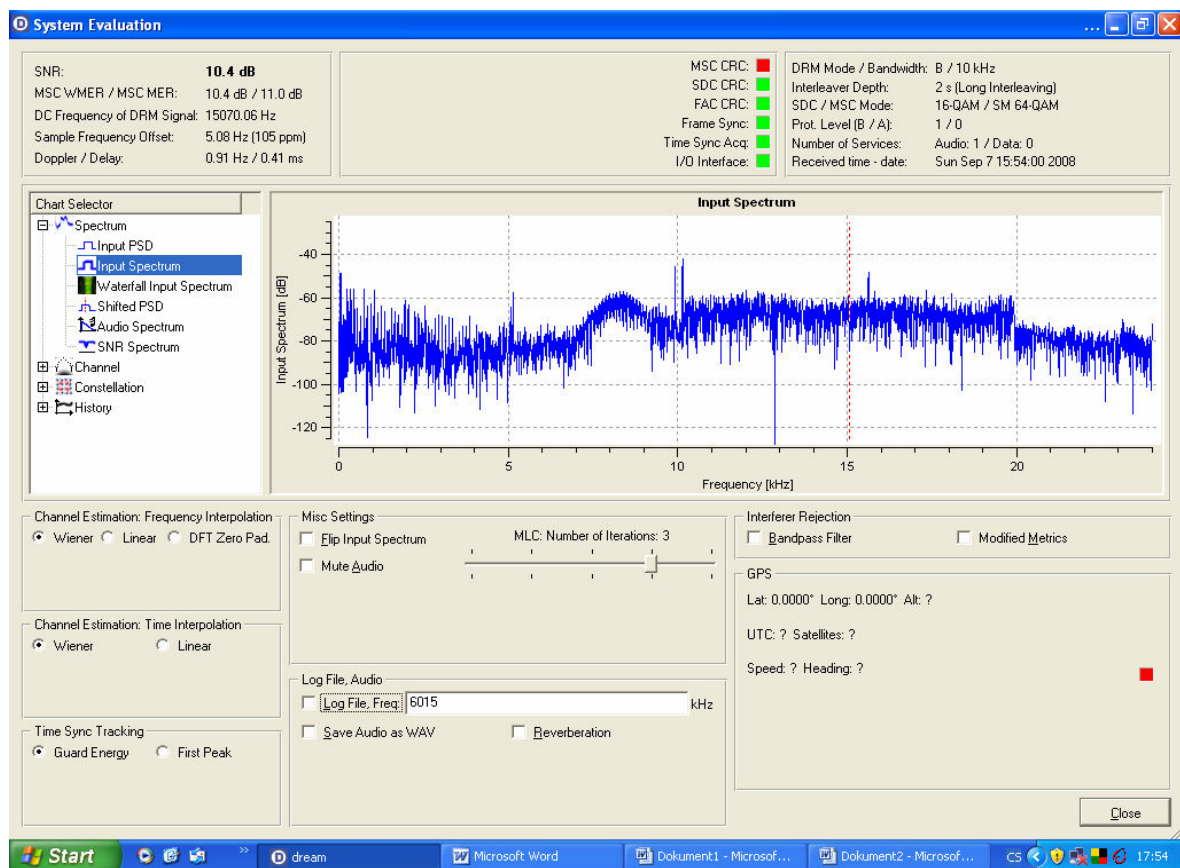
## 7.1 Popis zapojení, nastavení a oživení přijímače

Pro samotnou konstrukci přijímače bylo zvoleno základní zapojení vstupu směšovače s jednoduchým neladěným vstupem podle [10] viz obr. 34.



Obr. 34. Jednoduchý neladěný vstup

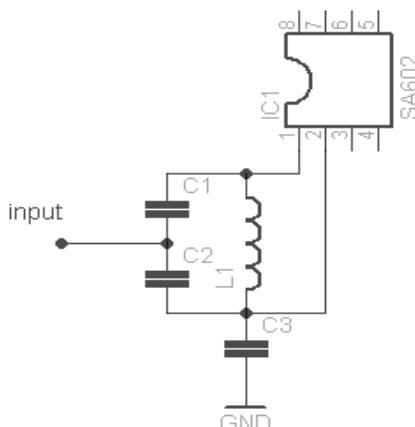
Takto sice zapojení fungovalo, ale výsledný produkt směšování neměl takovou kvalitu, aby za daných podmínek bylo možné dekodovat z výstupního signálu směšovače data potřebná pro audio signál, obr. 35. Vstup směšovače byl zatěžován silným vstupním signálem.



Obr. 35. Výstupní signál směšovače se zapojeným vstupem podle obr. 34

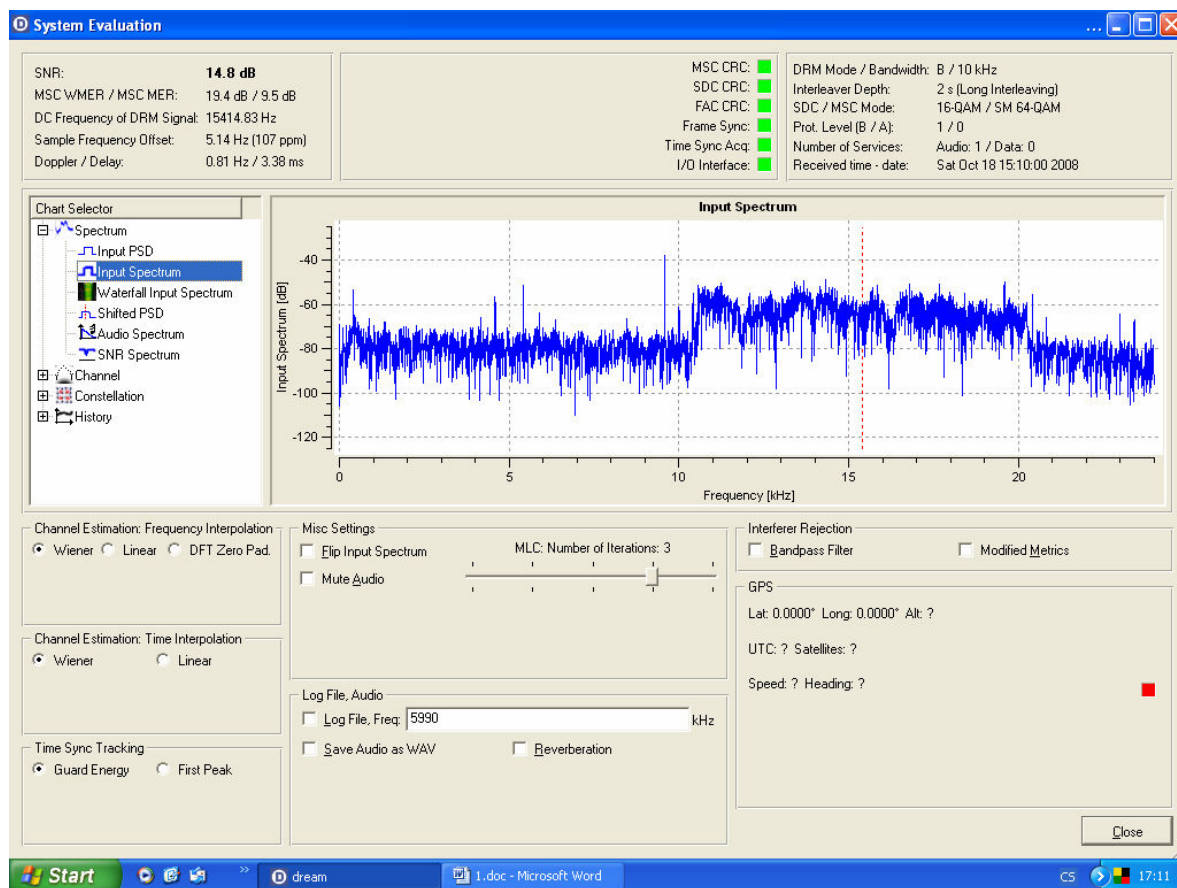
Toto zapojení má výhodu v tom, že je velice jednoduché a nenáročné na realizaci. V případě, že se do obvodu oscilátoru zapojí krystal, je možné celé zapojení přijímače realizovat bez použití cívek. Značnou nevýhodou ovšem je, že se na vstup směšovače dostává množství signálů, které vstup směšovače přetěžují a výsledný produkt směšování není v takové kvalitě, jaká by byla žádoucí, viz obr. 35.

Proto je vhodné nahradit základní zapojení jednoduchého neladěného vstupu směšovače jednoduchým LC laděným obvodem tak, jak je patrné z obr. 36 vycházejícího z [10], který dokáže lépe potlačit nežádoucí signály na vstupu směšovače.



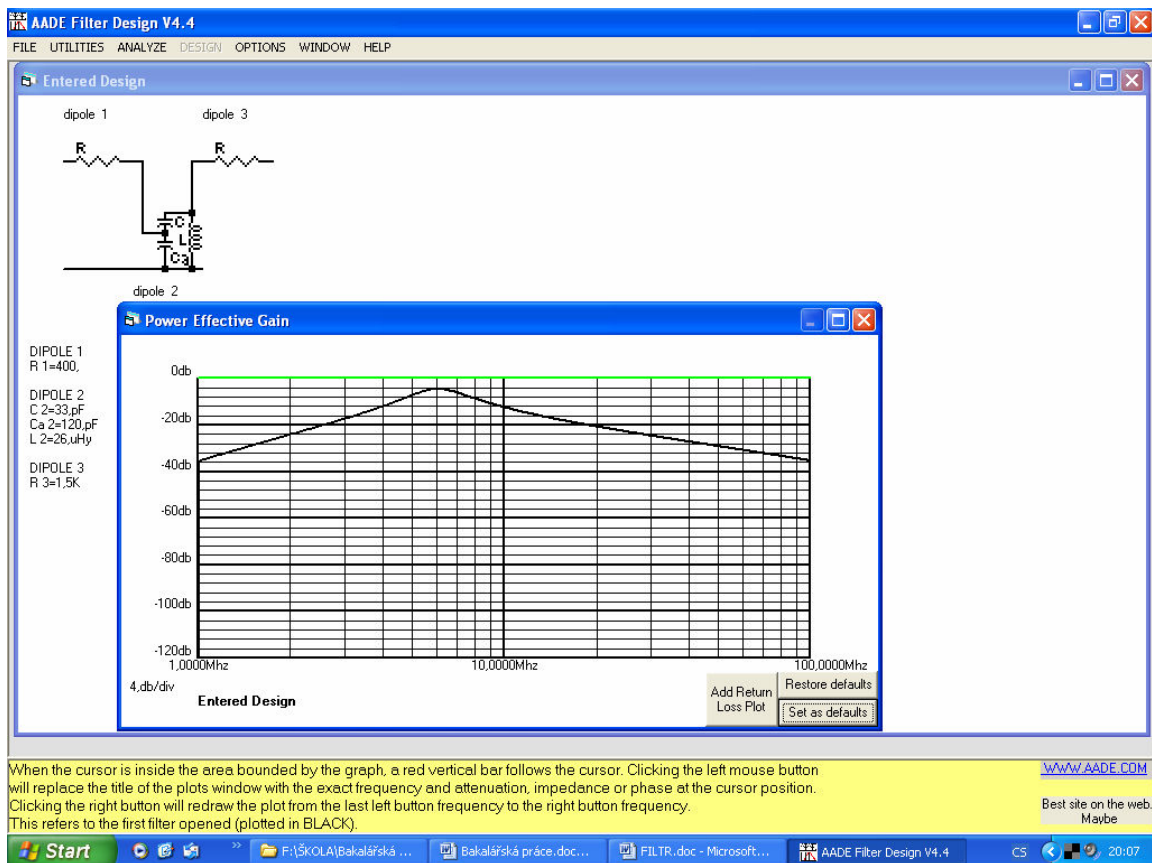
Obr. 36. Jednoduchý laděný vstup

Na první pohled je vidět, že výstupní signál směšovače je „čistější“, nedochází k takovému pronikání nežádoucích kmitočtů ze vstupu na výstup směšovače, viz obr. 37.



Obr. 37. Výstupní signál směšovače se zapojeným vstupem podle obr. 36

Ze seznamu vysílajících rozhlasových stanic, který je k dispozici na [4] bylo zvoleno vysílání stanice TDPradio, které vysílá na kmitočtu 6 015 kHz výkonem 150 kW z vysílače Issoudun ve Francii. Pro kmitočet 6 015 kHz byl sestaven LC filtr, jehož výkonový efektivní zisk je zobrazen na obr. 38.



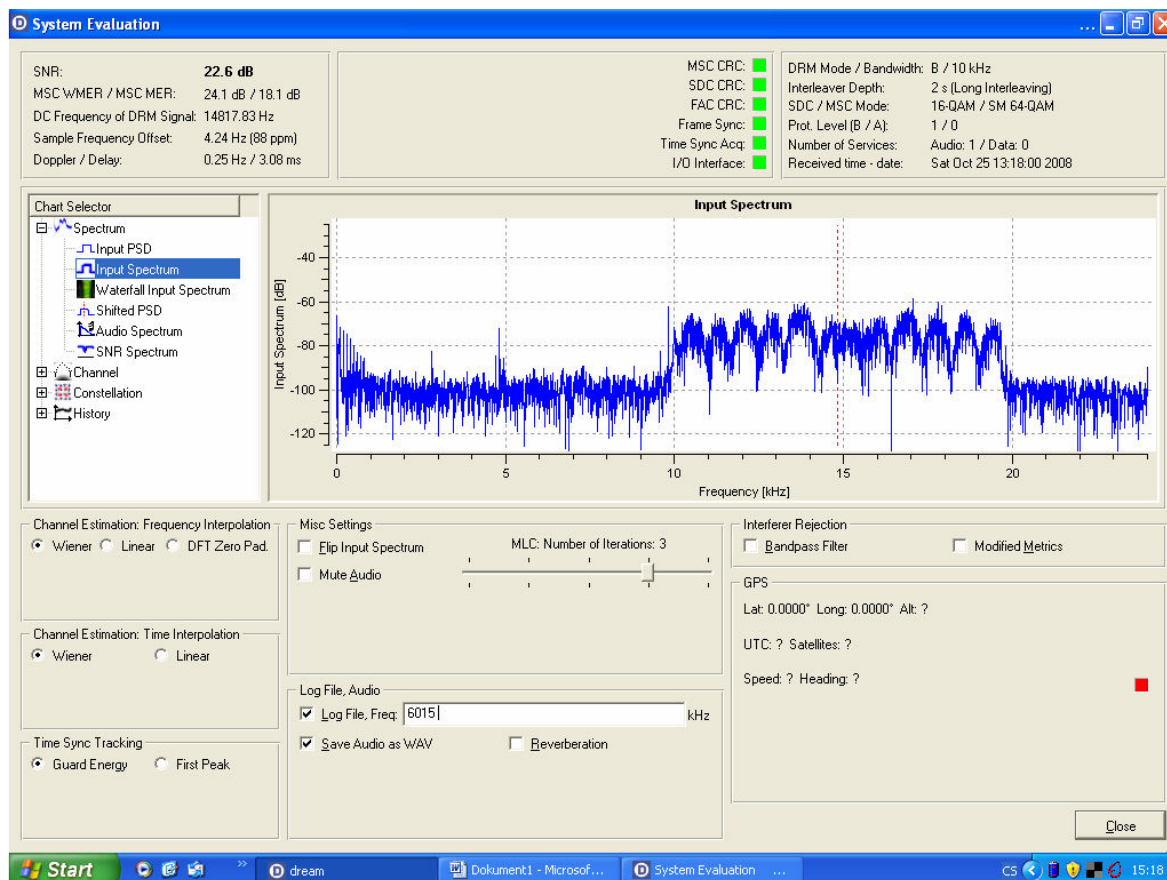
Obr. 38. Graf výkonového efektivního zisku LC laděného obvodu

Jak je z obr. 38 patrné, laděný obvod částečně potlačí rušivé kmitočty a tím nebude docházet k tak velkému přetěžování vstupu směšovače, jako by tomu bylo v případě zapojení neladěného vstupu. Z obrázku také vyplývá, že uvedený filtr není příliš kvalitní, protože boky křivky efektivního výkonového zisku mají malou strmost, a to především na vyšších kmitočtech. Podle modelu je útlum LC laděného obvodu na kmitočtu 6 015 kHz cca -5 dB, skutečně změřený útlum LC laděného obvodu na kmitočtu 6 015 kHz je vidět na obr. 39 a činí -9,3 dBm. Útlum propojovacích koaxiálních kabelů byl nastaven na -20 dBm.

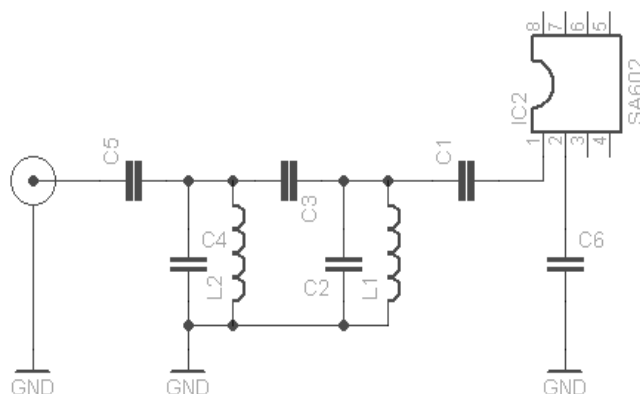


Obr. 39. Změřený útlum laděného LC obvodu z obr. 36

Na obr. 40 je vstupní signál zvukové karty z výstupu směšovače, kdy na vstupu směšovače je zapojen LC filtr tak, jak je zobrazeno na obr. 41. Z obr. 41 je patrné, že LC filtr způsobí celkové utlumení nežádoucího signálu a zároveň zlepší poměr signál šum a tím se zlepší dekódovací možnosti programu DREAM.

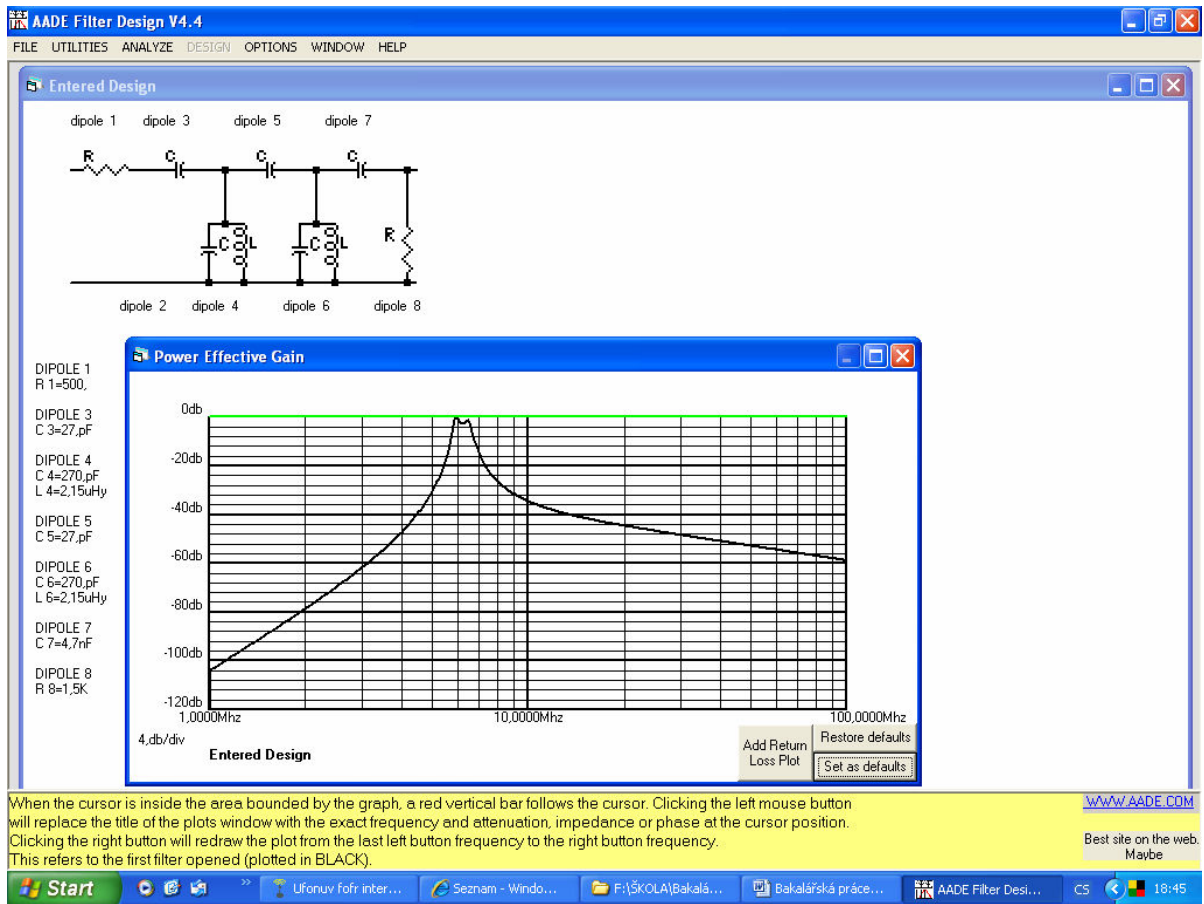


Obr. 40. Vstupní signál zvukové karty z výstupu směšovače se zapojeným vstupem podle obr. 41.

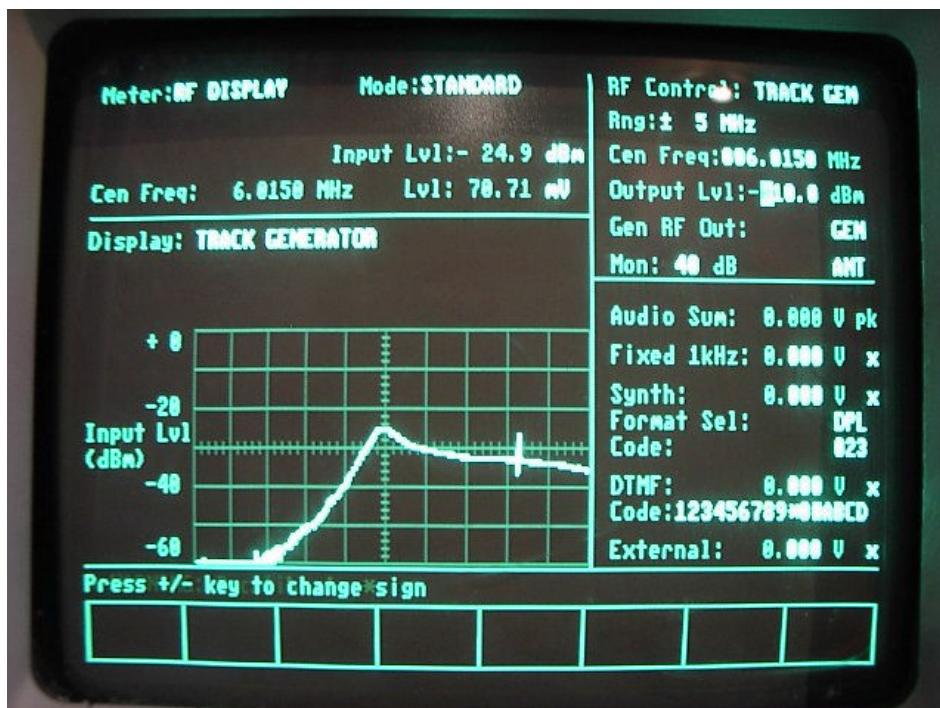


Obr. 41. Zapojení směšovače se vstupním LC filtrem.

Na obr. 42 je vidět teoretický průběh výkonového efektivního zisku, podle modelu je útlum LC filtru na kmitočtu 6 015 kHz cca -2 dB. Na obrázku 43, je pak skutečný změřený útlum LC filtru, který byl -4,9 dBm. Útlum propojovacích koaxiálních kabelů byl nastaven na úroveň -20 dBm. Z obrázku 43 je patrné, že ani LC filtr není příliš kvalitní, protože strmost boků křivky efektivního výkonového zisku je opět malá, a to zvláště na vyšších kmitočtech.

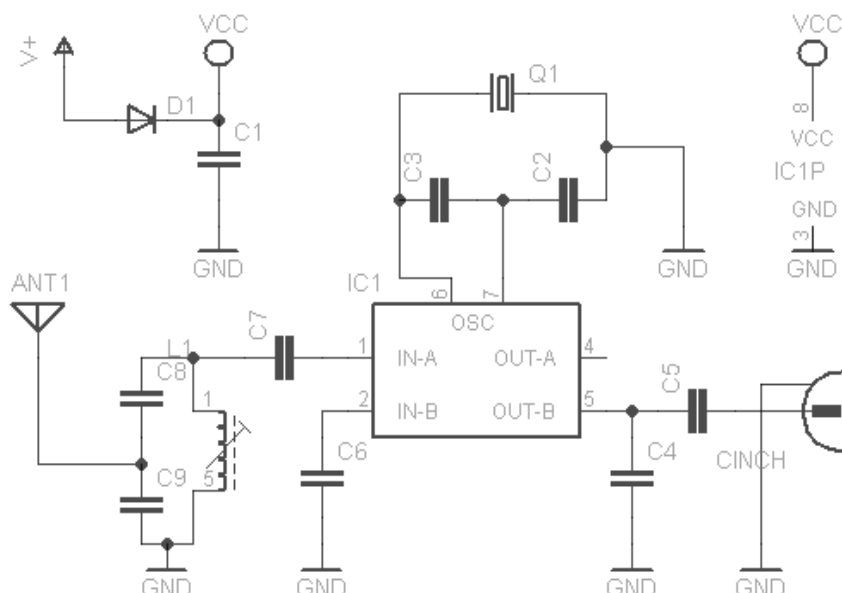


Obr. 42. Graf výkonového efektivního zisku LC filtru



Obr. 43. Změřený útlum LC filtru z obr. 41

Schéma zapojení celého přijímače DRM s IO SA602 a vstupním laděným LC obvodem je na obr. 44.



Obr. 44. Schéma zapojení přijímače DRM s IO SA602 a vstupním laděným LC obvodem.

Z antény ANT1, která je tvořena izolovaným vodičem o průměru cca 1 mm, je vysokofrekvenční signál přiveden na laděný obvod tvořený cívkou L1 a kondenzátory C8 a C9. Výstup z laděného obvodu je přes vazební kondenzátor C7 přiveden na jeden vstup směšovače SA602, druhý vstup je přes kondenzátor C6 spojen se zemí. Colpittsov oscilátor je tvořen vnitřním tranzistorem, viz [10] vnitřní zapojení obvodu SA602, krystalem Q1 a dvojicí kondenzátorů C2, C3. Rozdílový produkt směšování je přes kondenzátor C5 vyveden na konektor CINCH (může být však použit i jiný typ konektoru) a odtud je možné výstupní signál vést na vstup zvukové karty počítače, kde je následně zpracován programem DREAM. Dioda D1 slouží jako ochrana přijímače proti přepólování napájecího napětí.

Kromě cívky L1, jejíž indukčnost se dá měnit feritovým jádrem, není v zapojení žádná jiná součástka, jejíž parametry se dají nastavovat.

Správnou funkci směšovače ověříme pomocí vf generátoru a programu DREAM, jak je patrné na obr. 45.

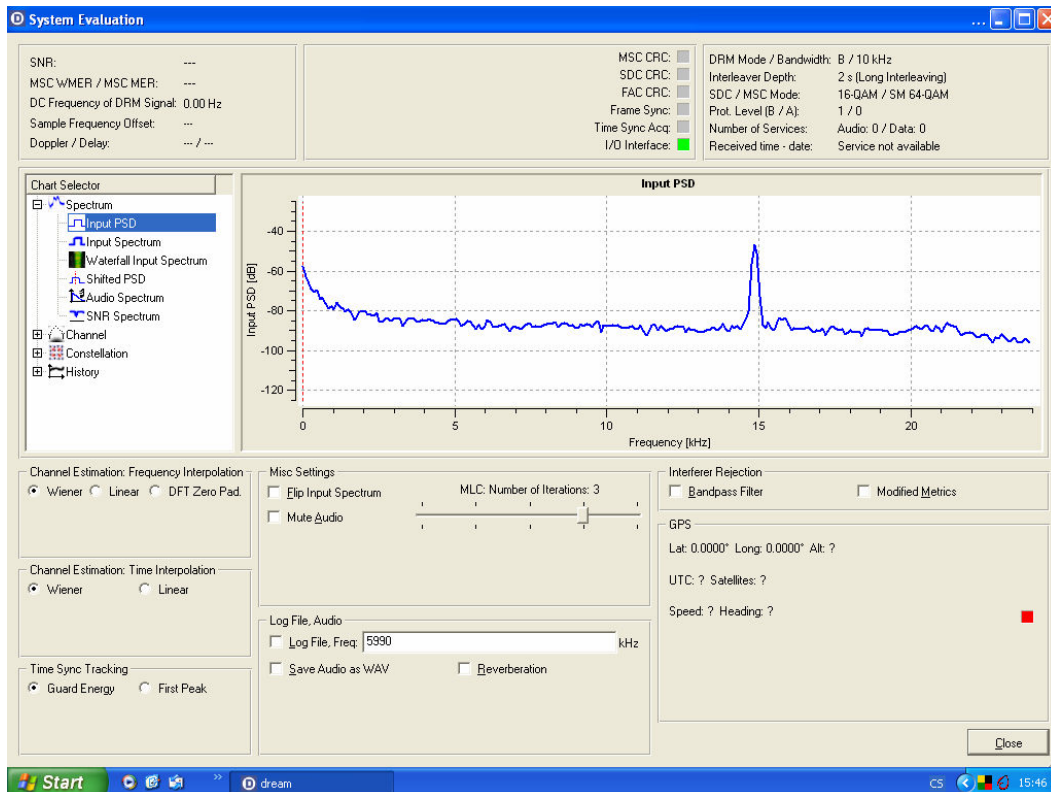
Na generátoru se nastaví příslušný kmitočet, v tomto případě 6 015 kHz, který se přivede na vstup přijímače. Na výstupu přijímače se objeví rozdílový kmitočet vstupního kmitočtu z generátoru a kmitočtu generovaného oscilátorem, který je závislý na použitém krystalu v obvodu oscilátoru. V tomto případě je kmitočet krystalu 6 000 kHz a rozdílový kmitočet bude tedy mít hodnotu 15 kHz. Z obr. 45 je patrné, že směšovač pracuje dobře a lze přistoupit k pokusům přijmout a dekodovat vysílaný rozhlasový DRM signál.

Technické parametry přijímače:

Odstup signál – šum pro dekodování datových rámců FAC a SDC .....	10 dB
Odstup signál – šum pro dekodování dat rámce MSC (audio) .....	14 dB
Citlivost přijímače:	30 $\mu$ V, při SNR 10 dB
Napájecí napětí:	5V – 8V ss

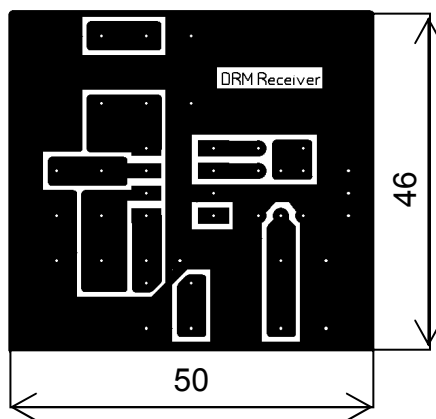
Pro měření parametrů přijímače a jeho částí byl použit Communication System Analyzer R-2600 od firmy Motorola®.



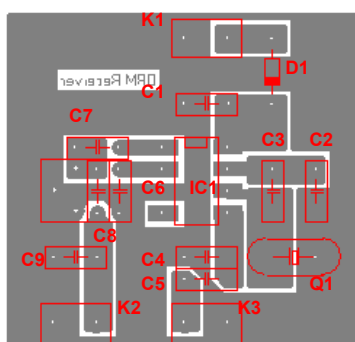


Obr. 45. Výsledný produkt směšování

Na obr. 46 a 47 jsou zobrazeny desky s plošnými spoji přijímače DRM s IO SA602 a vstupním laděným LC obvodem v měřítku 1:1 (50 mm x 46 mm).



Obr. 46. Deska s plošnými spoji přijímače DRM s IO SA602 a vstupním laděným obvodem – strana spojů.

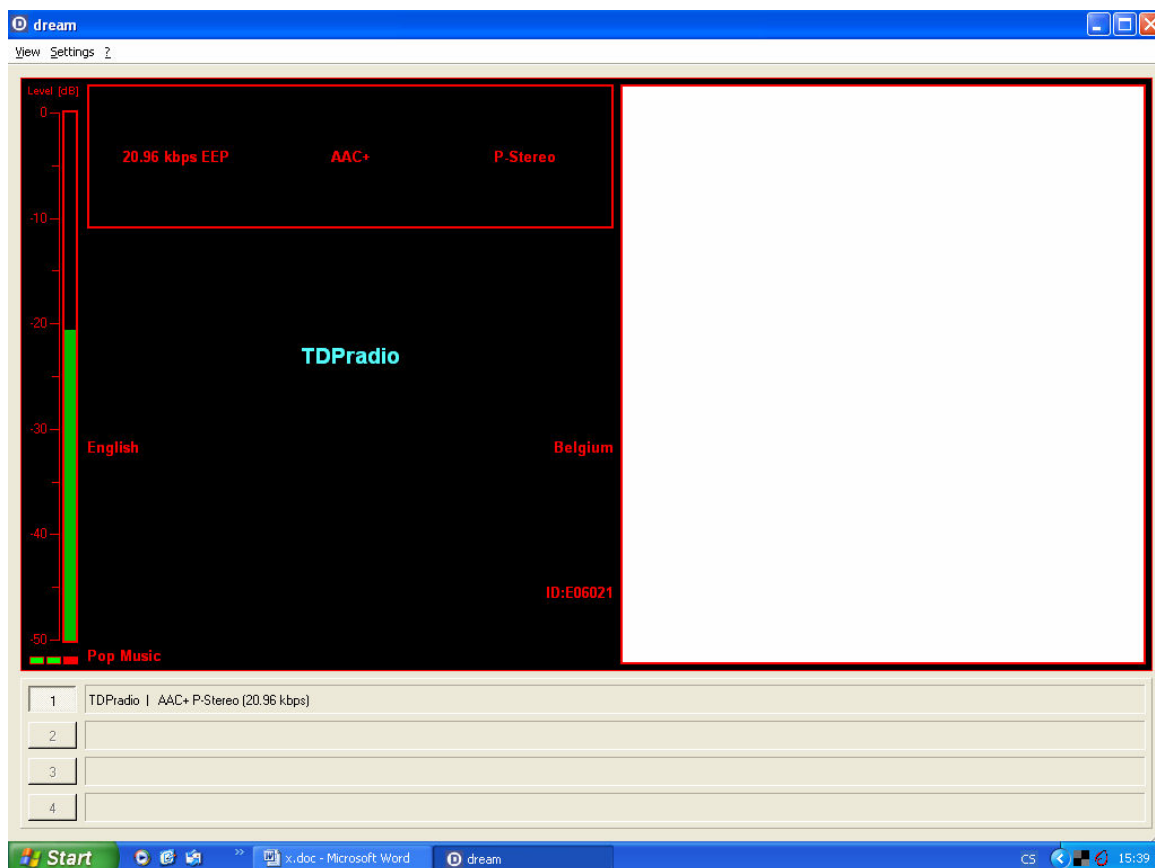


Obr. 47. Deska s plošnými spoji přijímače DRM s IO SA602 a vstupním laděným obvodem – strana součástek.

### Použité součástky:

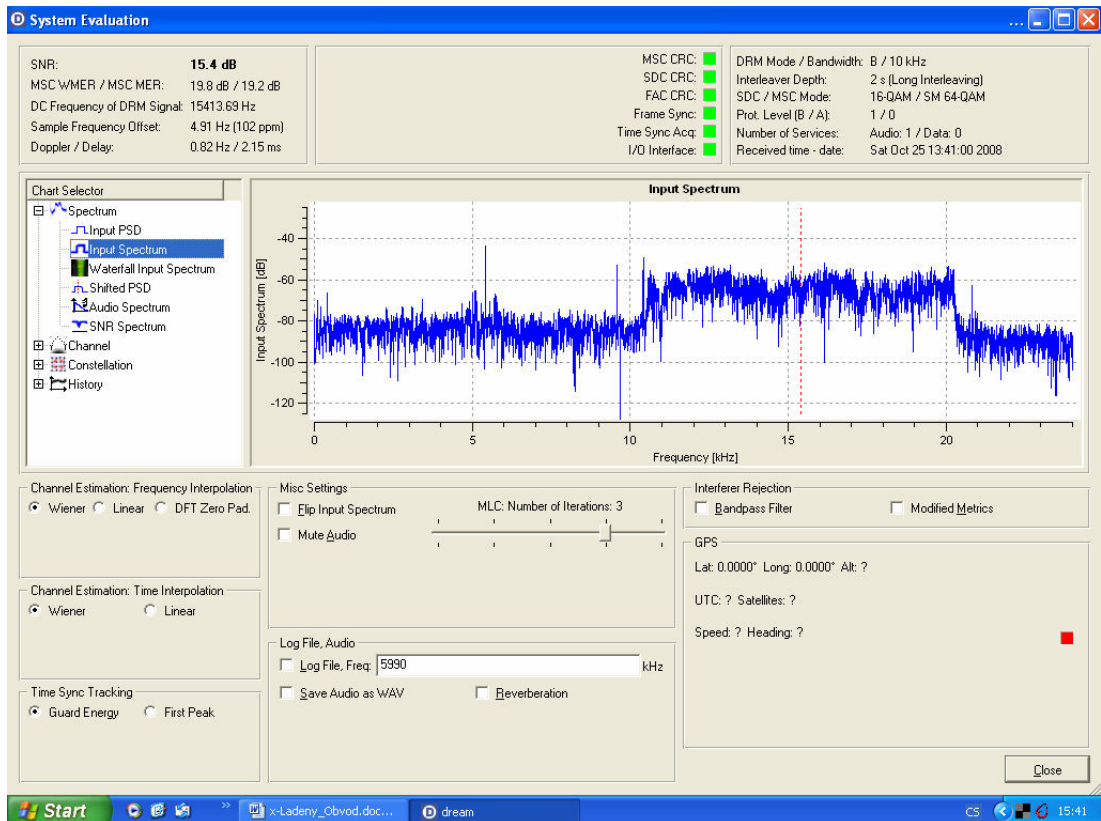
C1, C5, C6, C7	100 nF
C2, C3	33 pF
C4	10 nF
C8	39 pF
C9	120 pF
C10	22 pF
D1	1N4148
IC1	SA602
Q1	6 MHz
L1	24,3 $\mu$ H
K1, K2, K3	ARK210/2
ANT1	12,5 m izolovaný drát $\varnothing$ 1mm až 2 mm

Na obrázku 48 je vidět, jaký byl příjem signálu přijímačem s laděným LC obvodem dne 25.10.2008 mezi 15. a 16. hodinou. Úroveň vstupního signálu lze ještě upravovat přímo na počítači v Ovládacích panelech, záložka Zvuky a zvuková zařízení – vlastnosti, karta Zvuk, položka Záznam zvuku. Zde je možné zvýšit nebo snížit úroveň vstupního signálu a tím zlepšit možnost dekódování dat v přijímaném signálu. Pokud totiž dojde k přebuzení vstupního signálu, dojde k jeho deformování a obtížnějšímu dekódování.



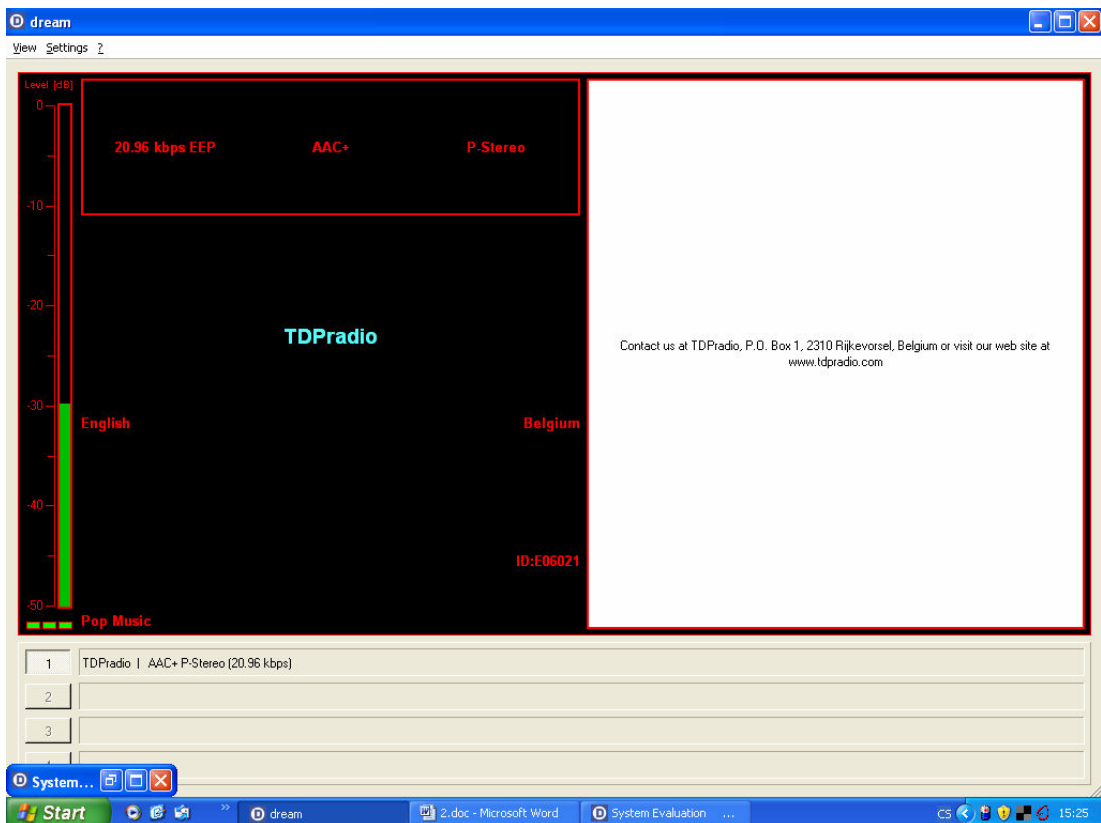
*Obr. 48. Přijímaný rozhlasový signál dne 25.10.2008 mezi 15. a 16. hodinou. Přijímač se vstupním laděným LC obvodem.*

Na obrázku 48 je zobrazen průběh dekódovaného DRM signálu na výstupu přijímače. Z obrázku je patrné, že signál byl natolik kvalitní, že byly dekódovány všechny datové kanály (FAC, SDC, MSC) a tím byl splněn základní předpoklad pro dekódování audio signálu a bylo možné si poslechnout vysílaný hudební program.

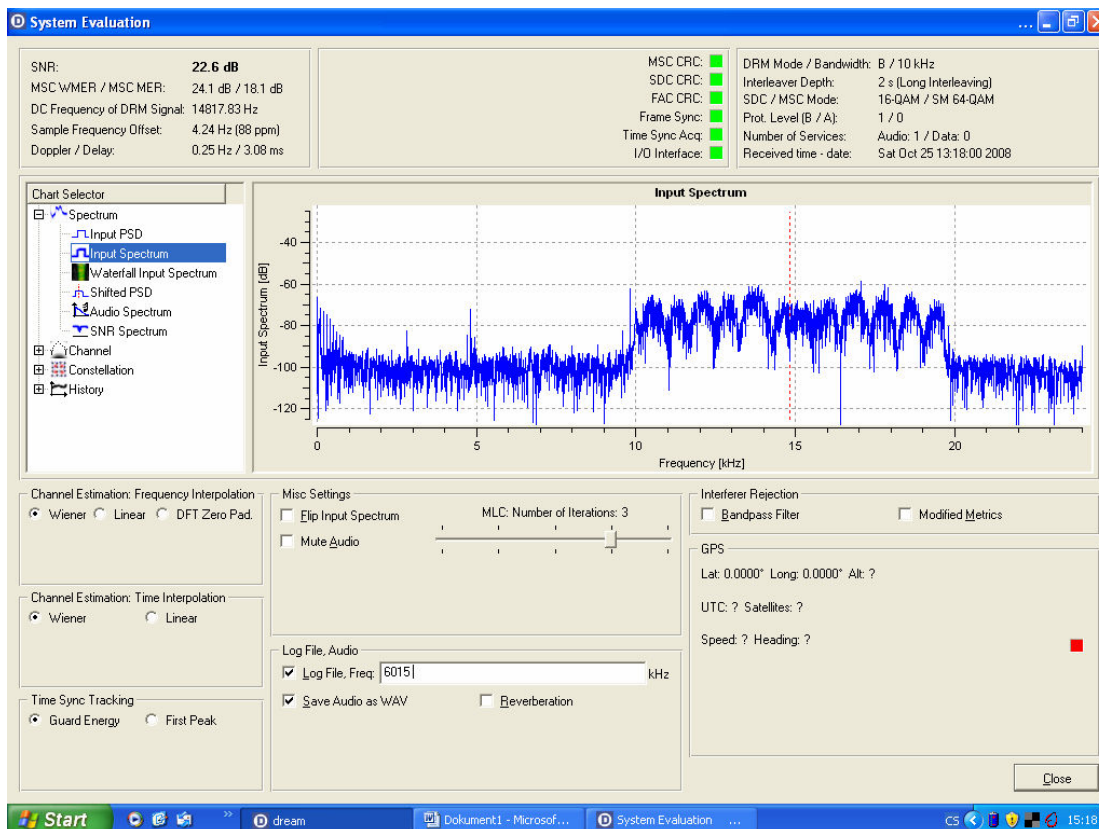


Obr. 49. Přijímaný rozhlasový signál dne 25.10.2008 mezi 15. a 16. hodinou. Přijímač se vstupním laděným LC obvodem.

Pro porovnání jsou uvedeny obrázky číslo 50 a 51 se signálem přijímaným přijímačem se vstupním LC filtrem.



Obr. 50. Přijímaný rozhlasový signál dne 25.10.2008 mezi 15. a 16. hodinou. Přijímač se vstupním LC filtrem.



Obr. 51. Přijímaný rozhlasový signál dne 25.10.2008 mezi 15. a 16. hodinou. Přijímač se vstupním LC filtrem.

## 8 Závěr

Na základě popsaných vlastností různých typů směšovačů v kapitole 5.2 byl zvolen monolitický směšovač SA602. Konstrukce samotného přijímače s přímým směšováním a monolitickým IO SA602 byla realizována na základě doporučených zapojení výrobce [10].

Jako zkušební vzorky byly postupně realizovány tři druhy zapojení vstupu přímoměšujícího přijímače: jednoduchý neladěný vstup (obr. 34), jednoduchý laděný vstup (obr. 36) a laděný vstup s LC filtrem (obr. 41).

Z realizovaných měření a poslechu vyplývá, že u všech uvedených typů vstupního obvodu bylo dosaženo příjmu DRM signálu. U zapojení s jednoduchým neladěným vstupem byly díky malému poměru odstupu signál/šum (10,4 dB) dekódovány pouze datové kanály FAC a SDC (informace o stanici, čas, datum, atd.), ale nebyl dekódován datový kanál MSC nutný pro audio.

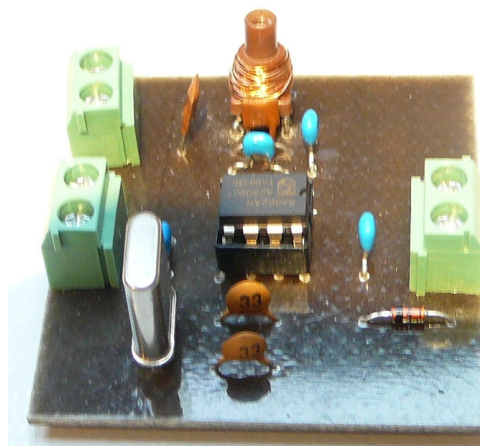
Při zapojení vstupu s jednoduchým laděným obvodem byl poměr odstupu signál/šum (15,4 dB) a již byl kromě datových kanálů FAC a SDC dekódován také datový kanál MSC a bylo možné si poslechnout také kvalitní reprodukci audio signálu.

Při zapojení vstupního obvodu jako laděného LC filtru bylo dosaženo nejlepšího poměru odstupu signál/šum (22,6 dB), čímž byl zajištěn příjem všech tří datových kanálů FAC, SDC a MSC a také kvalitního audio signálu.

Vzhledem k tomu, že vstupní laděný LC obvod má poměrně plochou charakteristiku zisku respektive útlumu, lze si poslechnout i jiné rozhlasové stanice díky pouhé výměně krystalu v obvodu oscilátoru, protože vstupní signál není tolik tlumen, jako v případě použití LC filtru. Je ovšem třeba připustit, že v tomto případě nebyly příliš velké rozdíly mezi parametry přijímače s jednoduchým laděným LC obvodem a laděným LC

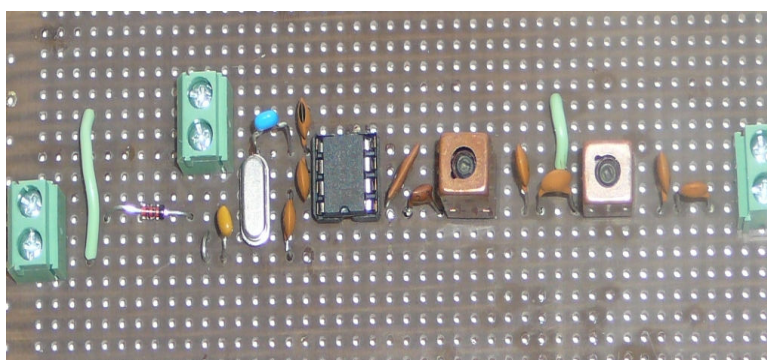
filtrem. Z měření vyplývá, že jednoduchý laděný LC obvod vykazoval nižší útlum na kmitočtech pod 6 MHz oproti laděnému LC filtru. Naopak na kmitočtech nad 6 MHz vykazoval jednoduchý laděný LC obvod vyšší útlum než laděný LC filtr.

Na obr. 52 je realizovaný přijímač pracující na principu přímého směšování s IO SA602 a vstupním jednoduchým laděným LC obvodem.



*Obr. 52. Realizovaný přijímač se vstupním LC laděným obvodem.*

Na obr. 53 je pak na univerzální desce plošných spojů realizovaný zkušební vzorek příměšujícího přijímače s IO SA602 a vstupním laděným LC filtrem.



*Obr. 53. Zkušební vzorek přijímače s laděným LC filtrem na vstupu..*

Na základě dosažených výsledků lze konstatovat, že se podařilo zvolit takové zapojení příměšujícího přijímače, kterým lze realizovat poslech digitálního rozhlasového vysílání na platformě DRM v pásmu krátkých vln v našich zeměpisných podmínkách.

Pro poslech byla zvolena rozhlasová stanice TDPradio, jejíž vysílání je šířeno z vysílače Issoudun ve Francii. Vysílač vysílá výkonem 150 kW. Samozřejmě je možné zvolit jiné rozhlasové stanice, jejichž aktuální seznam je k dispozici na [4].

## 9 Použitá literatura

- [1] Gola, M.: Příklad rozhlasu DRM (Digital Radio Mondiale) v amatérských podmínkách, Praktická elektronika A Radio, AMARO spol. s r. o., Ročník XII/2007, Číslo 1.
- [2] Kadlčák, J.; Prostecký, M.: Požadavky ke zkouškám operátorů amatérských rádiových stanic. Vsetín, PRONTRA Kelárek, 1996, ISBN: 80-902161-0-2
- [3] Principy DRM, <http://www.drmradio.co.uk>.
- [4] Technické a obecné informace o DRM, <http://www.drm.org>
- [5] Princip modulační metody OFDM, <http://www.radiotv.cz/clanky/2831/pozemni-digitalni-vysilani---princip-ofdm.html>.
- [6] DRM – základní vlastnosti systému, [http://www.ebu.ch/en/technical/trev/trev\\_286-stott.pdf](http://www.ebu.ch/en/technical/trev/trev_286-stott.pdf).
- [7] <http://ok1ike.nagano.cz/rs2/index.php?clanek=bastleni>.
- [8] Žalud, V.: Moderní radioelektronika, BEN – technická literatura, 2000.
- [9] Popis software Dream, <http://drm.sourceforge.net/download/DreamDocumentation.pdf>
- [10] Philips® SA602 datasheet, <http://www.datasheetcatalog.org>.