



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PŘIJÍMAČ SIGNÁLŮ DRM

DRM SIGNAL RECEIVER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. ŠIMON MIK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. VÁCLAV ŠNAJDR

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Šimon Mik

ID: 72906

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Přijímač signálů DRM

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte koncepci vícepásmových přijímačů pro pásma dlouhých, středních a krátkých vln. Zaměřte se na vysokofrekvenční a mezifrekvenční bloky (vstupní filtry, mezifrekvenční filtry, směšovače, oscilátory). Prostudujte vlastnosti systému DRM (Digital Radio Mondiale) a možnosti dekódování signálu DRM. Na základě studie navrhnete blokové schéma přijímače, který umožní příjem signálů DRM.

Navrhnete obvodové schéma přijímače a realizujete desku plošných spojů. Realizujte funkční prototyp přijímače.

Vytvořte program pro ovládání přijímače z PC. Ověřte technické parametry navrženého přijímače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DANEŠ, Josef a kolektiv. Amatérská radiotechnika a elektronika: 3. díl. 1. vyd. Praha: Naše vojsko, nakladatelství a distribuce knih, n. p., 1988. 456 s.

[2] DANĚK, Karel. Moderní rádiový přijímač: kniha o jeho návrhu. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2005. 216 s. ISBN 80-7300-142-X.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 20.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Václav Šnajdr

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá návrhem přijímače pro příjem vysílání DRM (Digital Radio Mondiale). Bylo zvoleno blokové schéma přijímače a byly teoreticky rozebrány jeho jednotlivé bloky. Následoval návrh a výroba jednotlivých bloků. Byl naprogramován syntezátor a byly ověřeny parametry přijímače. Poslední část je věnována skutečnému příjmu DRM vysílání.

KLÍČOVÁ SLOVA

DRM, Taylorův detektor, směšovač, oscilátor, syntezátor, Si570

ABSTRACT

The master's thesis deals with the design of DRM (Digital Radio Mondiale) receiver. The block diagram of receiver was chosen and particular blocks were theoretically analyzed. After that followed design and production of each block. The synthesizer was programmed and the receiver properties were verified. The last part of thesis deals with real receiving of DRM broadcast.

KEYWORDS

DRM, Taylor detector, mixer, oscillator, synthesizer, Si570

MIK, Š. *Přijímač signálů DRM*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 74 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Václav Šnajdr

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Přijímač signálů DRM jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Václavu Šnajdrovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

1	ÚVOD	5
2	SYSTÉM DRM (DIGITAL RADIO MONDIALE)	6
	2.1 VÝHODY DIGITÁLNÍHO VYSÍLÁNÍ NA KRÁTKÝCH VLNÁCH.....	7
3	KONCEPCE VÍCEPÁSMOVÝCH PŘIJÍMAČŮ	8
	3.1 PŘIJÍMAČE S ANALOGOVÝM ZPRACOVÁNÍM SIGNÁLŮ	8
	3.1.1 <i>Přijímače s přímým zesílením</i>	8
	3.1.2 <i>Superheterodyn</i>	8
	3.1.3 <i>Přijímač s dvojitým směřováním</i>	8
	3.1.4 <i>Homodyn</i>	8
	3.2 PŘIJÍMAČE S ANALOGOVĚ ČÍSLICOVÝM ZPRACOVÁNÍM SIGNÁLŮ	8
	3.2.1 <i>Přijímač s číslicovým zpracováním v základním pásmu – homodyn</i>	8
	3.2.2 <i>Přijímač s číslicovým zpracováním v základním pásmu – superheterodyn</i>	9
	3.2.3 <i>Přijímač s číslicovým zpracováním na mezifrekvenčním kmitočtu</i>	9
	3.2.4 <i>Přijímač s číslicovým zpracováním na kmitočtu vstupního signálu, softwarové rádio</i>	9
4	BLOKOVÉ SCHÉMA PŘIJÍMAČE	10
5	VSTUPNÍ FILTRY	11
	5.1 NÁVRH A REALIZACE FILTRŮ	11
	5.2 PŘEPÍNÁNÍ FILTRŮ	14
6	SMĚŠOVAČE	16
	6.1 IMAGE-REJECT MIXER.....	17
	6.2 TAYLORŮV DETEKTOR	18
	6.2.1 <i>Johnsonův čítač</i>	20
	6.3 REALIZACE SMĚŠOVAČE	22
7	OSCILÁTORY	25
8	SYNTEZÁTORY	27
	8.1 SYNTEZÁTORY SE SMYČKOU PLL.....	27
	8.2 SYNTEZÁTORY S PŘÍMOU ČÍSLICOVOU SYNTÉZOU (DDFS).....	28
	8.3 FREKVENČNÍ SYNTEZÁTOR Si570	28
	8.3.1 <i>Sběrnice I²C</i>	29
	8.4 REALIZACE DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ SE SYNTEZÁTOREM	30
	8.4.1 <i>Napájení</i>	33
9	PROGRAMOVÁNÍ MIKROKONTROLÉRU	34
	9.1 FUNKCE PRO VÝPOČET OBSAHU REGISTRŮ Si570.....	37
	9.2 VYTVOŘENÍ KNIHOVNY PRO OVLÁDÁNÍ DRM PŘIJÍMAČE Z PROGRAMU WINRAD.....	39

10	PŘÍJEM VYSÍLÁNÍ DRM	40
11	ZÁVĚR	41
12	LITERATURA	43
13	SEZNAM ZKRATEK	45
14	PŘÍLOHY	46
14.1	VÝSLEDKY SIMULACÍ A MĚŘENÍ – VSTUPNÍ FILTRY	46
14.1.1	<i>Dolní propust 30 MHz</i>	46
14.1.2	<i>Dolní propust 3 MHz</i>	48
14.1.3	<i>Pásmová propust 1,9 – 5,7 MHz</i>	50
14.1.4	<i>Pásmová propust 4,6 – 8,8 MHz</i>	52
14.1.5	<i>Pásmová propust 8 – 15 MHz</i>	54
14.1.6	<i>Pásmová propust 1,9 – 5,7 MHz</i>	56
14.2	VÝKRESOVÁ DOKUMENTACE.....	58
14.2.1	<i>SMĚŠOVAČ</i>	58
14.2.2	<i>FREKVENČNÍ SYNTEZÁTOR</i>	62
14.2.3	<i>VSTUPNÍ FILTRY</i>	68

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1 Schéma bloků vysílače DRM.....	7
Obr. 4.1 Blokové schéma přijímače.....	10
Obr. 5.1 Přenosové charakteristiky všech realizovaných filtrů	12
Obr. 5.2 Návrh zapojení filtru pro frekvence 5-8,5 MHz.....	13
Obr. 5.3 Detail propustného pásma filtru - navrženo.....	13
Obr. 5.4 Detail propustného pásma filtru - změřeno	14
Obr. 5.5 Realizovaná deska s přepínanými filtry.....	14
Obr. 5.6 Zapojení pro přepínání filtrů.....	15
Obr. 6.1 Směšovač IRM, princip [14].....	17
Obr. 6.2: Koncepce Taylorova detektoru [4].....	18
Obr. 6.3 Aktivní dolní propust.....	19
Obr. 6.4 Zapojení směšovače QSD	20
Obr. 6.5 Zapojení Johnsonova čítače	21
Obr. 6.6 Vstupní RF signál, signál $4 \cdot f$ a signály S1 a S2 na výstupu čítače.....	21
Obr. 6.7 Funkční tabulka multiplexoru	21
Obr. 6.8 Napět'ový přenos směšovače	22
Obr. 6.9 Spektrum při $P_{in} = -50$ dBm.....	23
Obr. 6.10 Spektrum při $P_{in} = -90$ dBm.....	23
Obr. 6.11 XY zobrazení signálů I a Q	24
Obr. 6.12 Realizovaný Taylorův detektor.....	24
Obr. 7.1 Náhradní zapojení piezokeramického rezonátoru.....	25
Obr. 8.1 Syntezátor se smyčkou PLL [1].	27
Obr. 8.2 Syntezátor s DDFS [1].....	28
Obr. 8.3 Obvod Si570 [13]	29
Obr. 8.4 Blokový diagram obvodu Si570 [13].....	29
Obr. 8.5 Zapojení pro transformaci napájecího napětí na sběrnici I2C [29]	30
Obr. 8.6 Zapojení převodníku FT232	31
Obr. 8.7 Realizovaná řídicí deska se syntezátorem Si570	31
Obr. 8.8 Závislost generované frekvence na frekvenci nastavené	32
Obr. 8.9 Závislost výstupního výkonu na nastavené frekvenci.....	33
Obr. 8.10 Napájecí obvody přijímače.....	33
Obr. 9.1 Vývojový diagram hlavního programu.....	35

Obr. 9.2 Vývojový diagram externích přerušení.....	36
Obr. 10.1 Příjem vysílání DRM	40
Obr. 14.1 Motiv plošného spoje, spodní strana	60
Obr. 14.2 Motiv plošného spoje, vrchní strana.....	60
Obr. 14.3 Osazovací výkres, spodní strana.....	60
Obr. 14.4 Osazovací výkres, vrchní strana	61
Obr. 14.5 Motiv plošného spoje, spodní strana	64
Obr. 14.6 Motiv plošného spoje, vrchní strana.....	65
Obr. 14.7 Osazovací výkres, spodní strana.....	66
Obr. 14.8 Osazovací výkres, vrchní strana	67
Obr. 14.9 Motiv plošného spoje, spodní strana	72
Obr. 14.10 Motiv plošného spoje, vrchní strana.....	73
Obr. 14.11 Osazovací výkres, spodní strana.....	73
Obr. 14.12 Osazovací výkres, vrchní strana	74

1 Úvod

Cílem diplomové práce je studie, návrh a realizace funkčního přijímače signálů DRM.

DRM (Digital Radio Mondiale) je digitální systém pro radiové vysílání na dlouhých, středních a krátkých vlnách. Systém využívá digitální kódovací a modulační metody a umožňuje výrazně kvalitnější vysílání oproti staršímu systému, který na těchto vlnách využíval amplitudové modulace. Demodulace, kanálové a zdrojové dekódování je výpočetně náročné. Pro příjem vysílání DRM byla zvolena koncepce převedení signálu do základního pásma a následná digitalizace a zpracování ve vhodném programu v PC.

Vysokofrekvenční bloky přijímače obsahují vstupní pásmové filtry, směšovač a frekvenční syntezátor.

Vstupní pásmové filtry mají za úkol kmitočtově omezit vstupní signál a zabránit tak silným signálům mimo požadované pásmo pronikat přes směšovač a zvyšovat šum ve výstupním signálu. Samotný přijímač je s horšími vlastnostmi funkční i bez zapojených vstupních filtrů. Nejdůležitějšími vlastnostmi filtrů pro přijímač je malý útlum v pásmu propustném a velký útlum v pásmu nepropustném.

Úkolem směšovače je posunutí spektra požadovaného frekvenčního pásma do pásma základního. Za základní pásmo je považováno pásmo mezi 0 a 20 kHz. Hlavním požadavkem na směšovač je, aby při směšování požadovaný signál nezkreslil zrcadlovými kmitočty, šumem nebo vyššími harmonickými.

Frekvenční syntezátor je jedním ze dvou vstupů směšovače a určuje jaká část spektra bude převedena do základního pásma. U syntezátoru požadujeme aby byl výstupní výkon pokud možno konstantní v celém rozsahu kmitočtů. Kmitočet by měl být dostatečně přesný (s nepřesností max. 100 ppm) a uživatel by měl mít možnost výstupní kmitočet jednoduše a rychle měnit.

2 Systém DRM (Digital Radio Mondiale)

DRM je digitální systém pro radiové vysílání. Všechny parametry kódování, modulace zabezpečení jsou podrobně popsány ve specifikaci DRM [9]. Existují dvě verze systému DRM.

DRM30 je starší verze, která je určena pro vysílání na dlouhých, středních a krátkých vlnách (do 30 MHz). Šířka pásma vysílání je 9 kHz (DV, SV) nebo 10 kHz (KV), může být také zvolena verze poloviční (4,5 nebo 5 kHz) či dvojnásobná (18 nebo 20 kHz). Bitová rychlost je pro šířku pásma 9 kHz přibližně 20 kbit/s. Jedná se o jediný digitální standardizovaný systém pro vysílání na těchto kmitočtových pásmech. V letech 2006 až 2009 na něm vysílal i Český Rozhlas 7 z vysílače v Rampishamu ve Velké Británii, na začátku roku 2010 však bylo vysílání z finančních důvodů ukončeno.

DRM+ je novější verze, která vychází z verze DRM30 a je určena pro vysílání na kmitočtech od 30 do 174 MHz. Šířka pásma je 100 kHz. Na těchto kmitočtech již také existují digitální vysílání DAB a DAB+, které jsou starší a rozšířenější.

Kvalita přenosu dosahuje kvality vysílání FM stanic, při využití mnohonásobně menší šířky pásma. DRM umožňuje přenášet společně s audio obsahem také nejruznější data, která lze zobrazovat na displeji přijímače.

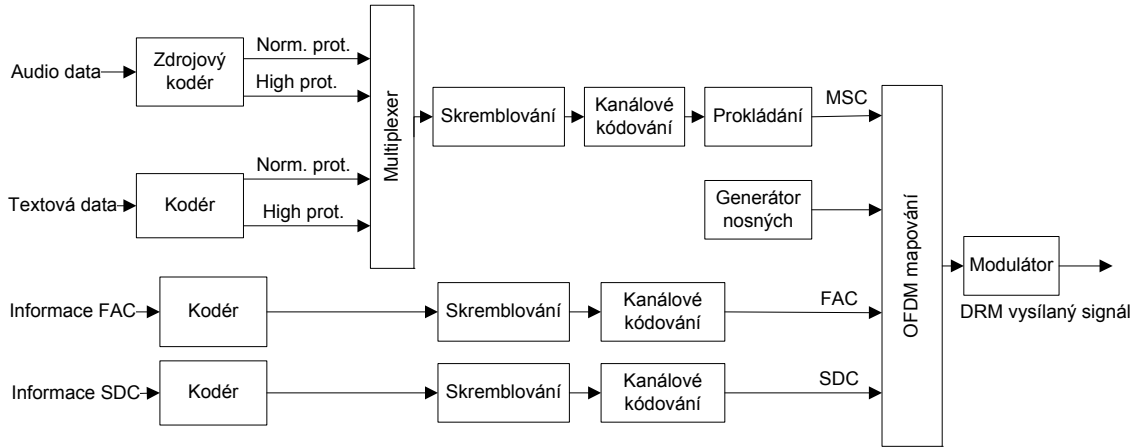
Schéma bloků na straně vysílače je uvedeno na obrázku 2.1. Pro zdrojové kódování digitalizovaného audio signálu systém nabízí různá kódovací schémata [9], zejména MPEG-4 AAC pro audio signál a MPEG-4 CELP pro řečový signál. Výstup zdrojového kodéru audio signálu obsahuje dvě části, které mají různou úroveň zabezpečení. Stejně tak zdrojově zakódovaná textová data mohou mít dvě různé úrovně zabezpečení. Multiplex DRM se skládá ze tří kanálů:

- Kanál MSC (Main Service Channel) obsahuje multiplex zdrojově zakódovaných audio signálů a datových signálů.
- Kanál FAC (Fast Access Channel) obsahuje informace nezbytné pro demodulování multiplexu, jako například šířku kanálu, hloubku prokládání, druh modulace a počet datových a zvukových služeb.
- Kanál SDC (Service Description Channel) obsahuje informace potřebné k dekódování kanálu MSC.

U všech kanálů následují bloky skramblování (energy dispersal) a kanálového kódování, pouze u kanálu MSC ještě následuje blok symbolového prokládání. Skramblování zajišťuje, aby měl datový tok pseudonáhodný charakter (odstraňuje dlouhé sekvence neměnicích se bitů jedna nebo nula) a tedy i rovnoměrné výkonové spektrum. Kanálové kódování a prokládání symbolů je závislé na tom, jaký je zvolen druh modulace na nosné kmitočty OFDM. Čím je tato modulace náchylnější k chybě, tím je kanálové kódování robustnější. Mohou být použity tři druhy modulace: QPSK, 16QAM nebo 64QAM. Druh modulace pro jednotlivé nosné se volí v závislosti na typu kanálu (MSC, FAC, SDC) a podle zvoleného módu robustnosti.

Systém DRM používá OFDM modulaci. Při OFDM modulaci jsou data modulována na velké množství rovnoměrně rozdělených dílčích nosných. Jednotlivé nosné jsou ortogonální, vzájemně se tedy neruší. U OFDM signálu se výrazně prodlouží doba bitů a signál je odolný proti rušení způsobeným odrazy a vícecestným šířením.

Módy robustnosti určují hlavní parametry OFDM modulace. Existují módy A až E. Volba módu závisí na volbě vysílacího kmitočtu a druhu prostředí. Každý mód má definován svou délkou trvání symbolu, délkou trvání ochranného intervalu a vzdálenost mezi jednotlivými nosnými OFDM.



Obr. 2.1 Schéma bloků vysílače DRM

2.1 Výhody digitálního vysílání na krátkých vlnách

System DRM má oproti analogovému vysílání řadu výhodných vlastností, jako jsou výrazně lepší kvalita zvuku, možnost přenášet doplňková textová data a větší citlivost přijímačů (lze vysílat s menším výkonem pro pokrytí stejného území).

Oproti digitálnímu vysílání na VKV zase systém nabízí výhody v podobě pokrytí rozlehlých území a výrazně menší šířku pásma.

System DRM má největší potenciál na územích s malou infrastrukturou, nízkým osídlením a v místech kde je menší možnost internetového připojení (Afrika, Asie).

3 Koncepce vícepásmových přijímačů

Rozdělení je napsáno podle [1].

3.1 Přijímače s analogovým zpracováním signálů

Přijímače s analogovým zpracováním signálů jsou využity převážně pro analogově modulované signály (AM, FM).

3.1.1 Přijímače s přímým zesílením

Přijímaný signál je po filtraci demodulován z vysokofrekvenčního kmitočtu na nízkofrekvenční akustický signál. Při ladění se mění šířka pásma a citlivost přijímaného signálu. Dobře funguje jen pro neladěný přijímač.

3.1.2 Superheterodyn

Na vstupu je souběžně laděný filtr a směřovací obvod, který signál převede na mezifrekvenční kmitočet, následuje obvod stejný jako u přijímače s přímým zesílením. Přijímač má konstantní šířku pásma i zesílení pro různé laděné kmitočty. Nevýhodou je rušení signály na zrcadlových kmitočtech - více kapitola směšovače. Obecně lze zrcadlové kmitočty potlačit buď zvýšením selektivity vstupního filtru a nebo zvětšením volby mezifrekvenčního kmitočtu.

3.1.3 Přijímač s dvojitým směšováním

Provádí dvojitou kmitočtovou konverzi. Nejprve na kmitočet vzdálený od přijímaného (často i vyšší než je přijímaný), zrcadlový kmitočet je vzdálený a lze snadno potlačit. Následuje konverze na nízkou mezifrekvenci, kde lze snadno realizovat kvalitní mezifrekvenční filtr. Odstraňuje nevýhodu superheterodynu se zrcadlovými kmitočty.

3.1.4 Homodyn

Kmitočet oscilátoru a přijímaného signálu je totožný, dochází ke konverzi signálu do základního pásma. Při realizaci stačí za směšovač zařadit dolní propust a nízkofrekvenční zesilovač. U homodynu není potřeba potlačovat zrcadlový kmitočet, protože je zrcadlový kmitočet roven kmitočtu přijímaného signálu.

3.2 Přijímače s analogově číslicovým zpracováním signálů

U těchto přijímačů dochází během zpracování k digitalizaci. Signál je převeden A/D převodníkem na digitální a dále je zpracováván číslicově. Tyto přijímače jsou nezbytné pro digitálně modulované signály, ale dají se využít i ke zpracování analogově modulovaných signálů.

3.2.1 Přijímač s číslicovým zpracováním v základním pásmu – homodyn

Stejně jako u analogového homodynu dochází ke kmitočtové konverzi do základního pásma. Pro konverzi se však využívá kvadrurní detektor, na jehož výstupu jsou signály I a Q (synfázní a kvadrurní větev). Oba signály jsou filtrovány antialiasingovým filtrem, digitalizovány a následně již zpracovávány číslicově

(demodulace, zesílení). U tohoto zpracování nedochází k rušení zrcadlovými kmitočty, a pro digitalizaci stačí převodník s relativně nízkým vzorkovacím kmitočtem. Tento typ zpracování bude využit u DRM přijímače: Vstupní signál bude filtrován a převeden do základního pásma pomocí kvadrurního detektoru. DRM signál v základním pásmu bude mít šířku pásma maximálně 22 kHz, a bude přiveden do zvukové karty PC, která má vzorkovací kmitočet 44,1 kHz.

3.2.2 Přijímač s číslicovým zpracováním v základním pásmu – superheterodyn

Signál je analogově směřován na mezifrekvenční kmitočet, následuje zpracování jako u homodynu. Na vstup kvadrurního detektoru je i při přeladování přiveden signál konstantního kmitočtu. Přijímač je složitější a je nutné řešit potlačení zrcadlových kmitočtů.

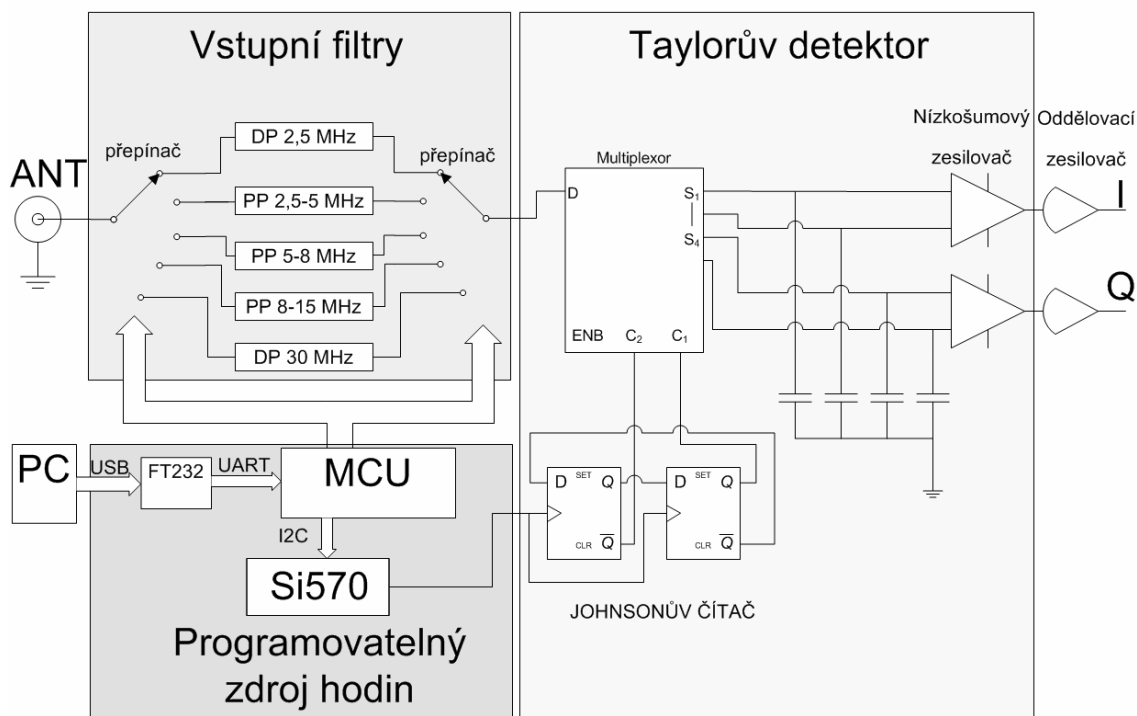
3.2.3 Přijímač s číslicovým zpracováním na mezifrekvenčním kmitočtu

U tohoto přijímače dochází k digitalizaci (oproti předchozím dvěma typům) již na mezifrekvenčním kmitočtu, druhé směřování je již provedeno digitálně, pomocí číslicového syntezátoru DDFS (Direct Digital Frequency Synthesizer). Do A/D převodníku vstupuje signál s vysokým kmitočtem – je potřeba použít vysoký vzorkovací kmitočet.

3.2.4 Přijímač s číslicovým zpracováním na kmitočtu vstupního signálu, softwarové rádio

Analogovou část tvoří pouze vstupní pásmová propust – antialiasingový filtr. Následuje vzorkování a číslicové zpracování. Výhodou je to, že je téměř celé zpracování prováděno digitálně, nevýhodou jsou velké nároky na A/D převod.

4 Blokové schéma přijímače



Obr. 4.1 Blokové schéma přijímače

Blokové schéma přijímače se skládá ze tří hlavních bloků, a sice vstupních filtrů, Taylorova detektoru a programovatelného zdroje hodin.

Výstup z antény je přiveden do bloku vstupních filtrů, které provedou frekvenční selekci signálu. Přepínání filtrů je řízeno mikrokontrolérem. Filtrovaný signál je následně veden do Taylorova detektoru [4], který je tvořen multiplexorem, kondenzátory a dvěma nízkošumovými zesilovači. Detektor spínaný vhodným kmitočtem plní funkci směšovače do základního pásma a zároveň funkci dolní propusti s mezním kmitočtem 20 kHz. Na výstupu Taylorova detektoru jsou dva fázově posunuté signály I a Q, které přivedeme do zvukové karty počítače. Detektor je řízen dvěma hodinovými signály, které se generují v Johnsonově čítači. Ladění kmitočtu DRM přijímače je umožněno blokem programovatelných hodin, které jsou tvořeny mikrokontrolérem a kmitočtovým syntezátorem Si570. Uživatel může nastavovat kmitočet buď na přípravku s mikrokontrolérem a nebo prostřednictvím programu *Winrad* z počítače.

5 Vstupní filtry

Vstupní filtry lze rozdělit na laditelné a neladitelné. Laditelné mohou být laděny plynule a nebo skokově, čili s přepínáním rozsahů. Přijímač DRM bude konstruován jako homodyn s následným číslicovým zpracováním. Požadovaný parametr bude hlavně nízký útlum v propustném pásmu a malá šířka pásma nebude kritická. Velmi dobré vlastnosti a také jednoduché zapojení mají filtry z vázanými rezonančními obvody.

Filtry s vázanými rezonančními obvody jsou tvořeny rezonančními obvody, jejichž počet, je roven řádu filtru. Návrh těchto filtrů je podrobně rozebrán v [2].

Jako nejjednodušší se jeví využití programu *Ansoft Designer*. Filtry budou navrženy s ohledem na vysílací frekvence stanic DRM s dosahem do České Republiky. Na webové stránce organizace DRM [3] je zveřejněn seznam vysílajících stanic. Nejvíce stanic se nachází okolo frekvencí 1500, 4000, 6000 a 10000 kHz. Z toho vychází i navržené filtry.

Požadavky na filtry byly: malé zvlnění v propustném pásmu, dostatečná strmost, útlum v nepropustném pásmu alespoň 40 dB a vstupní a výstupní impedance 50 Ω . Dalším požadavkem při návrhu bylo, aby navržené filtry obsahovaly cívky, které mají na daném kmitočtu vysoký činitel jakosti. Při realizaci byly použity laditelné cívky firmy Coilcraft řady 7M3. Frekvenční závislosti činitelů jakosti jednotlivých cívek lze nalézt na webových stránkách výrobce [16].

5.1 Návrh a realizace filtrů

Ve filter designu v programu Ansoft byly navrženy dvě dolní propusti s eliptickou aproximací pátého řádu. Eliptická aproximace se vyznačuje velkou strmostí přechodu z propustného do nepropustného pásma a jeví se jako nejvhodnější řešení pro zadané požadavky. Mezní kmitočty navržených filtrů byly:

- 3 MHz,
- 30 MHz.

Dále byly navrhovány pásmové propusti. Eliptická aproximace pro pásmové propusti obsahuje minimálně pět rezonančních odvodů a její struktura je výrazně složitější než pásmová propust s Čebyševovou aproximací. Při návrhu byla upřednostněna jednodušší Čebyševova aproximace třetího řádu, která má menší strmost, ale pro aplikaci DRM přijímače svými vlastnostmi dostačuje. Byly navrženy čtyři pásmové propusti s Čebyševovou aproximací:

- 2 až 5,5 MHz,
- 5 až 8,5 MHz,
- 8 až 15 MHz,
- 15 až 28 MHz.

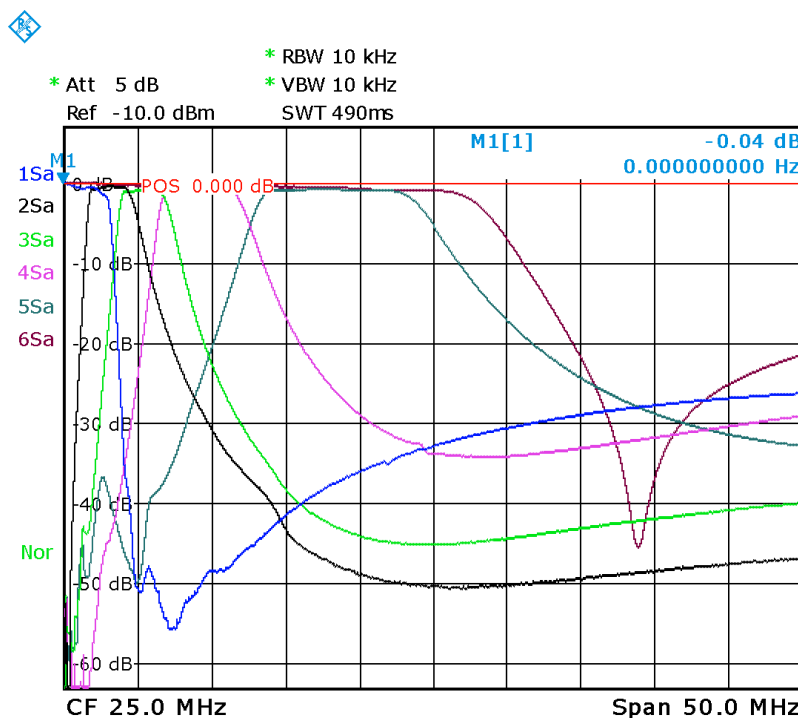
Pásmové propusti (kromě propusti 2 až 5,5 MHz) byly navrženy se vstupní a výstupní impedancí vyšší než 50 Ω , aby navržené filtry obsahovaly realizovatelné velikosti kondenzátorů a hlavně cívek. Proto musela být impedance transformována s pomocí kapacitního děliče [2] na 50 Ω . Schémata všech navržených zapojení jsou uvedeny v příloze.

Před realizací finální desky pásmových propustí byly změřeny činitele jakosti cívek Coilcraft řady 7M3. Činitel jakosti cívek odpovídal hodnotám, které udává výrobce [16]. Následně byla realizována deska vstupních filtrů, ovládaná z řídicí desky pomocí spínacích relé (viz kapitola 5.2).

V Tabulce 1 jsou uvedeny parametry navržených a realizovaných filtrů. Jedná se o mezní kmitočty f_{mez1} , f_{mez2} a útlum v propustném pásmu K . Na obrázku 5.1 jsou charakteristiky všech vstupních filtrů pořízené ve spektrálním analyzátoru Rohde & Schwarz FSL3.

Tabulka 1

Filtr	Navrženo v Ansoft Designer			Změřeno		
	f_{mez1} [MHz]	f_{mez2} [MHz]	K [dB]	f_{mez1} [MHz]	f_{mez2} [MHz]	K [dB]
DP 30	29,7	-	0,41	29,6	-	0,63
DP 3	3,1	-	0,49	2,7	-	0,46
PP 2-5	1,9	5,7	0,41	1,7	5,0	0,52
PP 5-8	4,6	8,8	0,76	4,3	8,4	0,97
PP 8-15	7,9	15,3	0,89	7,7	14,9	0,86
PP 15 - 28	14,5	28,7	0,79	14,8	28,2	1,01



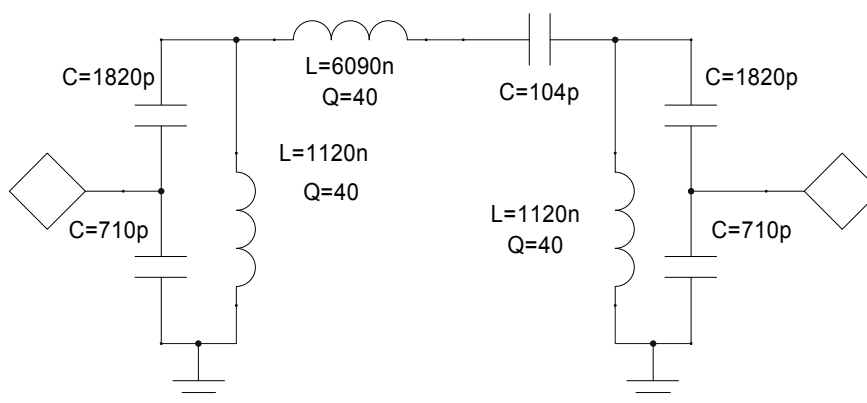
Obr. 5.1 Přenosové charakteristiky všech realizovaných filtrů

Při realizaci filtrů byl největší problém s malým útlumem v nepropustném pásmu.

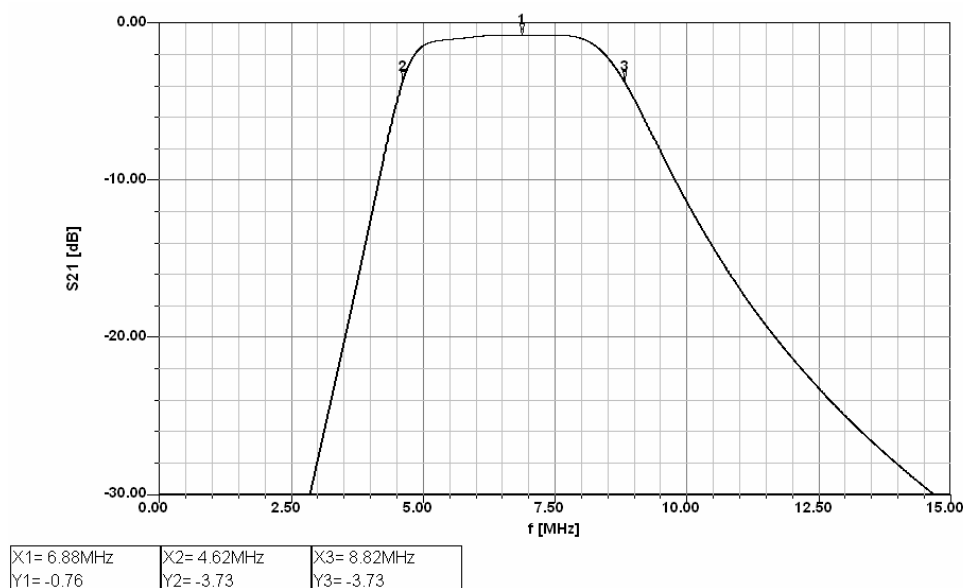
Na kmitočtech od 50 MHz do 150 MHz se útlum snižoval. To bylo z velké části způsobeno přenosem rušivých signálů z frekvenčního syntezátoru, které pronikaly přes napájecí cesty a spínací části filtrů (relé) do signálu. Tyto cesty byly důkladně blokovány blokovacími kondenzátory 100n a přenosové charakteristiky se výrazně zlepšily. Tento problém přetrvával nejvíce u eliptické dolní propusti 30 MHz, u které je útlum na kmitočtu 80 MHz pouze 10dB.

Mezní frekvence realizovaných filtrů se od simulací liší řádově o stovky kilohertzů. Tato skutečnost se při příjmu nijak neprojeví, pouze byly v mikroprocesoru mírně upraveny kmitočty, při kterých se spínají jednotlivé filtry.

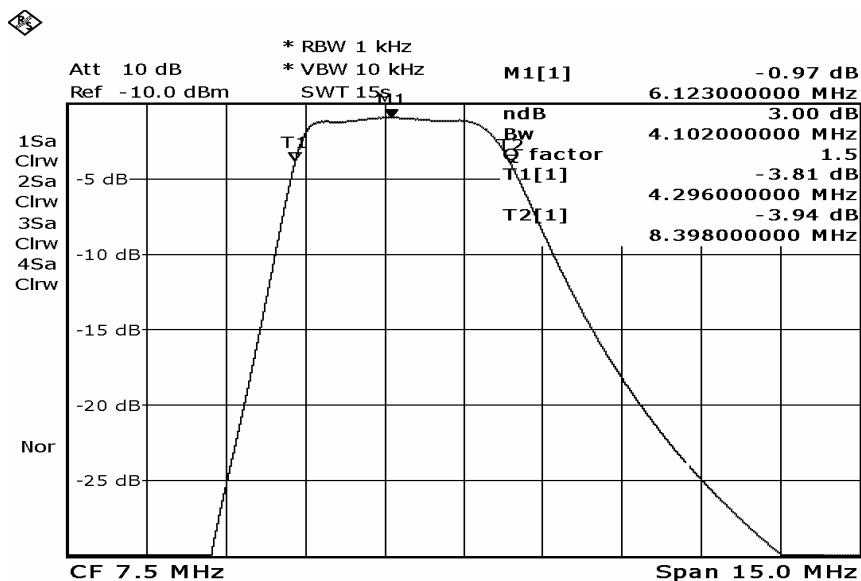
Na obrázku 5.2 je schéma zapojení filtru na frekvenci 5 až 8,5 MHz, na obrázku 5.3 navržená charakteristika a na obrázku 5.4 změřená přenosová charakteristika téhož filtru. Na obrázku 5.5 je fotografie realizované desky plošných spojů s přepínacími filtry. Zapojení a charakteristiky všech šesti navržených filtrů jsou uvedeny v příloze.



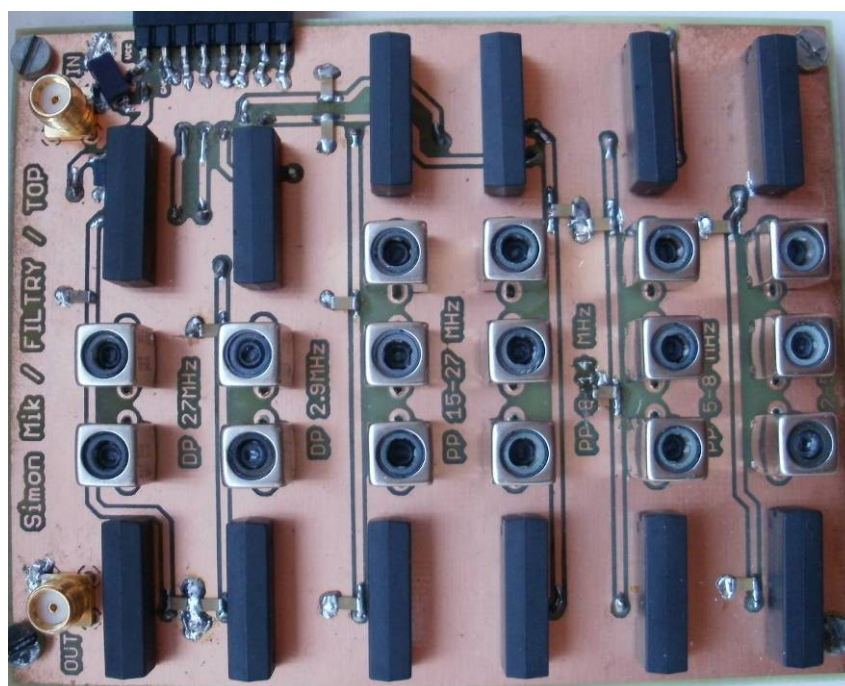
Obr. 5.2 Návrh zapojení filtru pro frekvence 5-8,5 MHz



Obr. 5.3 Detail propustného pásma filtru - navrženo



Obr. 5.4 Detail propustného pásma filtru - změřeno

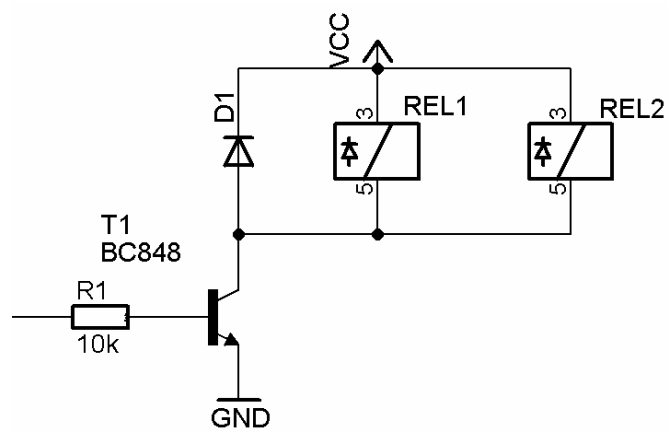


Obr. 5.5 Realizovaná deska s přepínacími filtry

5.2 Přepínání filtrů

Jednotlivé filtry přepíná mikroprocesor na desce s lokálním oscilátorem podle toho, jaká frekvence se ladí. Spínání filtrů je realizováno spínacím relé a tranzistorem podle zapojení na obrázku. Cívkou relé prochází při sepnutém stavu 10 mA. Proud kolektorem NPN bipolárního tranzistoru BC848B s činitelem $h_{21E} = 200$ je třeba nastavit na 20 mA. Maximální velikost odporu R1 (dostatečný proud I_B pro vybuzení proudu I_C) lze zvolit podle následujícího výpočtu:

$$R_B = \frac{U_f - U_{BE}}{I_B} = \frac{U_f - U_{BE}}{I_C / h_{21E}} = \frac{5 - 0,6}{20 / 200} = 44 \text{ k}\Omega$$



Obr. 5.6 Zapojení pro přepínání filtrů

6 Směšovače

Směšovač je nelineární obvod, ve kterém dochází ke kmitočtové konverzi vstupního vysokofrekvenčního signálu na kmitočet mezifrekvenční, který je společný pro všechny přijímané kmitočty. To má tu výhodu, že obvody pracující na mezifrekvenčním kmitočtu jsou navrženy pro předem daný konstantní kmitočet (mezifrekvenční filtr, zesilovač).

Směšovač je trojbran, na jehož první vstupní bránu je přiveden požadovaný přijímaný signál f_{vst} a na druhou vstupní bránu signál z lokálního laditelného oscilátoru f_o . Na výstupní bráně je signál, který může mít nejrůznější kombinace kmitočtů obou vstupních signálů (směšovací produkty). Jedná se o signál obsahující kmitočty přijímaných signálů a také jejich lineární kombinace. Pro výstupní signál můžeme napsat [1]:

$$f_{mf} = k f_o \pm l f_{vst}, \quad (1)$$

kde k a l mohou nabývat hodnot celých čísel. V rádiových přijímačích má obvykle užitečný směšovací produkt kmitočet $f_{mf} = f_o - f_{vst}$, tedy $k = 1$ a $l = -1$, ostatní směšovací produkty jsou nežádoucí. Z hlediska rušení je nejnepříznivější tzv. zrcadlový kmitočet $f_{zrc} = f_o + f_{vst}$. Fázový úhel výsledného signálu je: $\theta_{mf} = \theta_o - \theta_{vst}$, kde θ_{vst} a θ_o jsou fáze vstupního signálu a lokálního oscilátoru.

Součet $|k| + |l|$ se nazývá řád směšovacího produktu. S rostoucím řádem klesá význam směšovacích produktů.

Směšovače lze rozdělit podle principu na kterém pracují na aditivní a multiplikatивní.

Aditivní směšování vzniká, jsou-li vstupní signály zapojeny do série, a na nelineární prvek je přiveden součet obou napětí. Patří mezi ně diodové směšovače (pasivní) a tranzistorové směšovače (aktivní).

Multiplikatивní směšování vzniká na lineárním prvku, u kterého se parametricky mění jeho strmost pomocí signálu oscilátoru. Na prvek se přivede vstupní signál a na výstupu vzniká směšovaný signál, jehož napětí je součinem signálu oscilátoru a signálu přijímaného. Mezi multiplikatивní směšovače patří směšovače s dvoubázovým tranzistorem MOSFET a takzvaná složená zapojení (Gilbertova buňka, diferenční zesilovač).

Aby se omezilo množství frekvenčních složek na výstupu směšovače, používají se u směšovačů aditivních i multiplikatивních směšovače vyvážené, které obsahují 2 prvky pro směšování (diody, tranzistory) nebo ještě výhodnější dvojité vyvážené, které obsahují 4 prvky.

Při návrhu přijímače DRM uvažujeme příjem signálu o frekvencích od cca 150 kHz do 30 MHz. Lze použít dvě koncepce, buď přijímač se dvojitým směšováním (potřeba dvou směšovačů, zesilovačů, oscilátorů a více filtrů) nebo pouze s jedním směšováním do základního pásma, to však přináší problém se zrcadlovými kmitočty. Problém zrcadlových kmitočtů řeší směšovače s potlačením zrcadlového kmitočtu: Image-Reject Mixer (IRM) nebo jednodušší Quadrature sampling detector (QSD), který využívá směšování do základního pásma.

6.1 Image-Reject Mixer

IRM umožňují u mikrovlnných a vysokofrekvenční systémů redukovat náklady na selektivní filtry a omezit více stupňů směšování na jeden. Využívají potlačení fáze při oddělení požadovaného a zrcadlového produktu směšování. Není potřeba na vstupu filtrovat zrcadlové kmitočty. Požadované a zrcadlové produkty jsou směšovány do dvou různých výstupů. Velikost potlačení zrcadlového produktu IR (Image-reject) definujeme na výstupu s požadovaným signálem:

$$IR = 10 \cdot \log \frac{P_{\text{požadovaný}}}{P_{\text{zrcadlový}}} \quad (2)$$

Směšovač IRM (Obr. 6.1) obsahuje dva běžné směšovače a dva rozdělovače výkonu, otáčející fázi o 90° . Na výstupu směšovačů M1 a M2 jsou signály I_1' a I_2' vzájemně posunuty o 90° , a jsou dále přivedeny na dělič výkonu, výsledný signál I_1 obsahuje složku $f_o - f_{vst}$ a signál I_2 obsahuje složku $f_{zrc} - f_o$. Na výstupu I_1 se požadované signály z obou směšovačů sečtou a zrcadlové kmitočty se odečtou, na výstupu I_2 je tomu obráceně. V následujících vztazích je vyjádřena hodnota signálu I_1 , pokud je na vstupu harmonický signál ω_{vst} a jeho zrcadlový kmitočet ω_{zrc} :

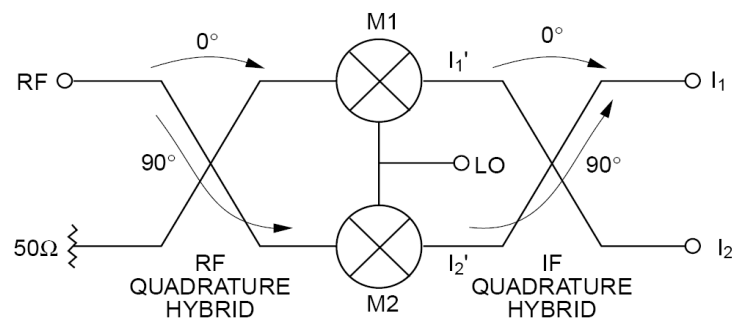
$$RF = \cos(\omega_{vst} t) + \cos(\omega_{zrc} t) \quad \text{a} \quad LO = \cos(\omega_o t) \quad (3)$$

$$I_1' = \cos(\omega_{zrc} - \omega_o) + \cos(\omega_o - \omega_{vst})$$

$$I_2' = \cos\left[\left(\omega_{zrc} - \frac{\pi}{2}\right) - \omega_o\right] + \cos\left[\omega_o - \left(\omega_{vst} - \frac{\pi}{2}\right)\right] = \cos\left(\omega_{zrc} - \omega_o - \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\omega_o - \omega_{vst} + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$I_1 = \frac{1}{2} \cdot (I_1' + I_2' \angle 90^\circ) =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot (\cos(\omega_{zrc} - \omega_o) + \cos(\omega_o - \omega_{vst}) + \cos(\omega_{zrc} - \omega_o - \pi) + \cos(\omega_o - \omega_{vst})) = \underline{\underline{\cos(\omega_o - \omega_{vst})}}$$



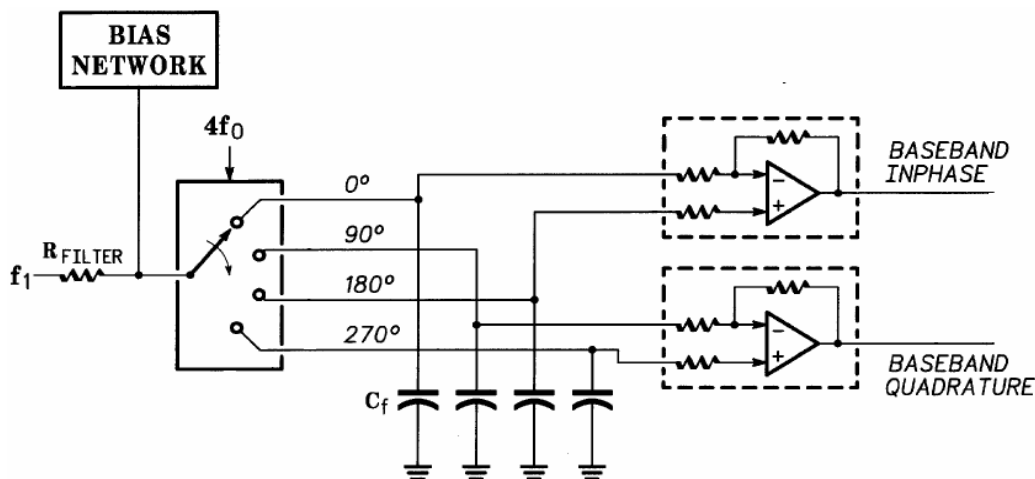
Obr. 6.1 Směšovač IRM, princip [14]

6.2 Taylorův Detektor

Quadrature Sampling Detector (QSD) neboli Taylorův detektor [4], [6] je na realizaci velmi jednoduchý. Základ detektoru je tvořen multiplexorem, čtyřmi kondenzátory a dvěma aktivními diferenčními zesilovači.

Taylorův detektor pracuje na tom principu, že spíná vždy jeden spínač multiplexoru po dobu čtvrtiny periody požadovaného RF signálu. Lokální oscilátor tedy musí mít čtyřikrát vyšší frekvenci, než je frekvence přijímaného signálu. Postupně se nabíjí kondenzátory, které průměrují (integrují) čtvrtinu periody vstupního signálu. Na prvním výstupu spínače je průměrná hodnota během první čtvrtiny periody signálu, na druhém výstupu spínače průměrná hodnota během druhé čtvrtiny periody signálu atd. Signály, které nebudou mít čtvrtinovou frekvenci (oproti oscilátoru), budou po integraci nulové. Na výstupu jsou tedy signály s fázemi 0° , 90° , 180° a 270° . Signály s fázemi 0° a 180° respektive 90° a 270° mohou být diferenčně sečteny v nízkošumovém operačním zesilovači (nesou stejnou informaci a zvýší se zisk). Na výstupu diferenčních zesilovačů pak dostaneme signály I a Q v základním pásmu.

Signály I a Q mají stejný průběh a stejnou frekvenci. Fázový rozdíl mezi kanály I a Q je při směšování signálu z dolního postranního pásma -90° , při směšování signálu z horního postranního pásma 90° . Při zpracování v PC dojde ke zpoždění signálu v kanálu Q ($+90^\circ$) a následně jsou kanály I a Q sečteny. Tím se signál z levého postranního pásma zdvojnásobí a signál z pravého postranního pásma odečte. Tento posun umožňuje rozlišit horní a dolní postranní frekvenční pásmo (nedojde k znehodnocení signálu překrytím těchto pásem).



Obr. 6.2: Koncepce Taylorova detektoru [4]

Kondenzátory tvoří spolu s odporem dolní propust. Odpor je tvořen sériovou kombinací výstupního odporu antény (filtru), odporu sepnutého spínače a případným vloženým odporem R_{filter} . Protože dochází k přepínání (kondenzátor je střídavě připojen k čtyřem různým odporům), tak efektivní odpor bude čtyřikrát větší. Šířka pásma kombinace RC je dána vztahem [4]:

$$B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot R \cdot C} \quad (4)$$

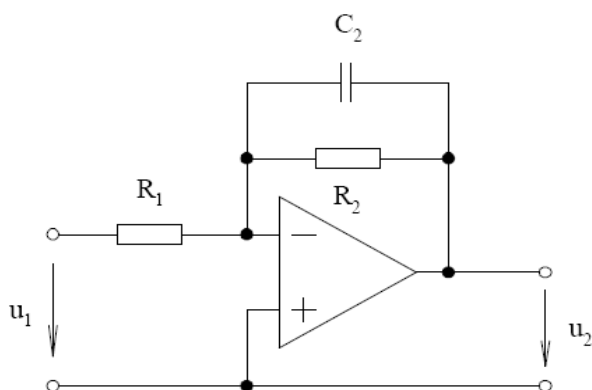
Odpor sepnutého spínače je typicky 5Ω , odpor R_{filter} nebude zapojen a výstupní odpor předchozího bloku (filtr nebo anténa) je 50Ω . Celkový odpor bude 55Ω . Šířku pásma odvodíme z následující úvahy: Předpokládáme zpracování ve zvukové kartě, která má vzorkovací frekvenci $44,1 \text{ kHz}$. Na vstup zvukové karty tedy přivedeme maximální frekvenci 22 kHz , přepínací efekt vytvoří z dolní propusti pásmovou propust na naladěném kmitočtu, která bude mít dvojnásobnou šířku pásma, budeme tedy počítat s šířkou pásma 11 kHz . Pokud do vztahu (4) dosadíme, je vypočtená hodnota kondenzátoru $C = 66 \text{ nF}$.

Zapojení nízkošumového operačního zesilovače je z hlediska šumových vlastností přijímače velmi důležité, jedná se o první aktivní prvek. Velikost zapojených rezistorů, výrazně zhoršuje šumové číslo. Možná zapojení diferenčního zesilovače jsou uvedena v [5]. Přidáme-li paralelně k zpětnovazebnímu odporu kondenzátor, stane se ze zesilovače aktivní dolní propust s mezní frekvencí:

$$f_{\text{mez}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}, \quad (5)$$

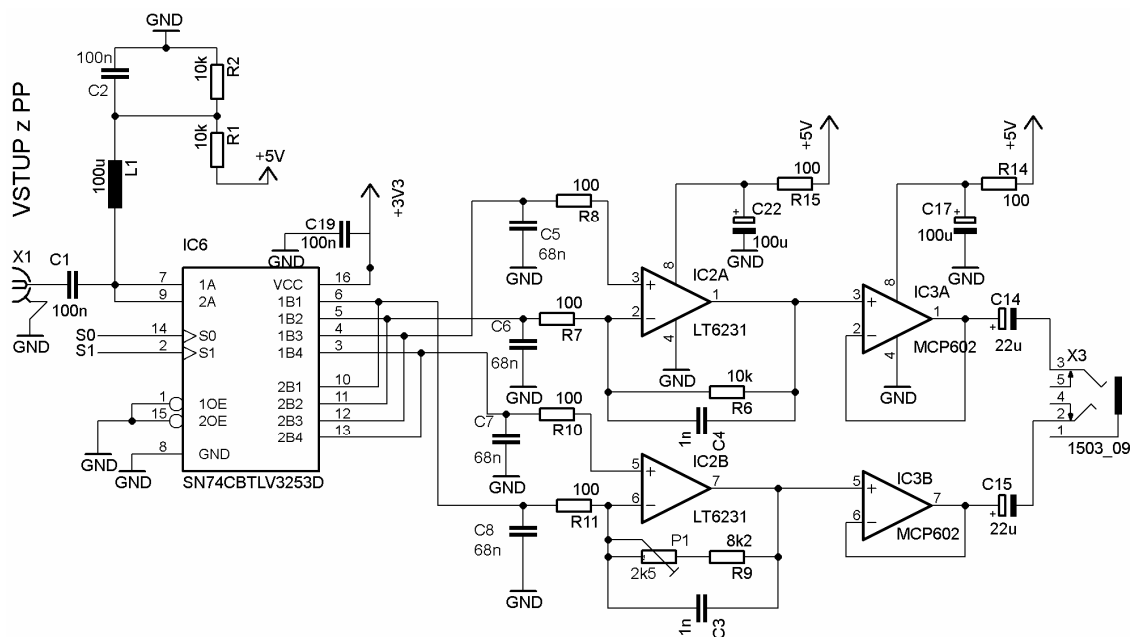
a se zesílením:

$$A = -R_2 / R_1. \quad (6)$$



Obr. 6.3 Aktivní dolní propust

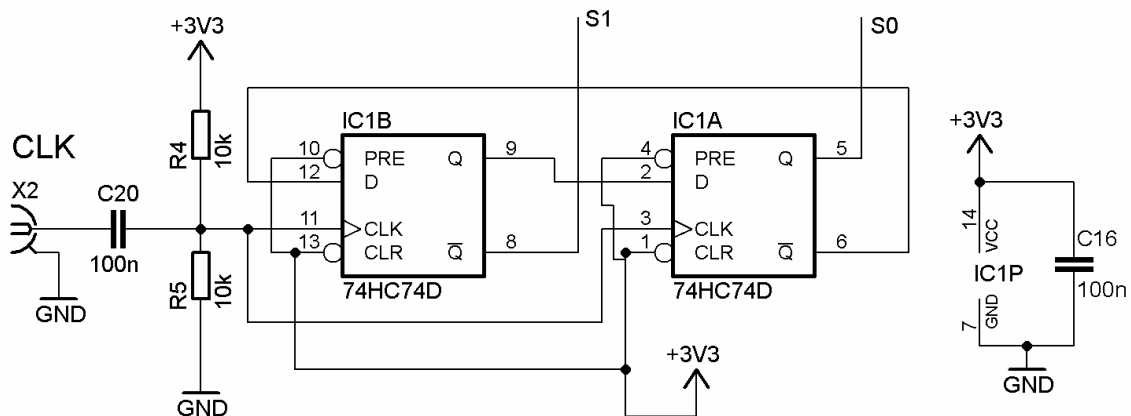
Pro realizaci směšovače byl použit nízkošumový operační zesilovač LT6231 od firmy Linear Technology. Mezní frekvence zesilovače byla zvolena 10 kHz . Před vstup do zvukové karty byl ještě zařazen do obou kanálů operační zesilovač MCP602, zapojený jako napěťový sledovač. Nastavení stejnosměrné složky, pro správnou funkci zesilovačů napájených nesymetricky, je provedeno před vstupem signálu do multiplexoru. Ze zesíleného signálu v základním pásmu se pomocí tantalových kondenzátorů oddělí stejnosměrná složka, aby na vstupu zvukové karty byl již signál bez předpětí.



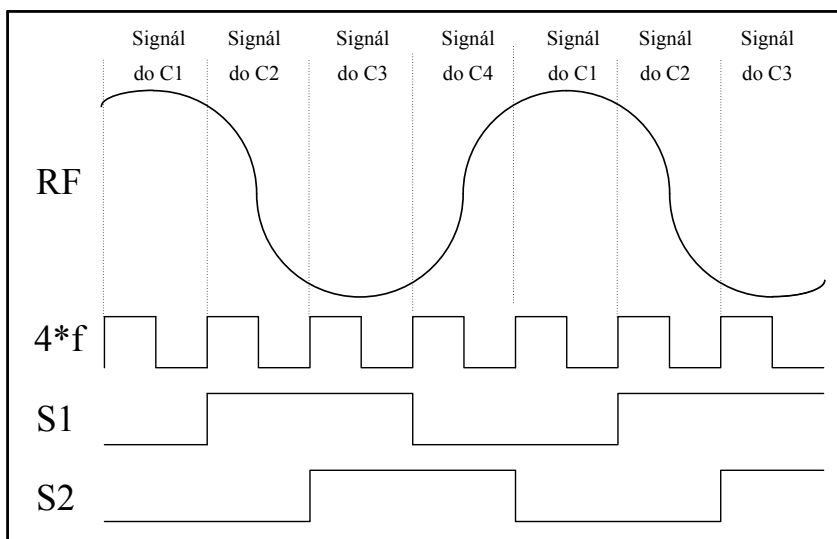
Obr. 6.4 Zapojení směšovače QSD

6.2.1 Johnsonův čítač

Na začátku kapitoly 6.2 bylo uvedeno, že je potřeba spínat detektor čtyřikrát za jednu periodu RF signálu. Hodinový signál z lokálního oscilátoru je nejprve přiveden na dvoubitový Johnsonův čítač, na jehož výstupu budou signály S1 a S2 vzájemně fázově posunuté o 90° a budou mít čtvrtinovou frekvenci oproti vstupnímu hodinovému signálu. Johnsonův čítač lze realizovat integrovanými obvody (4017, 4022) nebo pomocí kaskády klopných obvodů typu D nebo JK [7]. Johnsonův čítač pracuje s Johnsonovým číselným kódem, vstupní čítací impulsy ovládají řídicí vstupy obou klopných obvodů současně, čítač pracuje synchronně a tedy zpoždění z čítacího vstupu na jednotlivé výstupy je ve všech případech konstantní. V realizovaném detektoru je zapojen integrovaný obvod 74HC74D, který obsahuje dva klopné obvody typu D. Na obrázku 6.6 je závislost mezi časovým průběhem přijímaného signálu a signály které řídí spínání multiplexoru (podle funkční tabulky na obrázku 6.7). Na obrázku 6.5 je realizované zapojení Johnsonova čítače.



Obr. 6.5 Zapojení Johnsonova čítače



Obr. 6.6 Vstupní RF signál, signál 4*f a signály S1 a S2 na výstupu čítače

FUNCTION TABLE

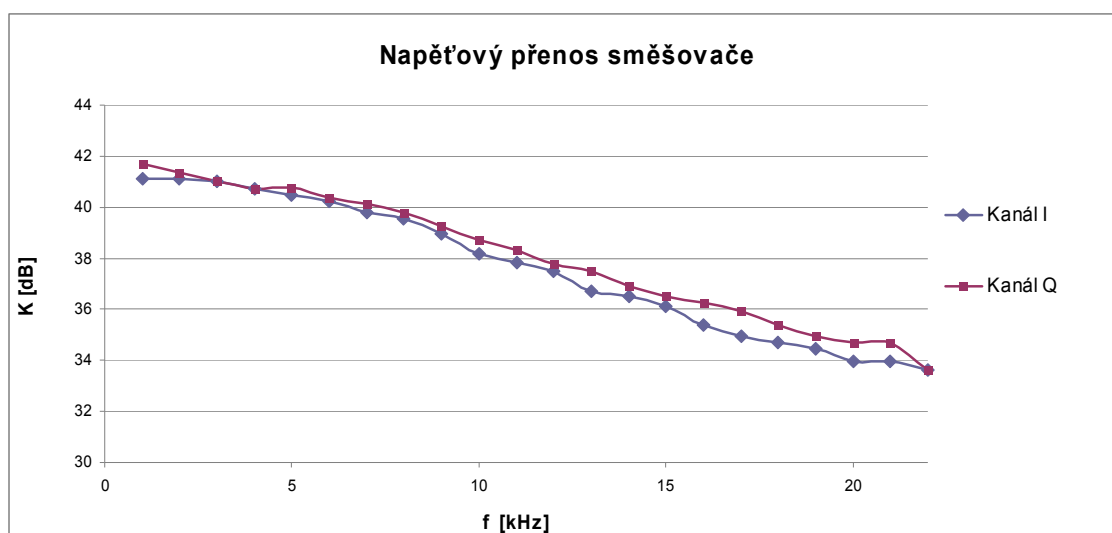
INPUTS				FUNCTION
1OE	2OE	S1	S0	
X	H	X	X	Disconnect 1A and 2A
H	X	X	X	Disconnect 1A and 2A
L	L	L	L	1A to 1B1 and 2A to 2B1
L	L	L	H	1A to 1B2 and 2A to 2B2
L	L	H	L	1A to 1B3 and 2A to 2B3
L	L	H	H	1A to 1B4 and 2A to 2B4

Obr. 6.7 Funkční tabulka multiplexoru [24]

6.3 Realizace směšovače

Návrh směšovače vychází z literatury [4] - [6], [11]. Hlavní část zapojení je na obrázcích 6.4 a 6.5. Deska se napájí z řídicí desky s mikroprocesorem. Obvod multiplexoru a klopného obvodu vyžaduje napájení 3,3V, proto zapojení osahuje nastavitelný stabilizátor LM317L [28]. Realizovaný směšovač je funkční. Při ověření funkce směšovače byly použity vysokofrekvenční generátor, který simuloval vysokofrekvenční složku a funkční generátor Agilent. Pro vyhodnocení parametrů směšovače byla použita zvuková karta, do které se signál I a Q přiváděl stereo kabelem do mikrofonního vstupu. Signál lze zobrazit v programu *The sound card oscilloscope* [15], jehož autorem je Christian Zeitnitz. Tento program nahrazující osciloskop v akustickém pásmu umožňuje zobrazení časového průběhu signálu, zobrazení spektra pomocí algoritmu FFT a také XY zobrazení.

Napětový přenos směšovače a mezní kmitočet je dán výstupním zesilovačem a odpovídá návrhu. V návrhu bylo zesílení nastaveno na 100 (40dB), a mezní kmitočet na 10 kHz. Na obrázku 6.8 je zobrazena naměřená kmitočtová závislost napětového přenosu signálu.



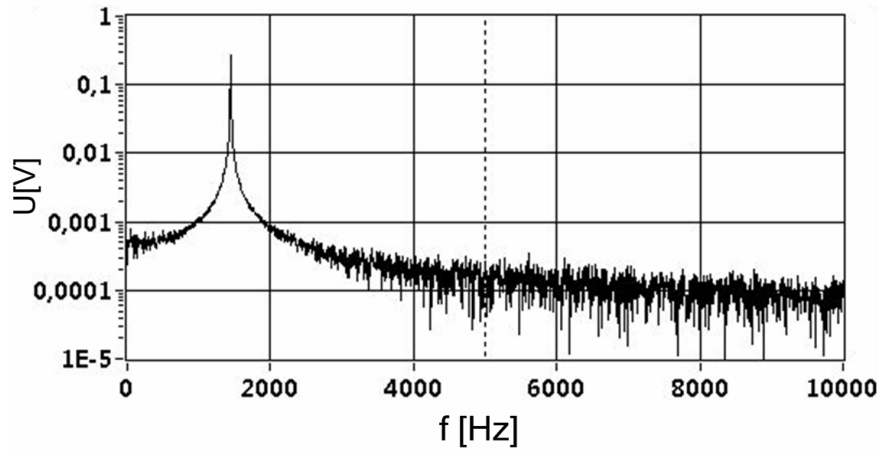
Obr. 6.8 Napětový přenos směšovače

Na obrázcích 6.9 a 6.10 jsou spektra na výstupu směšovače, je-li na prvním vstupu směšovače signál z lokálního oscilátoru s frekvencí 10 000 kHz a na druhém vstupu testovací signál (RF přijímaný signál) s frekvencí 10 001,5 kHz.

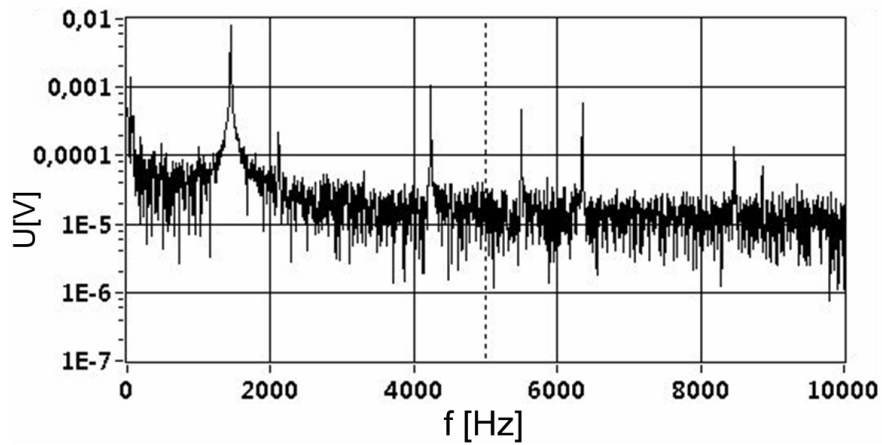
Na obrázku 6.9 má testovací signál výkon $P = -50$ dBm. Ve výstupním spektru dominantní složka na frekvenci 1,5 kHz.

Na obrázku 6.10 má testovací signál výkon $P = -90$ dBm. Při tomto výkonu se již signál ztrácí v šumu - velikost užitečné spektrální čáry již není ani desetinásobná oproti složkám šumovým.

Vstupní signál s výkonem vyšším než -25 dBm přebudí zesilovač - signál je zkrácen vyššími harmonickými složkami.

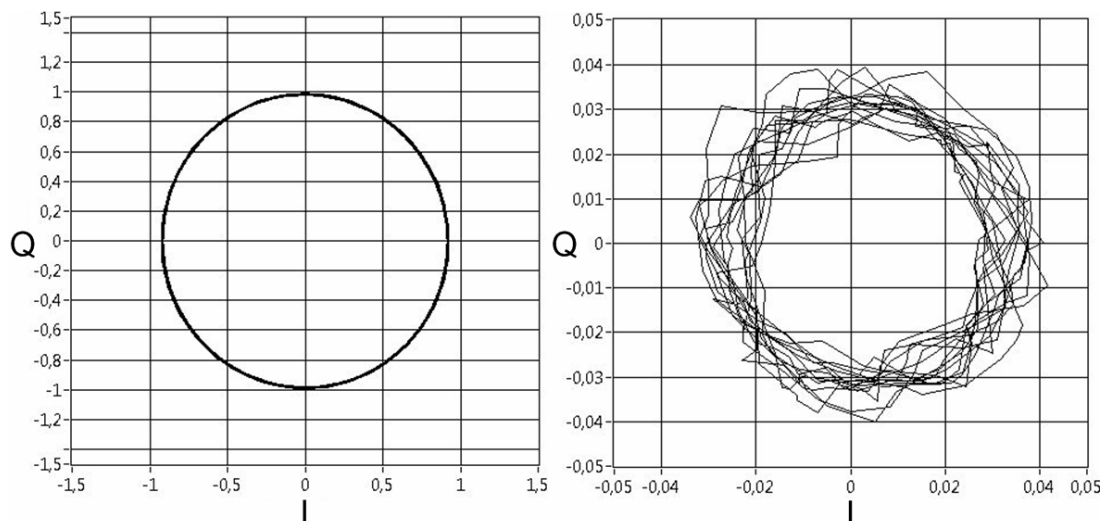


Obr. 6.9 Spektrum při $P_{in} = -50$ dBm



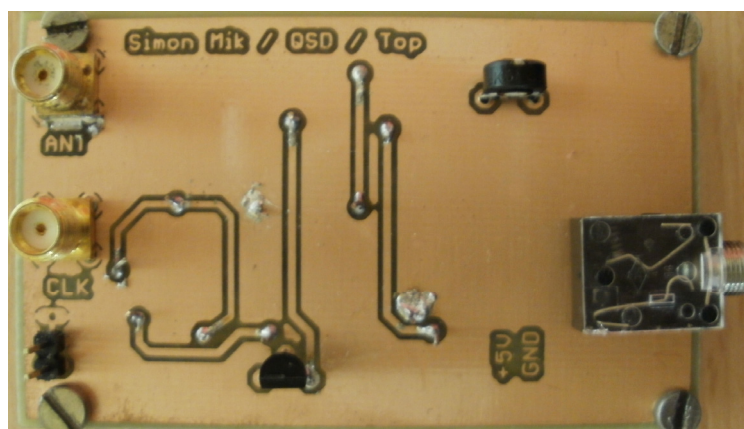
Obr. 6.10 Spektrum při $P_{in} = -90$ dBm

Lissajousovým obrazcem (při XY zobrazení) lze vyjádřit vztah mezi kánalem I a Q, které jsou fázově posunuty o 90° . Na obrázku 6.11 je XY zobrazení výstupních signálů směšovače pro dva různé vstupní výkony. Vlevo při vstupním výkonu -50 dBm a vpravo při vstupním výkonu -90 dBm. Na levém obrázku je silný nezašuměný signál, lze pozorovat že kanál I má větší amplitudu než kanál Q. Chybu zesílení mezi kanály lze korigovat trimrem ve zpětné vazbě zesilovače v kanálu Q.



Obr. 6.11 XY zobrazení signálů I a Q

Činnost směšovače je omezena maximálním kmitočtem klopného obvodu na vstupu směšovače. Při napájecím napětí 3,3V je maximální kmitočet 58 MHz, směšovač tedy dokáže směšovat signály maximálně do kmitočtu 14,5 MHz. Řešením tohoto problému je nahrazení klopného obvodu 74HC74D rychlejším, ale málo dostupným obvodem 74AHC74D, se kterým je možné směšovat signály do kmitočtu 30 MHz.



Obr. 6.12 Realizovaný Taylorův detektor

7 Oscilátory

Oscilátory jsou elektronické obvody, které se při přivedení stejnosměrného napájecího napětí stávají zdrojem střídavých signálů. Dají se rozdělit podle několika kritérií. Podle principu, na kterém pracují, je rozdělujeme na zpětnovazební, s prvkem se záporným diferenciálním odporem a stabilní klopné obvody. Podle generovaného průběhu je lze rozdělit na harmonické, obdélníkové a generátory funkcí (trojúhelník, pila a jiné).

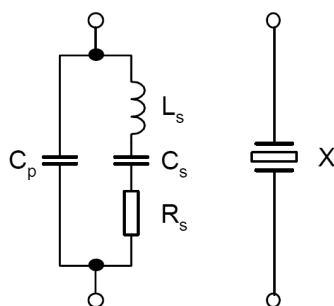
Zpětnovazební oscilátory jsou tvořeny zesilovačem a kladnou zpětnou vazbou. Aby se z obvodu stal oscilátor musí být splněny dvě podmínky:

- Amplitudová – celkové zesílení zesilovače a zpětné vazby musí být rovno jedné.
- Fázová – fázový posun mezi zesilovačem a zpětnou vazbou musí být roven násobku 2π ($k \cdot 360^\circ$, $k = 0, 1, 2, \dots$).

Zesilovač může být tvořen tranzistorem nebo operačním zesilovačem. Zpětná vazba může být tvořena:

- RC články – jeden RC článek posune fázi o 60° , fázová podmínka je splněna při zapojení tří článků a invertujícím zapojení zesilovače.
- LC článkem zapojeným tak, že otáčí fázi o 180° , buď třibodové zapojení (Colpitts, Hartley, Clapp) nebo transformátorová vazba. LC článek otáčí fázi přesně na rezonančním kmitočtu, hodnotami součástek volíme frekvenci kmitání.

Aby se dosáhlo vyšší stability kmitočtu a vyššího činitele jakosti (10 000 a více), používá se krystalový výbrus, který je zdrojem konstantního kmitočtu. Náhradní schéma je uvedeno na obrázku. Ze schématu vyplývá, že krystal má rezonanci sériovou a paralelní. Obě rezonance jsou blízko u sebe a paralelní má větší kmitočet než sériová. Zapojení zpětnovazebních krystalem řízených oscilátorů bývá modifikací třibodových zapojení (krystal nahrazuje cívku) nebo zapojení například Buttlerova oscilátoru [1].



Obr. 7.1 Náhradní zapojení piezokeramického rezonátoru

Pro generování obdélníkových signálů se používají klopné obvody (Schmidtův klopný obvod). Většinou se však získávají komparací z harmonického signálu.

Příkladem obdélníkového signálu může být i Pierceův oscilátor v zapojení s logickým členem NAND [8].

Základním parametrem oscilátoru je přesnost jeho oscilací, která je definována vztahem (7) [1] a udává se v jednotkách ppm (parts per milion).

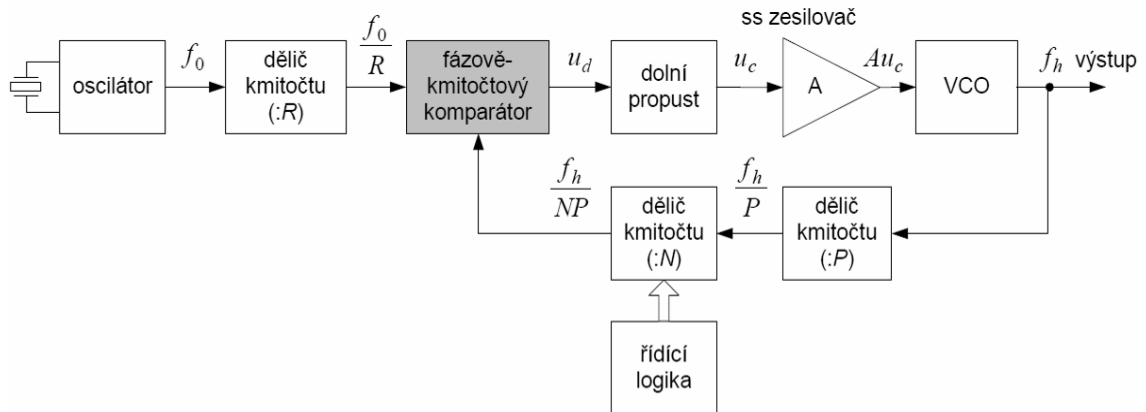
$$\text{přesnost} = \frac{f_{\text{prac}} - f_{\text{nominal}}}{f_{\text{nominal}}} \cdot 10^6 \text{ [ppm]}. \quad (7)$$

8 Syntezátory

Pro získání střídavého signálu, který lze ladit v širokém pásmu kmitočtu je nevhodnější volba kmitočtových syntezátorů. Syntezátory generují diskrétní hodnoty kmitočtů, to však je spíše výhoda, pokud je diskrétní krok malý. Nejčastěji se využívají syntezátory s nepřímou koherentní syntézou, to znamená, že obsahují zpětnou vazbu (využívají fázový závěs) a jsou odvozeny od kmitočtu jednoho základního generátoru.

8.1 Syntezátory se smyčkou PLL

Základními prvky těchto syntezátorů je smyčka fázového závěsu a zdroj referenčního kmitočtu. Fázový komparátor porovnává kmitočet referenční s kmitočtem nastaveným řídicí logikou a po filtrování řídí napětím řízený oscilátor. Dělič kmitočtu P je zařazen, aby bylo možno nastavovat kmitočty vyšší, než je maximální zpracovatelný kmitočet programovatelného děliče kmitočtu (má mezní kmitočet desítky MHz). Dělič kmitočtu R zajišťuje, aby kmitočtový krok mohl být menší než kmitočet referenčního oscilátoru.



Obr. 8.1 Syntezátor se smyčkou PLL [1]

Obvod se snaží aby platila rovnost [1]:

$$\frac{f_h}{NP} = \frac{f_0}{R} \quad (8)$$

A tedy výstupní kmitočet je dán vztahem:

$$f_h = NP \cdot \frac{f_0}{R} = \Delta f \cdot N, \quad (9)$$

kde Δf je kmitočtový krok:

$$\Delta f = \frac{P}{R} \cdot f_0. \quad (10)$$

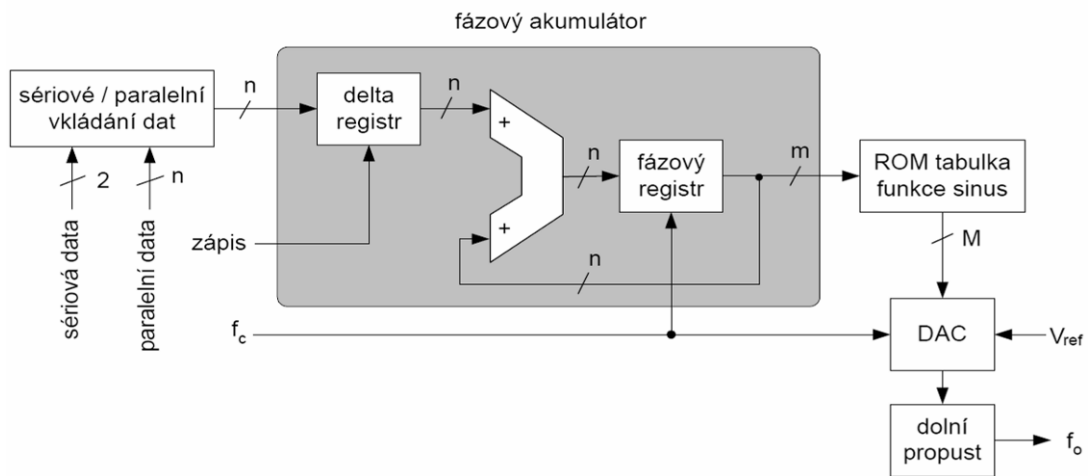
Příkladem obvodu pro generování hodinového signálu jsou obvody sériově programovatelných hodin řady ICS307. Těmito obvody lze generovat obdélníkový signál s frekvencemi od 6 do 200 MHz (verze -01 a -02) nebo od 200 Hz až do 270 MHz u verze -03. Tyto integrované obvody obsahují podobné zapojení jako na obrázku kmitočtového syntezátoru. Jsou doplněny o dělič kmitočtu za výstupem a místo stejnosměrného zesilovače používají nábojovou pumpu.

8.2 Syntezátory s přímou číslicovou syntézou (DDFS)

Základním blokem syntezátoru je fázový akumulátor, který obsahuje delta registr, sčítačku a fázový registr [1]. Do delta registru je sériově nebo paralelně načtena n-bitová hodnota. S každým impulsem řídicího signálu f_c se hodnota z delta registru přičítá k hodnotě n-bitového fázového registru. Hodnota fázového registru se neustále zvyšuje, po dosažení hodnoty 2^n registr přeteče a začne se znovu inkrementovat od nuly. Část vyšších bitů adresuje tabulku funkce sinus. Sinusový diskretní signál je potom převeden na analogový a prochází dolní propustí. Čím větší hodnota je načtena do delta registru, tím rychleji se zvyšuje hodnota fázového registru, čili i hodnota výstupního kmitočtu. Výstupní kmitočet je dán vztahem [1]:

$$f_o = \frac{D \cdot f_c}{2^n}, \quad (11)$$

kde D je hodnota načtená do delta registru.



Obr. 8.2 Syntezátor s DDFS [1]

Příkladem obvodu je obvod AD9850 [12], který generuje hodinový signál s maximálním kmitočtem 62,5 MHz.

8.3 Frekvenční syntezátor Si570

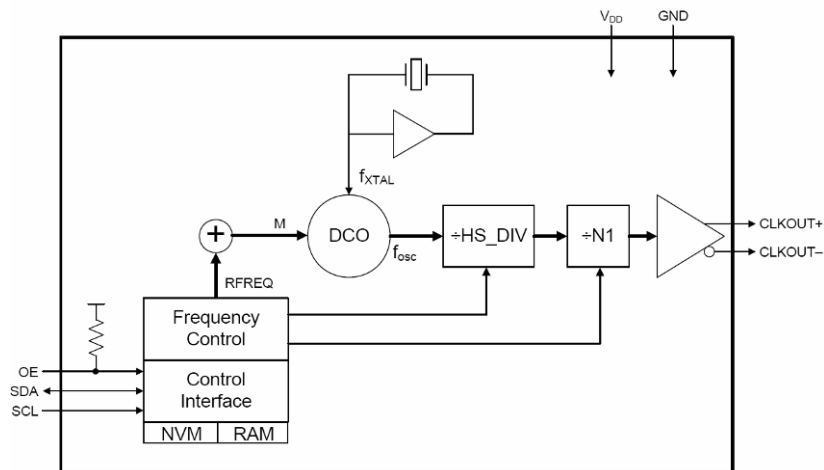
Jako zdroj hodinového signálu byl zvolen obvod Si570 [13]. Obvod pracuje na principu DSPLL, což je technologie firmy Silicon Laboratories, u které je smyčka PLL nahrazena obvodem pro digitální signálové zpracování DCO (digitally-controlled oscillator), který svůj kmitočet odvozuje od vnitřní krystalové reference [17]. Výstupní kmitočet obvodu se nastavuje přes rozhraní I²C, programování obvodu se provádí přepisováním hodnoty násobičky RFREQ a děliček HS_DIV a N1 (Obr. 8.4). Obvod se

vyrábí v několika verzích. Pro realizaci byla zvolena nejlevnější verze Si570 CAC000141DG. Označení zároveň udává základní vlastnosti obvodu [13]:

- Verze s výstupem CMOS, to znamená že generovaný signál získáme z jednoho výstupního pinu vztáženému k zemi (Obr. 8.4: zapojuje se pouze CLKOUT+).
- Výstup je aktivní, pokud má pin OE vysokou úroveň (Obr. 8.4).
- Přesnost generovaného kmitočtu je 61,5 ppm, teplotní stabilita 50 ppm.
- Rozsah výstupní frekvence je výrobcem garantován na hodnoty od 10 do 160 MHz.
- I²C adresa je 000141.
- Operační teplotní rozsah je od -40 °C do +85 °C.
- Napájecí napětí V_{DD} je 3,3 V.



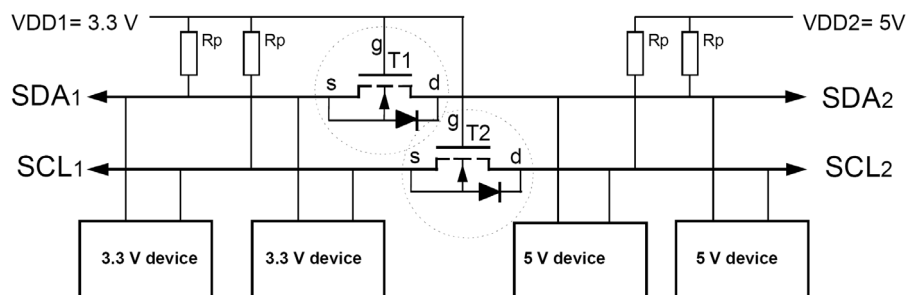
Obr. 8.3 Obvod Si570 [13]



Obr. 8.4 Blokový diagram obvodu Si570 [13]

8.3.1 Sběrnice I²C

I²C je sériová dvou vodičová sběrnice [18], [20], která umožňuje připojení až 112 zařízení. První vodič se nazývá SCL (hodiny) a druhý SDA (datový). Oba vodiče jsou pull-up rezistory připojeny k napájecímu napětí (5V nebo 3,3V). Řešené zapojení obsahuje mikrokontrolér napájený 5V a syntezátor napájený 3,3V. Z toho důvodu byla provedena obousměrná transformace napájecího napětí na sběrnici I²C podle zapojení na obrázku 8.5 [29].



Obr. 8.5 Zapojení pro transformaci napájecího napětí na sběrnici I2C [29]

Při realizaci byly použity tranzistory MOSFET BS170 a hodnota pull-up rezistorů je $1\text{M}\Omega$. Funkce zapojení na obrázku Obr. 8.5 Zapojení pro transformaci napájecího napětí na sběrnici I2C je následující:

- Neprobíhá-li komunikace, jsou tranzistory uzavřeny (nulové napětí mezi bránami G a S) a sběrnice je na obou stranách sběrnice připojena k napájecímu napětí.
- Úroveň signálu na levé části sběrnice je zařízením 3,3V připojeno na nízkou úroveň, tranzistor se otevře a tedy i pravá část sběrnice je přes tranzistor připojena k nízké úrovni.
- Úroveň signálu na pravé části sběrnice je zařízením 5V připojeno na nízkou úroveň, dojde k otevření tranzistoru přes interní diodu MOSFETU a tedy i levá část sběrnice je přes tranzistor připojena k nízké úrovni.

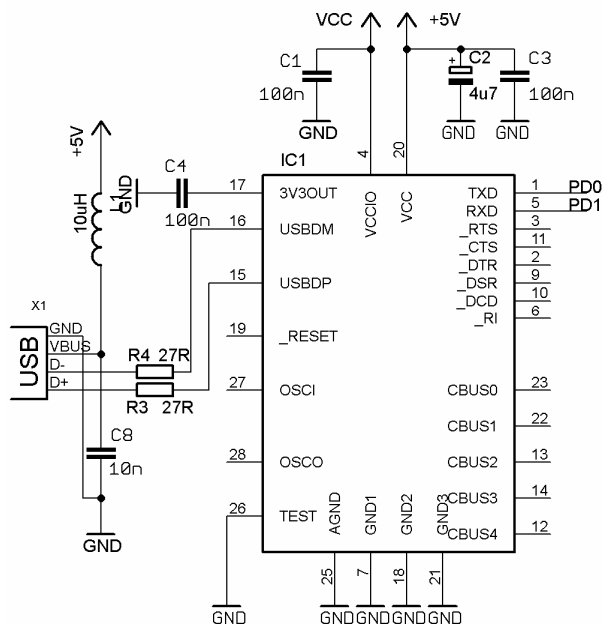
Při I2C komunikaci vždy zahajuje komunikaci master. Vysílá start bit, generuje signál CLK a po přenosu dat ukončuje komunikaci stop bitem. Komunikace probíhá prostřednictvím adresních a datových rámců na vodiči SDA. Adresní rámce obsahují 7-bitovou adresu, bit R/W a potvrzovací bit. Datové rámce obsahují 8 bitů dat a jeden potvrzovací bit. Po ukončení komunikace může zahájit komunikaci jiné zařízení - více zařízení může být masterem. V našem případě bude mikrokontrolér masterem a obvod Si570 slavem.

V použitém mikrokontroléru ATmega16 je sběrnice implementována pod názvem *Two-wire Serial Interface*. Komunikace je řízena přerušeními (je nutné mít povoleno globální přerušení), to znamená že po každé události (vyslání start bitu, vyslání adresy, přijetí datového rámce...) je vyvoláno přerušení. Mikrokontrolér při každém přerušení zkontroluje obsah řídicích registrů, provede zápis dat pro další komunikaci (např. zápis adresy do datového registru) a nakonec vynuluje příznak přerušení ve stavovém registru.

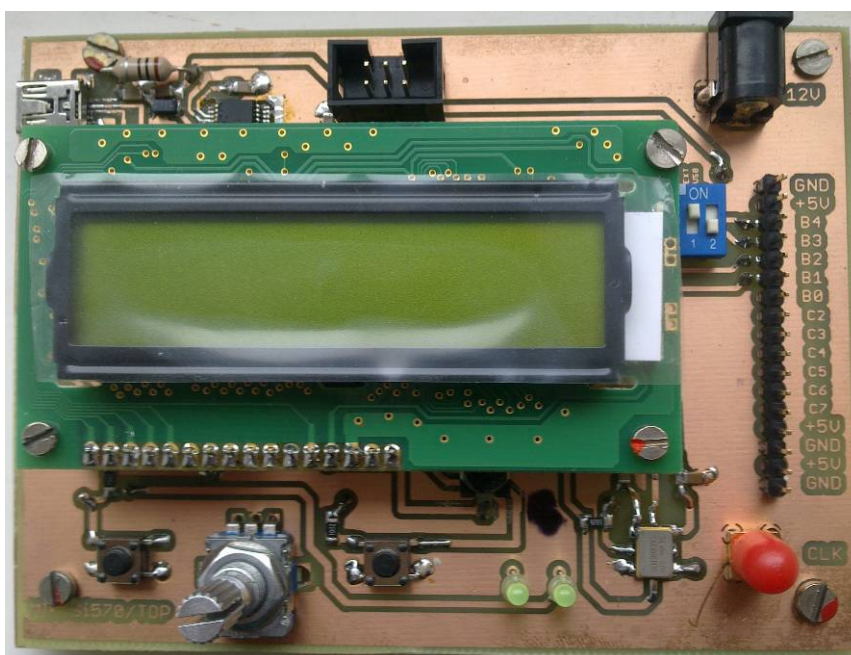
8.4 Realizace desky plošných spojů se syntezátorem

Změnou kmitočtu hodinového signálu se bude ladit rádiový přijímač. Ladění bude probíhat tak, že se z počítače vyšle pokyn procesoru a ten nastaví obvod Si570, aby generoval požadovaný signál, který bude řídicím pro směšovač. Základními prvky vývojové desky jsou mikrokontrolér ATmega16 a kmitočtový syntezátor Si570. Dále deska plošných spojů obsahuje rotační kodér a tlačítka pro ladění obvodu Si570 přímo na desce, LCD displej pro zobrazení laděného kmitočtu a také jsou od mikrokontroléru vyvedeny piny pro řízení spínacích relé na desce s filtry.

Pro komunikaci počítače a mikrokontroléru je uvažována asynchronní sériová komunikace. Aby bylo možno komunikovat i z počítače neobsahující sériový port, je součástí vývojové desky i obvod FT232 [19] od firmy FTDI, který je hardwarovým převodníkem rozhraní USB na UART. Zapojení převodníku (Obr. 8.6) vychází z [19].



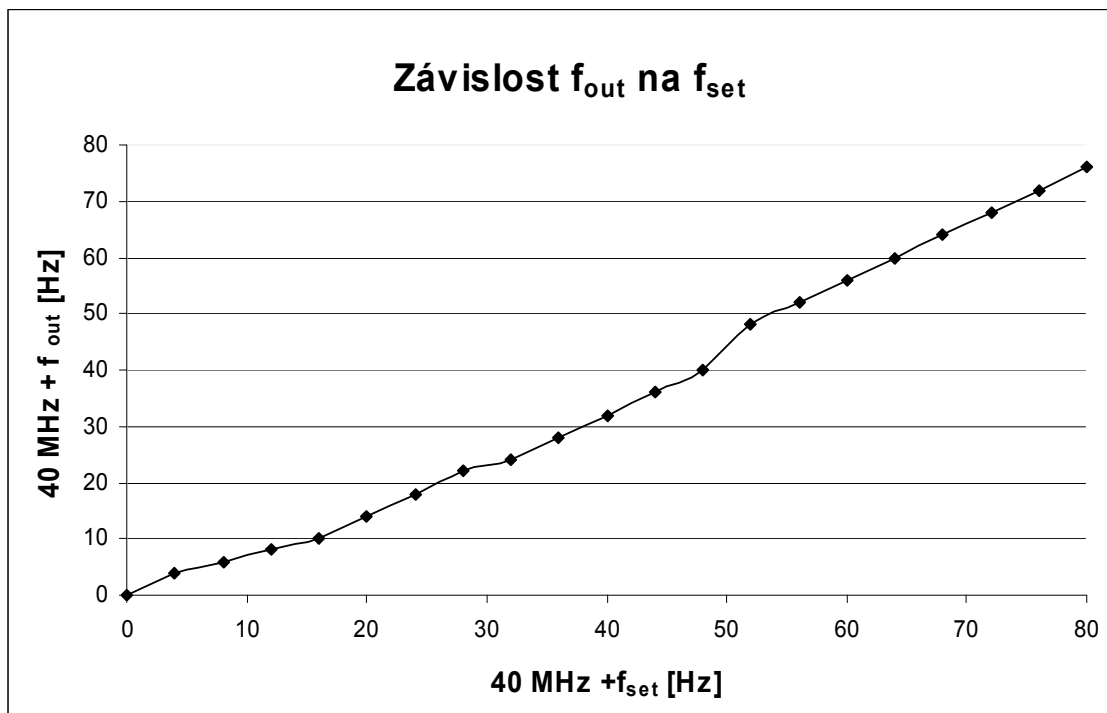
Obr. 8.6 Zapojení převodníku FT232



Obr. 8.7 Realizovaná řídicí deska se syntezátorem Si570

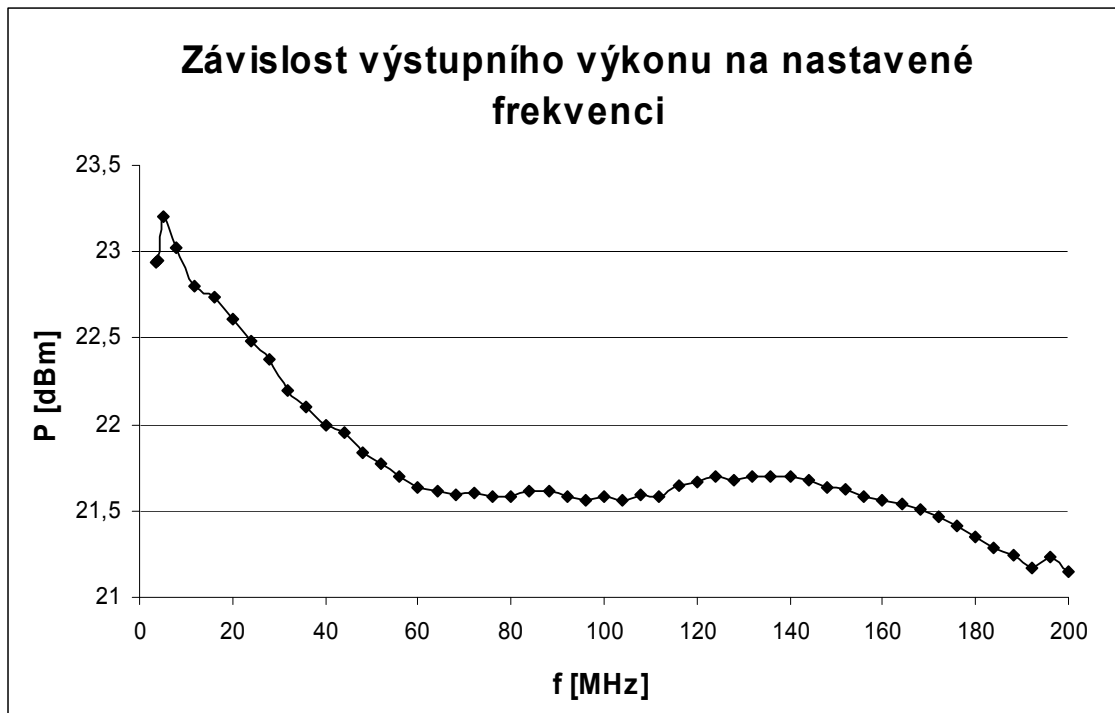
Kmitočet výstupního signálu je nastavován číslicově, tedy výstupní kmitočet nabývá diskretních hodnot (viz kapitola 9.1). Teoreticky je možné kmitočet softwarově nastavit s přesností na desetiny hertzů, ale pro takovou přesnost nastavení výstupní frekvence by bylo nutné udržovat naprosto konstantní teplotu syntezátoru. Realizované

zapojení obsahuje napájecí obvody se stabilizátorem, který ohřívá desku a dochází k výraznějšímu zvyšování kmitočtu (až 10 ppm). Pro přijímač DRM není přesnost kmitočtu rozhodující a uvedená přesnost dostačuje. Přesnost 10 ppm znamená, že nastavíme-li kmitočet na 10 MHz, na výstupu můžeme v krajním případě naměřit kmitočet rozdílný o ± 100 Hz. Na obrázku 8.8 je závislost výstupní frekvence na frekvenci nastavené: byla nastavována frekvence od 40 MHz do 40,00008 MHz s krokem 4 Hz.



Obr. 8.8 Závislost generované frekvence na frekvenci nastavené

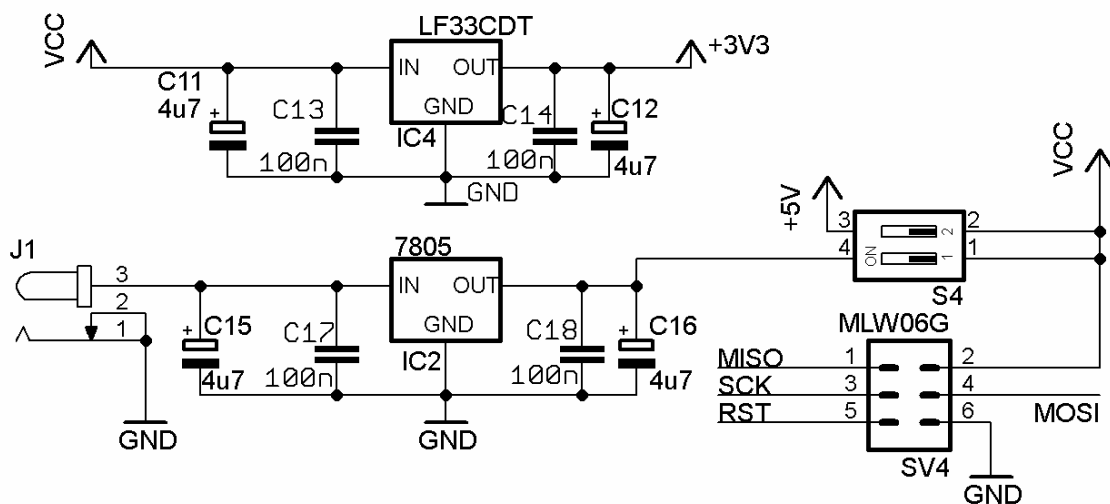
Rozsah nastavitelných kmitočtů výrobce garantuje od 10 MHz do 160 MHz. Měřením bylo zjištěno, že lze nastavovat frekvence v rozsahu od 3,6 až do 200 MHz. To pro DRM přijímač znamená, že lze přijímat signály od 900 kHz do 50 MHz. Syntezátor má přibližně konstantní výstupní výkon v závislosti na kmitočtu - podle obrázku 8.9.



Obr. 8.9 Závislost výstupního výkonu na nastavené frekvenci

8.4.1 Napájení

Deska s procesorem obsahuje také napájecí obvody, které jsou připojeny na desky s filtry a směšovačem. Většina obvodů vyžaduje napájení 5V, obvod Si570 se napájí 3,3 V. První možností je připojení napájecího síťového adaptéru 12 V, který bude stabilizován stabilizátorem 7805 na 5V a následně stabilizátorem LF33CDT na 3,3 V. Oba stabilizátory mají výstupní proud 1A, což dostačuje. Druhou možností je obvod napájet z USB portu počítače. Pro přepínání slouží přepínač S4 (Obr. 8.10).



Obr. 8.10 Napájecí obvody přijímače

9 Programování mikrokontroléru

Tato kapitola se zabývá naprogramováním mikrokontroléru ATmega16. Cílem programování je vytvořit laditelný zdroj hodinové signálu, který bude vstupovat do směšovače. Hodinový signál je generován v odvodu Si570.

Přijímač je možné ladit přímo na desce nebo prostřednictvím USB rozhraní z programu WinRad (vlivem obvodu FT232 se komunikace jeví jako komunikace se sériovým portem). Zadaná hodnota frekvence je uložena v poli osmi znaků a zobrazena na displeji řídicí desky. Následně proběhne převedení pole znaků na číslo a z tohoto čísla jsou odvozeny hodnoty registrů pro obvod Si570 (viz kapitola 9.1). Vypočtené hodnoty registrů jsou zapsány přes I2C rozhraní do obvodu Si570 a na výstupu obvodu dostaneme požadovaný kmitočet.

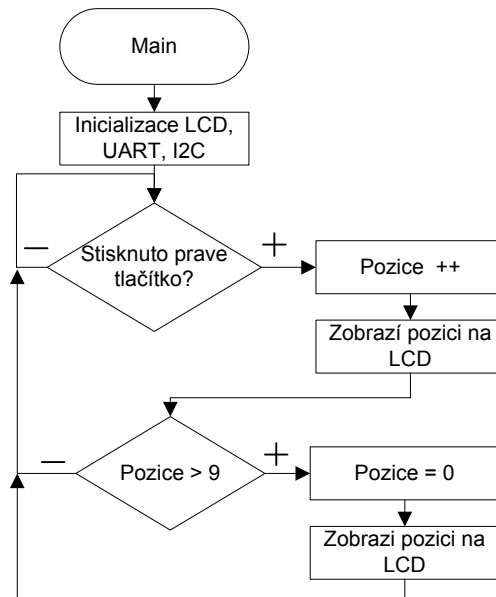
V hlavním programu je vytvořena proměnná *pozice*, která může nabývat hodnot 0 až 9 a umožňuje uživateli, aby se přepínal mezi jednotlivými ciframi na displeji (tvoří jednoduché menu). Hodnoty proměnné *pozice* 0 až 7 tvoří indexy proměnné *pole*, v tomto poli jsou uloženy jednotlivé cifry laděné frekvence (*pole* [0] obsahuje počet desítek megahertzů, *pole* [1] obsahuje počet jednotek megahertzů atd., až *pole* [7] obsahuje počet jednotek hertzů). Zapišeme-li do proměnné *pozice* hodnotu 8, pak je menu nastaveno na možnost čtení registrů obvodu Si570. Obsahuje-li proměnná *pozice* hodnotu 9, pak může uživatel zapnout nebo vypnout vstupní pásmové filtry.

Při ladění na řídicí desce s oscilátorem se využívá rotačního kódéru a dvou tlačítek. Stisk levého tlačítka dekrementuje hodnotu proměnné *pozice*, stisk pravého tlačítka hodnotu inkrementuje. Při otočení kódéru doleva je hodnota na aktuální pozici pole dekrementována a analogicky, při otočení kódéru doprava, je hodnota *pole* na aktuální pozici inkrementována.

Při ladění prostřednictvím programu WinRad, se při změně laděného kmitočtu na panelu programu, odešle aktuální hodnota kmitočtu na sériový port počítače a v mikrokontroléru se hodnota zapíše do proměnné *pole*.

Na následujícím obrázku je vývojový diagram hlavního programu - obsahuje pouze inicializaci a skenování pravého tlačítka.

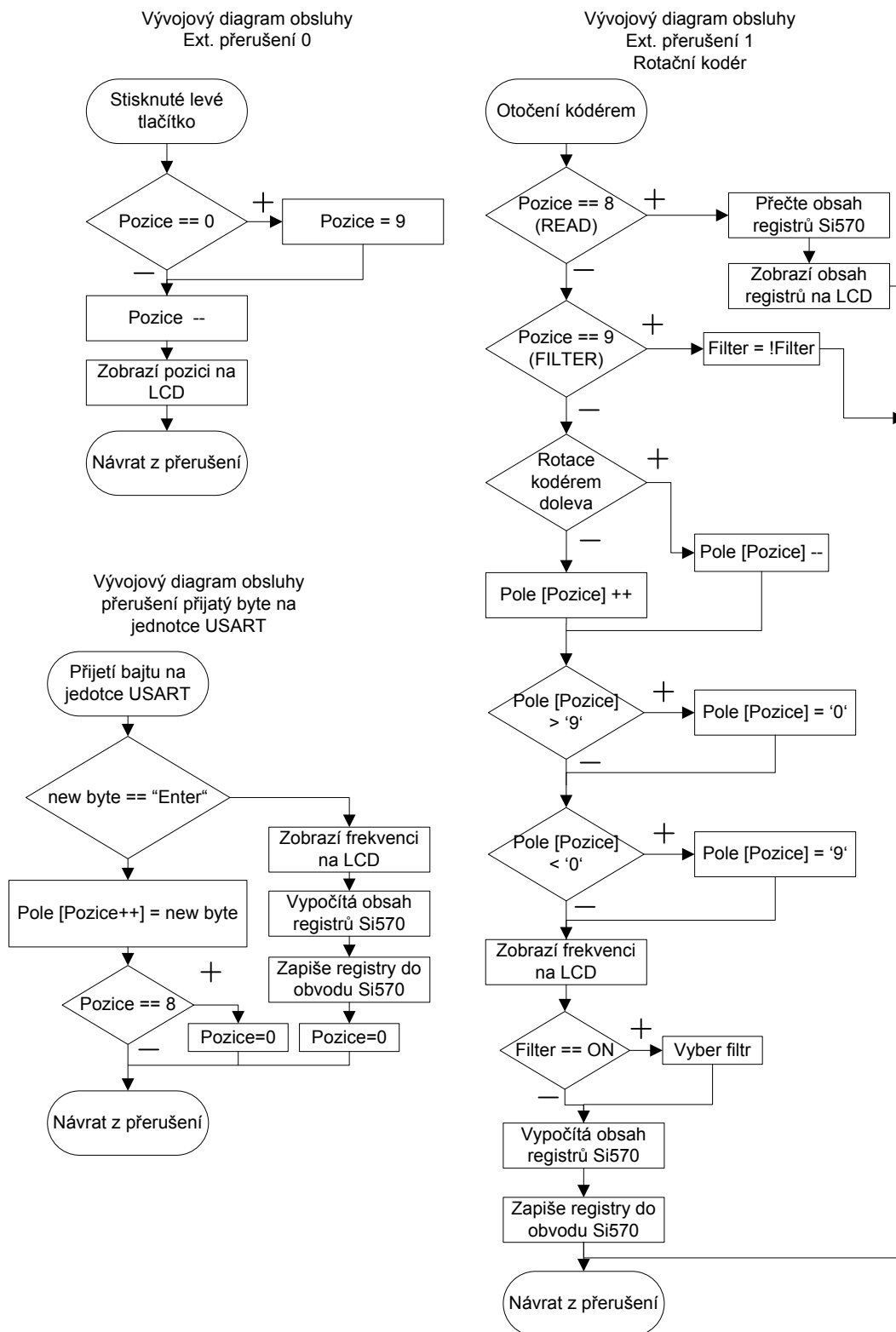
Vývojový diagram hlavního programu



Obr. 9.1 Vývojový diagram hlavního programu

Obrázek 9.2 obsahuje vývojové diagramy pro externí přerušení 0 (levé tlačítko), externí přerušení 1 (rotační kódér) a přerušení při příjmu bytu na jednotce USART.

Při změně některé z proměnných je nová informace vždy zobrazena na LCD displeji, pro komunikaci s LCD displejem je použita knihovna Petera Fleuryho [27]. Dojde-li ke změně kmitočtu je zavolána funkce, pro výpočet registrů Si570 a následně jsou registry zapsány do obvodu.



Obr. 9.2 Vývojový diagram externích přerušení

9.1 Funkce pro výpočet obsahu registrů Si570

Blokové schéma syntezátoru je uvedeno na obrázku 8.4. Výstupní frekvence obvodu je dána krystalem, jehož kmitočet je pevně dán, násobičkou RFREQ a děličkami HS_DIV a N1, které lze nastavovat. Výstupní kmitočet je dán vzorcem [13]:

$$f_{out} = \frac{DCO}{Output\ Dividers} = \frac{f_{XTAL} \cdot RFREQ}{HS_DIV \cdot N1} \quad (12)$$

ve kterém:

- DCO může nabývat hodnot 4850 až 5670 MHz.
- Kmitočet krystalu je konstantní a má velikost $F_{xtal} = 114,285$ MHz.
- Dělička HS_DIV může nabývat hodnot 4, 5, 6, 7, 9 a 11.
- Dělička N1 může nabývat hodnot 1 a 2, 4, 6, ..., 2^7 .
- RFREQ je desetinné 38-bitové číslo, jehož celá část je tvořena prvními 10 bity a desetinná část zbývajícími 28 bity.

Chceme-li, aby na výstupu obvodu byla požadovaná frekvence f_{out} je nejprve nutné vypočítat hodnoty parametrů RFREQ, HS_DIV, N1 a nahrát je přes rozhraní I2C do obvodu. Při výpočtu, který je implementován v mikrokontroléru se postupuje následujícím způsobem:

1. Výpočet celkové děličky N

Zavedeme proměnnou celkové děličky

$$N = HS_DIV \cdot N1, \quad (13)$$

a vypočteme její hodnotu $N = \frac{DCO_{AVG}}{f_{out}} = \frac{5260 \text{ MHz}}{f_{out}}$. Zde využijeme toho, že na

výstupu syntezátoru chceme kmitočet čtyřnásobně vyšší, než je požadovaný RF signál (viz kapitola 6.2), hodnota DCO_{AVG} tedy bude 1315 MHz, a celočíselné dělení proběhne výrazně rychleji (původní hodnota dělence byla 33-bitová, po úpravě jen 31-bitová). Od této chvíle již jsou výpočty prováděny pro f_{out} čtyřikrát vyšší než údaj uvedený na displeji přijímače.

2. Volba děliček HS_DIV, N1 a výpočet DCO frekvence

V cyklu pro možné HS_DIV provádíme celočíselné dělení $N1 = \frac{N}{HS_DIV}$, následnou kontrolu, zda N1 vyhovuje jeho definičnímu oboru a potom dosadíme vypočtené hodnoty do vztahu odvozeného z rovnice (12):

$$DCO = f_{out} \cdot HS_DIV \cdot N1. \quad (14)$$

V posledním kroku cyklu provádíme kontrolu zda hodnota *DCO* vyhovuje výše uvedenému rozpětí hodnot a jsou vybrány ty hodnoty *HS_DIV* a *NI*, pro které má *DCO* nejnižší hodnotu (obvod má nejmenší odběr proudu).

3. Výpočet násobitele *RFREQ*

Vypočítáme hodnotu násobitele referenčního kmitočtu *RFREQ* podle vztahu odvozeného z rovnice (12):

$$RFREQ = \frac{DCO}{f_{XTAL}}. \quad (15)$$

Dělení musí být provedeno s přesností na 38 bitů, postupujeme tak, že nejprve provedeme celočíselné dělení, jehož výsledek odpovídá celé části násobitele *RFREQ*. Potom vypočítáme zbytek a vynásobíme ho dvěma. Následuje cyklus ve kterém provádíme totéž pro 28 bitů desetinné části. Výsledek je uložen v 38 bitové proměnné *RFREQ*. Výpočet hodnoty *RFREQ* je uvedeno v následujícím kódu:

```
d=DCO/F_XTA; // celočíselné dělení celé části
RFREQ=d; // uložení do proměnné RFREQ
RFREQ = RFREQ <<1; // bitový posun
DCO =( DCO -d*F_XTA)<<1; // výpočet zbytku *2
for (i=0;i<28;i++)
{
    d= DCO /F_XTA; // celočíselné dělení zlomkové části
                    // (výsledek je buď 0 nebo 1)
    RFREQ =( RFREQ +d)<<1; // aktualizace + bitový posun
    DCO =( DCO -d*F_XTA)<<1; // výpočet zbytku * 2
}
```

Nyní jsou vypočteny hodnoty *RFREQ*, *HS_DIV* a *NI* a podle formátu uvedeném v [13] je lze zapsat do odvodu Si570. Při zápisu je využívána knihovna Petera Fleuryho pro komunikaci přes rozhraní I2C [27].

Zápis probíhá následovně:

- Je odeslán příkaz k zastavení obvodu (“zamrznutí“),
- jsou zapsána data do šesti datových registrů,
- je odeslán příkaz k obnovení obvodu (“odmrznutí“),
- je odeslán bit oznamující, že je nastavena nová frekvence.

Celá komunikace probíhá podle standartu pro sběrnice I2C, tedy prostřednictvím adresních a datových bytů (viz kapitola 8.3.1).

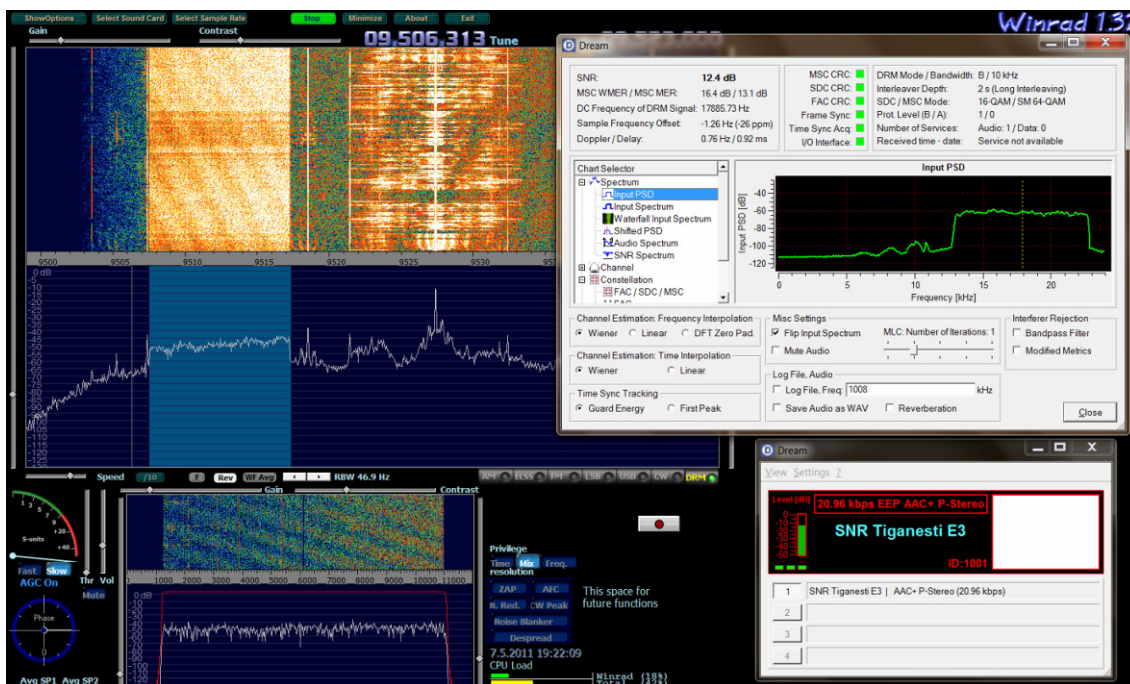
9.2 Vytvoření knihovny pro ovládání DRM přijímače z programu Winrad

Na stránce [25] je uvedena specifikace, pomocí které si uživatelé mohou vytvořit knihovnu pro svůj individuální hardware. Jsou zde uvedeny funkce, které jsou zavolány při zapnutí, inicializaci programu a také funkce vyvolané stisknutím tlačítek určených pro ladění programu. Bohužel v programu WinRad není implementováno dekódování signálu DRM, je zde pouze filtr určený pro příjem tohoto vysílání. Je nutné tedy mít paralelně zapnut i program Dream, který dekóduje vysílání DRM.

Při vytváření knihovny byla použita knihovna *Tserial* [26] pro ovládání sériového portu z programu *C++ Builder*. Byly doplněny čtyři funkce ze specifikace, a sice funkce pro inicializaci a pro tlačítka “start“, “stop“ a “změna kmitočtu“. Při stisku tlačítka “start“ se otevře spojení se sériovým portem a při stisknutí tlačítka “stop“ je spojení uzavřeno. Pokud je změněn kmitočet v programu, je na sériový port odeslána hodnota aktuálního kmitočtu v podobě pole osmi číslic. Vytvořená dynamická knihovna je umístěna ve složce programu Winrad (je možno mít více knihoven) a při spuštění si uživatel vybere kterou chce použít. Ve složce programu Winrad je rovněž umístěn inicializační soubor “port.ini“, do kterého uživatel zadá číslo sériového portu, ke kterému je přijímač DRM připojen.

10 Příjem vysílání DRM

Pro zpracování DRM signálu je využit program *Dream* [30], který dokáže signál převedený do základního pásma demodulovat a následně dekódovat. Na obrázku 9.1 je hlavní okno programu *Dream* vpravo dole. Vpravo nahoře je okno, ve kterém je možné si prohlédnout parametry příjmu: tvar a vlastnost spektra, impulsní odezvu, přenosovou funkci a konstalační diagramy. Na obrázku je také program *Winrad 1.32* [23], ze kterého se nastavuje laděná frekvence a slouží také jako vstupní filtr.



Obr. 10.1 příjem vysílání DRM

Na obrázku je zobrazen příjem rumunské stanice RRI, na frekvenci 9,535MHz. Ve spektru je také vidět stanice přenášená amplitudovou modulací na vedlejší kmitočtu – jedná se o stanici Svobodná Evropa vysílající v ruském jazyce na frekvenci 9,520 MHz. Ve Winradu vidíme, že frekvence jsou obráceně (vyšší frekvence je více vlevo než nižší), pro nápravu je třeba v nabídce Winradu zvolit možnost “Swap I and Q channels“, otočení I a Q kanálu je rovněž možné hardwarově ve směšovači, a sice změnou připojení řídicích signálů k multiplexoru.

V programu Winrad signál prochází filtrem s laditelnými mezními kmitočty a zesílením a výstup z Winradu je pomocí virtuálního audio kabelu [31] přiveden do Dreamu.

11 Závěr

V úvodu se diplomová práce zabývá standardem pro digitální rozhlasové vysílání DRM, které je určeno pro dlouhé, střední a krátké vlny (i když je verze DRM+ nově implementována i pro pásmo VKV). V další části diplomové práce jsou uvedeny koncepce radiových přijímačů na dlouhých středních a krátkých vlnách. Je zvolena koncepce homodynu s číslicovým zpracováním v základním pásmu.

Je navrženo blokové schéma přijímače složené ze tří bloků. Radiový signál nejprve prochází vstupními přepínatelnými filtry a dále je směřován přímo do základního pásma pomocí kvadraturního vzorkovacího detektoru, který ke směřování využívá jako zdroj lokálního oscilátoru obvod Si570.

Prvním blokem přijímače jsou vstupní filtry. Filtry jsou koncipovány jako pásmové propusti a vybírají jen část spektra ze signálu, které přijme anténa. Návrh byl proveden v programu *Ansoft Designer* a následně byl realizován přípravek. Realizované filtry mají útlum v propustném pásmu do jednoho decibelu a jejich spínáním je pokryto pásmo od 0 do 28 MHz. Horší vlastností filtrů je malý útlum v nepropustném pásmu, který se dle návrhu měl pohybovat minimálně na -40 dB. U některých realizovaných filtrů se této hodnoty nepodařilo dosáhnout. Zejména eliptická dolní propust dosahuje malého útlumu v nepropustném pásmu.

Dalším blokem je směšovač. Směšovač je realizován jako Taylorův detektor, který převádí signál z nosné na nulovou mezifrekvenci, aniž by ho demoduloval. Za směšovačem je zařazen nízkošumový zesilovač a oddělovací zesilovač. Z měření vyplynulo, že napěťové zesílení na výstupu tohoto bloku je 40dB a mezní frekvence 10 kHz. Funkčnost směšovače je omezena výkonem vstupního signálu, který může nabývat hodnot -25dBm až -90 dBm. Nad horní hranicí dochází k přebuzení zesilovače, pod dolní hranicí dochází k znehodnocení signálu šumem. Dalším omezením je maximální kmitočet vstupního signálu 14,5 MHz. Cílem diplomové práce byl příjem signálů DRM do 30 MHz, aby přijímač vyhovoval tomuto zadání je potřeba nahradit klopný obvod 74HC74 obvodem 74AHC74.

Posledním blokem je zdroj hodinového signálu. Pro příjem signálů je potřeba generovat signál s kmitočtem čtyřikrát vyšším, než je frekvence přijímaného signálu. Byla realizována deska se syntezátorem Si570 a mikrokontrolérem ATmega16. Byl vytvořen software pro komunikaci mezi PC a mikrokontrolérem a mezi mikrokontrolérem a syntezátorem. Změna kmitočtu je možná prostřednictvím programu *Winrad* (přes rozhraní USB) nebo rotačním kóděrem přímo na desce. Přesnost nastavené frekvence se v závislosti na teplotě pohybuje s odchylkami do 10 ppm. Rozsah nastavovaných kmitočtů je od 3,6 do 200 MHz. To pro přijímač znamená omezení minimální přijímané frekvence na 900 kHz.

Výstupní signál je přiveden na mikrofonní vstup PC. Po digitalizaci ve zvukové kartě počítače je v programu *Winrad* zobrazeno spektrum signálu, stejné jako v okolí přijímané frekvence, jen posunuté do základního pásma. Demodulace, inverzní kanálové a zdrojové kódování se provádí v programu *Dream* a výstupem celého přijímače je akustický signál.

Funkčnost přijímače byla nejprve ověřena při příjmu na krátkovlnnou anténu v

radioklubu OK2KOJ. Přijímač funguje také při připojení na amatérskou antény typu “dlouhý drát“. Kromě vysílání DRM je možné přijímat i amplitudově modulované analogové vysílání.

12 Literatura

- [1] PROKEŠ, A. *Rádiové přijímače a vysílače. Přednášky*. Rádiové přijímače a vysílače. Přednášky. FEKT VUT Brno, Ústav radioelektroniky: MJ Servis s.r.o., 2004. s. 1-174. ISBN: 80-214-2263-7.
- [2] ŠNAJDR, V. *Vysokofrekvenční a mezifrekvenční obvody KV radiostanice* [online]. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 2009. 150 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Dostupné z WWW: <https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=16824&lang=0>.
- [3] *Digital Radio Mondiale* [online]. 2010 [cit. 2010-12-04]. Dostupné z WWW: <<http://www.drm.org>>.
- [4] TAYLOR, D. R. *Product detector and method therefor*. United States Patent US 6,230,000 B1, May 08, 2001. Dostupný z WWW: <http://wb9ipa.qrpradio.com/60meter/exciter/Tayloe_Patent.pdf>.
- [5] TAYLOR, D. R. *Ultra Low Noise, High Performance, Zero IF Quadrature Product Detector and Preamplifier*. Dostupný z WWW: <http://wb9ipa.qrpradio.com/60meter/exciter/Tayloe_mixer_x3a.pdf>.
- [6] ALEXANDER, P. *A Homebrew SSB Transceiver for 60 Meters* [online]. c2006 [cit. 2010-12-04]. Receiver Module. Dostupné z WWW: <http://wb9ipa.qrpradio.com/60meter/rcvr/receiver_module.htm>.
- [7] *Basic Electronics Tutorials* [online]. c1998 [cit. 2010-12-04]. Ring Counters. Dostupné z WWW: <http://www.electronics-tutorials.ws/sequential/seq_6.html>.
- [8] Pierce oscillator. In *Wikipedia : the free encyclopedia* [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 26 July 2007, last modified on 26 September 2010 [cit. 2010-12-04]. Dostupné z WWW: <http://en.wikipedia.org/wiki/Pierce_oscillator>.
- [9] *DIGITAL RADIO MONDIALE (DRM) SYSTEM SPECIFICATION*. France: ETSI ES 201 980, 2009-08, 221 s. Dostupné z WWW: <http://www.drm.org/uploads/files/es_201980v030101p.pdf>.
- [10] *DIGITAL RADIO MONDIALE (DRM) A BROADCASTER'S GUIDE*. Geneva - Switzerland : DRM Consortium, 1. 6. 2010. 80 s. Dostupné z WWW: <http://drm.org/uploads/files/broadcast_manual.pdf>.
- [11] SINIŠA, T. *HF SDR S/H Sample and Hold Receiver DR2B from 30 KHz to 35 MHz*. Dostupné z WWW: <http://sdr.ipip.cz/docs/dr2b_receiver.pdf>.
- [12] *AD9850 CMOS 125 MHz Complete DDS Synthesizer* [online]. Analog Devices, 2004. Dostupné z WWW: <http://www.analog.com/static/imported-files/Data_Sheets/AD9850.pdf>.
- [13] *SI570 - ANY-RATE I2C PROGRAMMABLE XO/VCXO* [online]. Silicon Laboratories, 2007. Dostupné z WWW: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/195314/SILABS/SI570.html>>.
- [14] HENDERSON, B. C.; COOK, J. A. *RF Cafe* [online]. 2001 [cit. 2010-12-04]. Image-Reject and Single-Sideband Mixers. Dostupné z WWW: <http://www.rfcafe.com/references/articles/wj-tech-notes/ImageRej_n_SSB_mixers.pdf>.
- [15] Zeitnitz, C. *Soundcard Oscilloscope* Dostupné z WWW: <http://www.zeitnitz.de/Christian/scope_en>.

- [16] *Coilcraft* [online]. 5.4.2010 [cit. 2010-12-04]. "Slot Seven" Tunable Inductors. Dostupné z WWW: <<http://www.coilcraft.com/slot7.cfm>>.
- [17] *Silicon Labs* [online]. c2010 [cit. 2010-12-04]. Innovative DSPLL® Technology. Dostupné z WWW: <<http://www.silabs.com/products/clocksoscillators/Pages/DSPLL.aspx>>.
- [18] I2C. In *Wikipedia : the free encyclopedia* [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 25 October 2002 , last modified on 1 December 2010 [cit. 2010-12-04]. Dostupné z WWW: <<http://en.wikipedia.org/wiki/I%C2%B2C>>.
- [19] FT232R USB UART IC [online]. FTDI Chip, 2010. Dostupné z WWW: <http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232R.pdf>
- [20] MATOUŠEK, D. *Práce s mikrokontroléry ATMEL AVR - ATmega16* . 1. české. Praha : BEN - technická literatura, 2006. 319 s. ISBN 80-7300-174-8.
- [21] MIKULÁŠTÍK, K. *DigiZone.cz* [online]. 2. 11. 2009 [cit. 2010-12-04]. Jak funguje DRM+, nový digitální rozhlasový systém pro pásmo VKV?. Dostupné z WWW: <<http://www.digizone.cz/clanky/jak-funguje-drm-novy-digitalni-rozhlasovy-system/>>.
- [22] DANĚK, K. *Moderní radiový přijímač : kniha o jeho návrhu*. 1. české vydání. Praha : BEN - technická literatura, 2005. 216 s. ISBN 80-7300-142-X.
- [23] *NewWinrad Release v1.6.1(22.Feb 2010)* [online]. 2010 [cit. 2010-12-04]. Dostupné z WWW: <<http://www.winrad.org/>>.
- [24] *SN74CBTLV3253 - LOW-VOLTAGE DUAL 1-OF-4FET MULTIPLEXER/DEMULTIPLEXER* [online]. Texas Instruments, c2008. Dostupné z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/218626/TI/SN74CBTLV3253D.html>>.
- [25] I2PHD, A. *Www.winrad.org* [online]. 23.10.2008 [cit. 2011-04-11]. Winrad - specifications for the external I/O DLL. Dostupné z WWW: <http://www.winrad.org/bin/Winrad_Extio.pdf>.
- [26] SCHNEIDER, T. *Www.tetraedre.com* [online]. 8.4.2001, 29.4.2001 [cit. 2011-04-11]. Serial Communication for WIN32. Dostupné z WWW: <<http://www.tetraedre.com/advanced/serial/>>.
- [27] FLEURY, P. *Peter Fleury Online* [online]. c2006 [cit. 2011-04-13]. AVR-Software. Dostupné z WWW: <<http://www.jump.to/fleury>>.
- [28] *LM317L* [online]. National Semiconductor, 2010. Dostupné z WWW: <<http://www.national.com/ds/LM/LM317L.pdf>>.
- [29] AN97055. *Bi-directional level shifter for I²C-bus and other systems*.. Eindhoven : Philips Electronics N.V. , 1997. 16 s. Dostupné z WWW: <<http://www.kip.uni-heidelberg.de/lhcb/Publications/external/AN97055.pdf>>.
- [30] *Sourceforge.net* [online]. 22 March 2011 [cit. 2011-05-09]. Dream DRM Receiver. Dostupné z WWW: <http://sourceforge.net/apps/mediawiki/drm/index.php?title=Main_Page>.
- [31] *Virtual Audio Cable* [online]. 15.02.10 [cit. 2011-05-09]. Virtual Audio Cable. Dostupné z WWW: <<http://software.muzychenko.net/eng/vac.htm>>.

13 SEZNAM ZKRATEK

AAC	Advanced Audio Cosine
AM	Amplitudová Modulace
ANT	Anténa
CELP	Code-Excited Linear Prediction
CLK	Clock
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor
DAB	Digital Audio Broadcasting
DCO	Digitally-Controlled Oscillator
DDFS	Direct Digital Frequency Synthesizer
DRM	Digital Radio Mondiale
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frekvenční Modulace
I	Soufázová větev signálu
I²C	Inter-Integrated Circuit
IRM	Image Reject Mixer
LCD	Liquid Crystal Display
LO	Local Oscillator
MCU	Microcontroller
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPEG	Motion Picture Experts Group
OE	Output Enable
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PC	Personal Computer
PLL	Phase Locked Loop
Q	Kvadrurní větev signálu
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QSD	Quadrat Sampling Detector
RF	Radio Frequency
S/N	Signal to Noise ratio
SCL	Serial clock
SDA	Serial Data Line
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
USB	Universal Serial Bus
VKV	Velmi Krátké Vlny

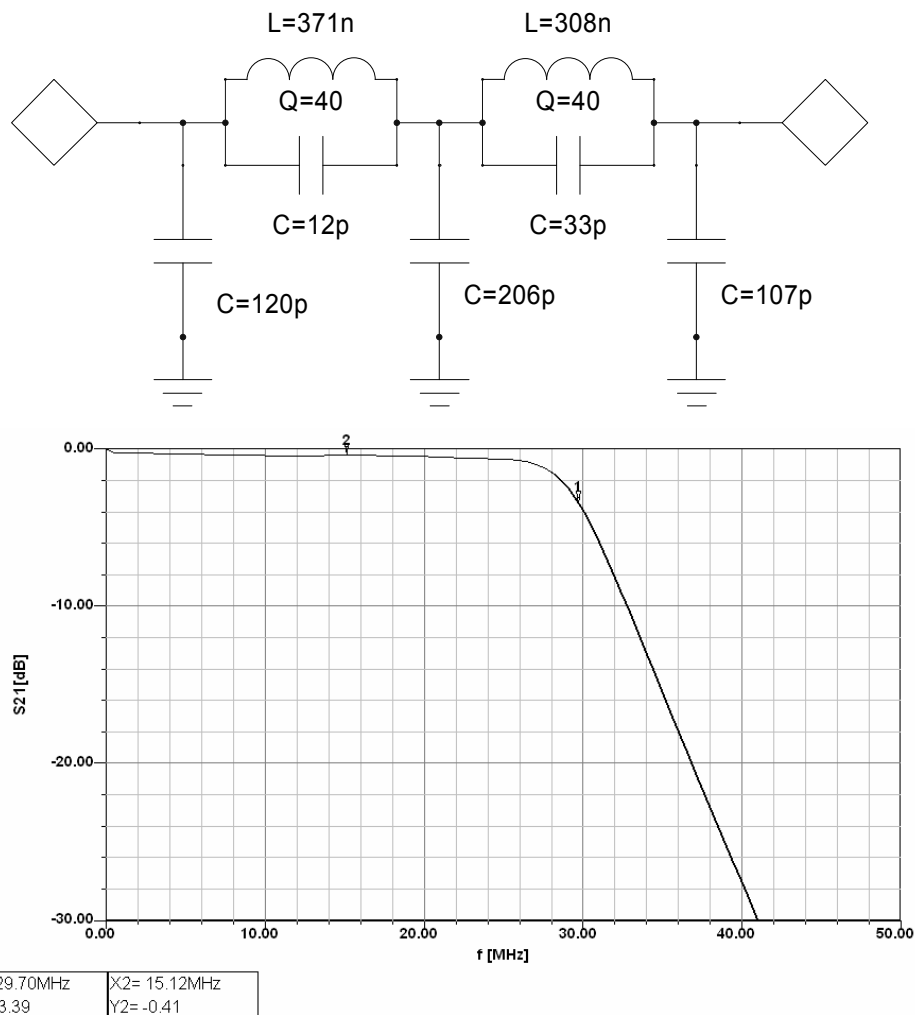
14 PŘÍLOHY

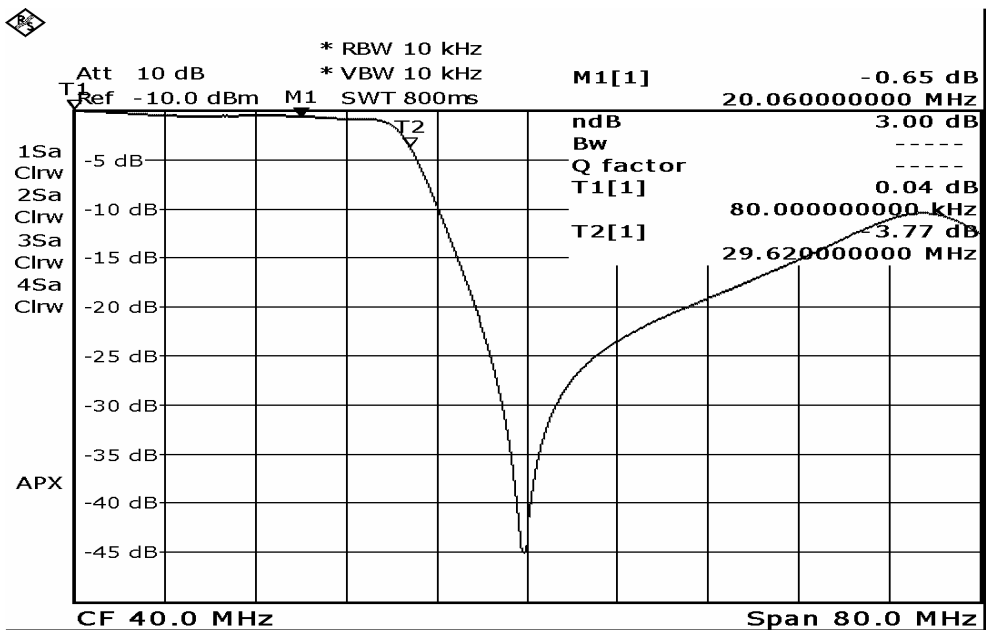
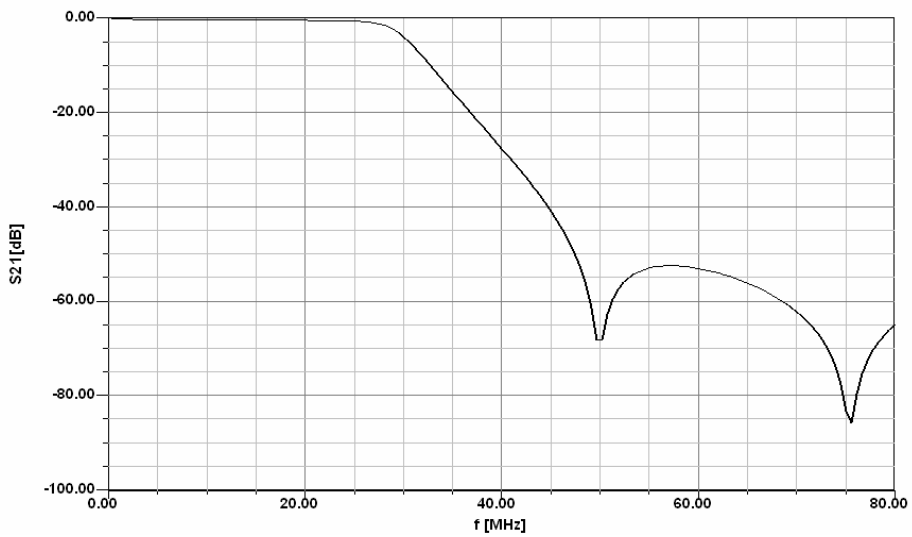
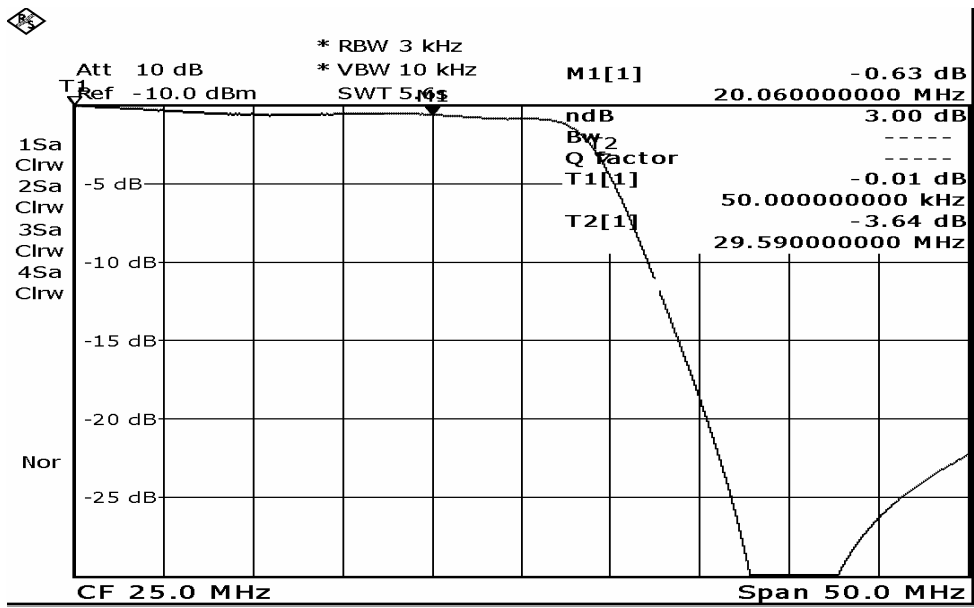
14.1 VÝSLEDKY SIMULACÍ A MĚŘENÍ – VSTUPNÍ FILTRY

Návrh a simulace jednotlivých filtrů byly provedeny v programu Ansoft Designer. Impedance portů je 50Ω . Činitel jakosti cívek je 300.

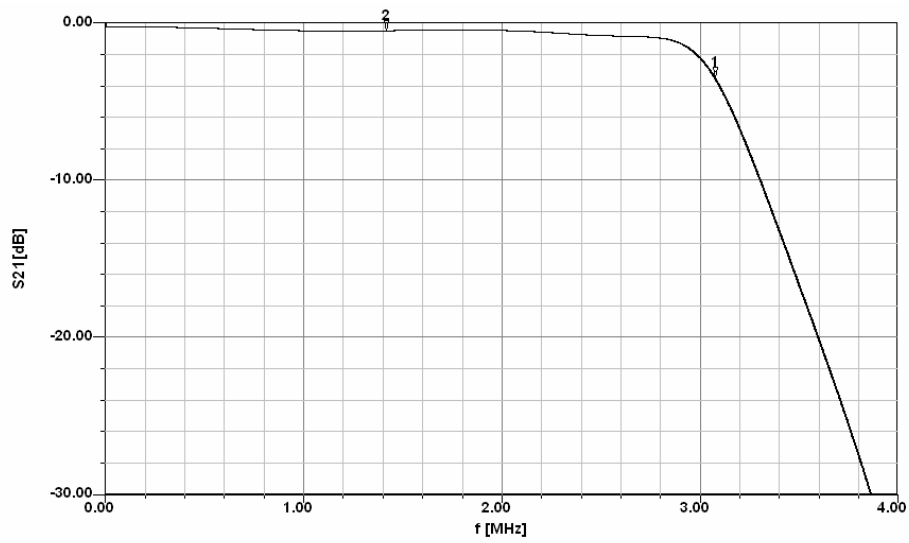
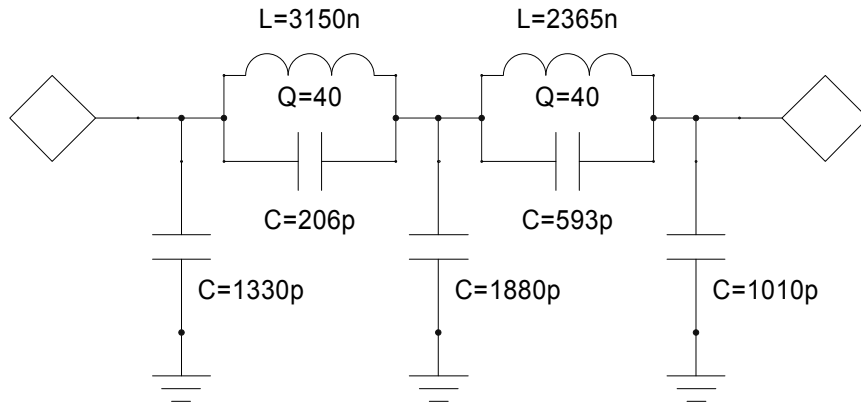
U každého filtru je nejprve zobrazeno schéma zapojení, následuje detail propustného pásma a nakonec pohled na filtr v širším pásmu kmitočtů. Vždy je uveden výsledek simulace v návrhovém programu následovaný změřenou charakteristikou na spektrálním analyzátoru s tracking generátorem: Rohde & Schwarz FSL3.

14.1.1 Dolní propust 30 MHz

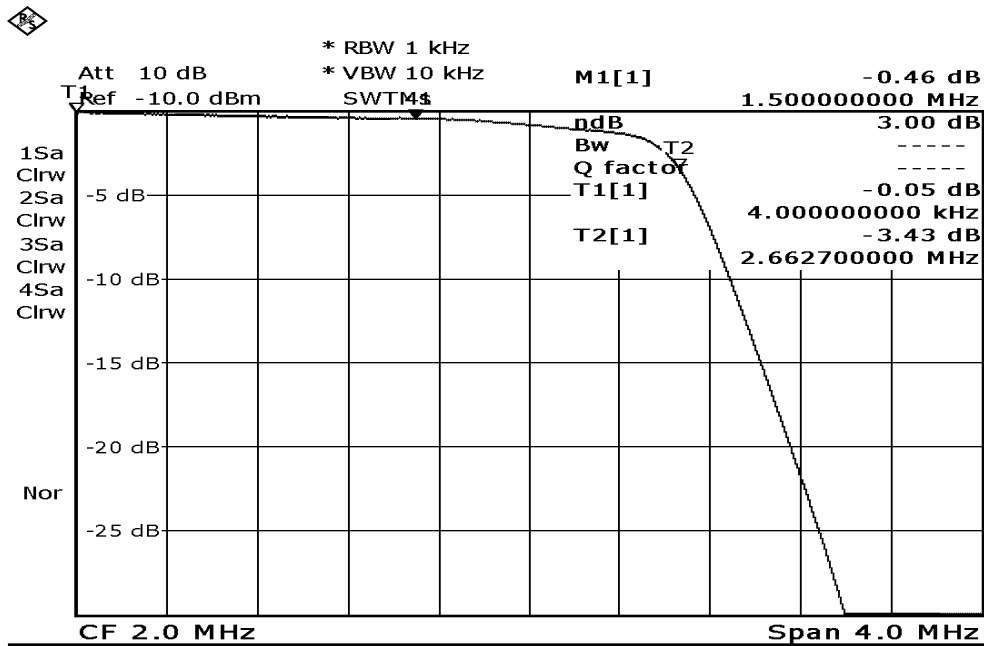


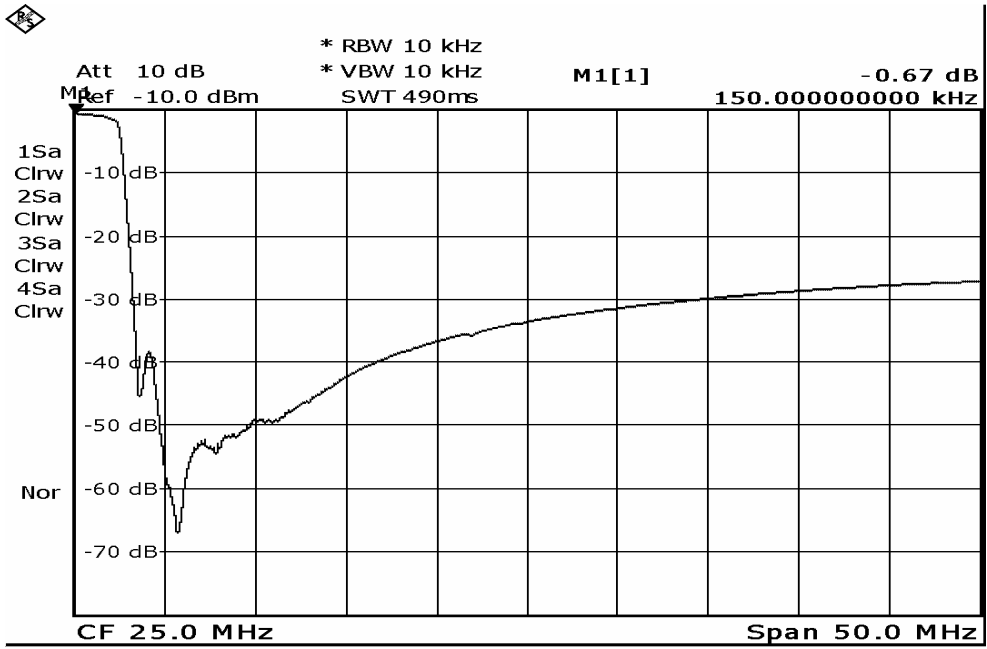
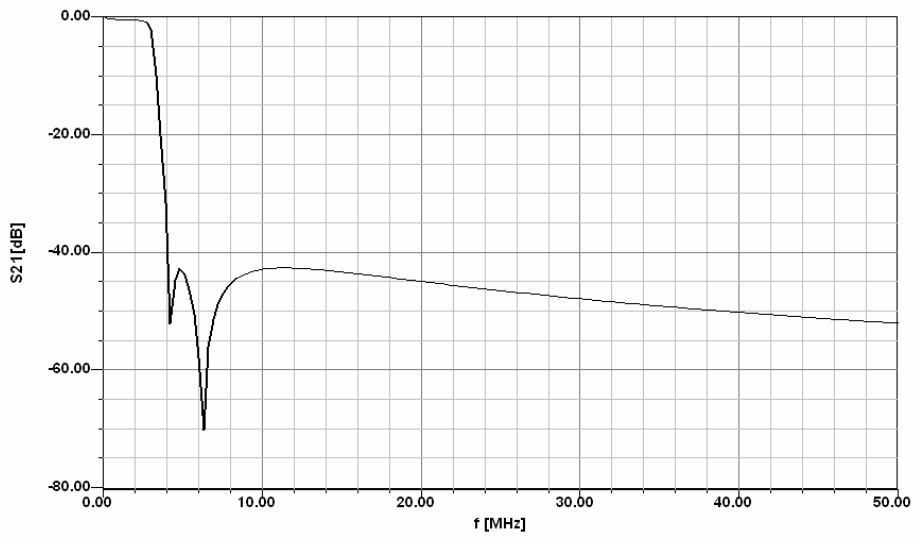


14.1.2 Dolní propust 3 MHz

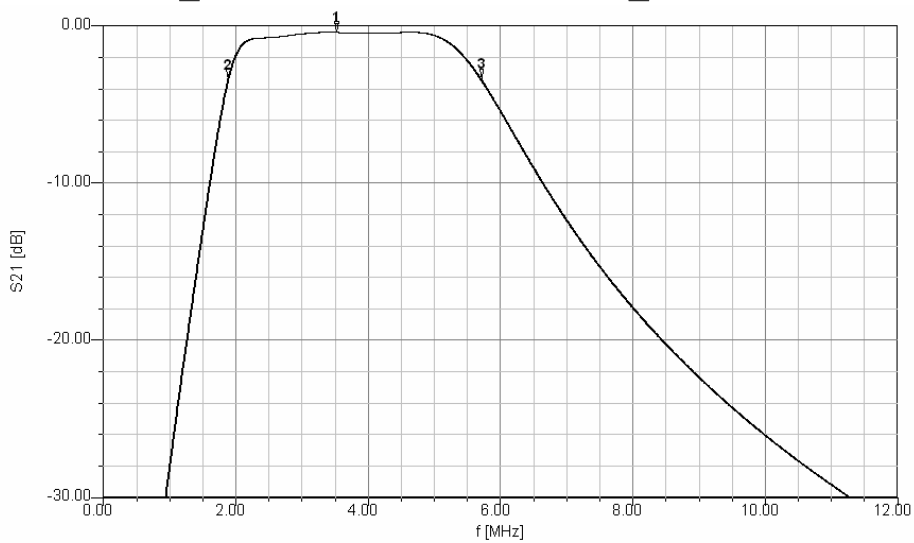
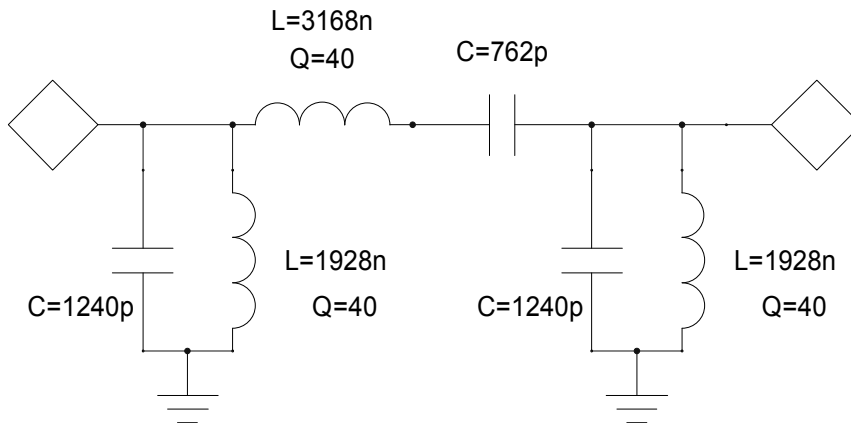


X1= 3.08MHz	X2= 1.42MHz
Y1= -3.49	Y2= -0.49

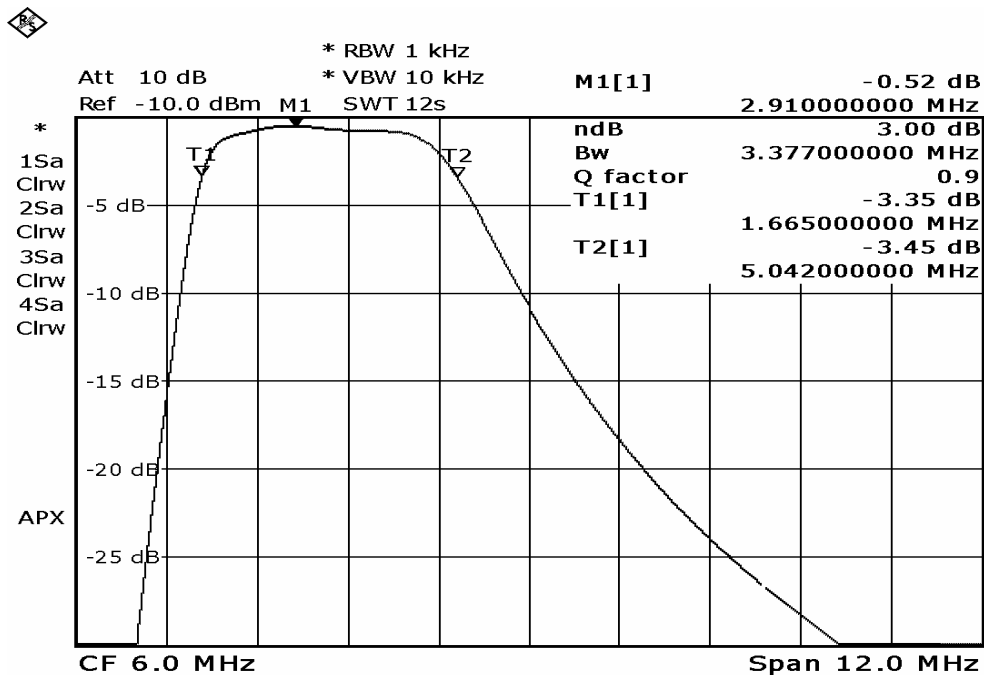


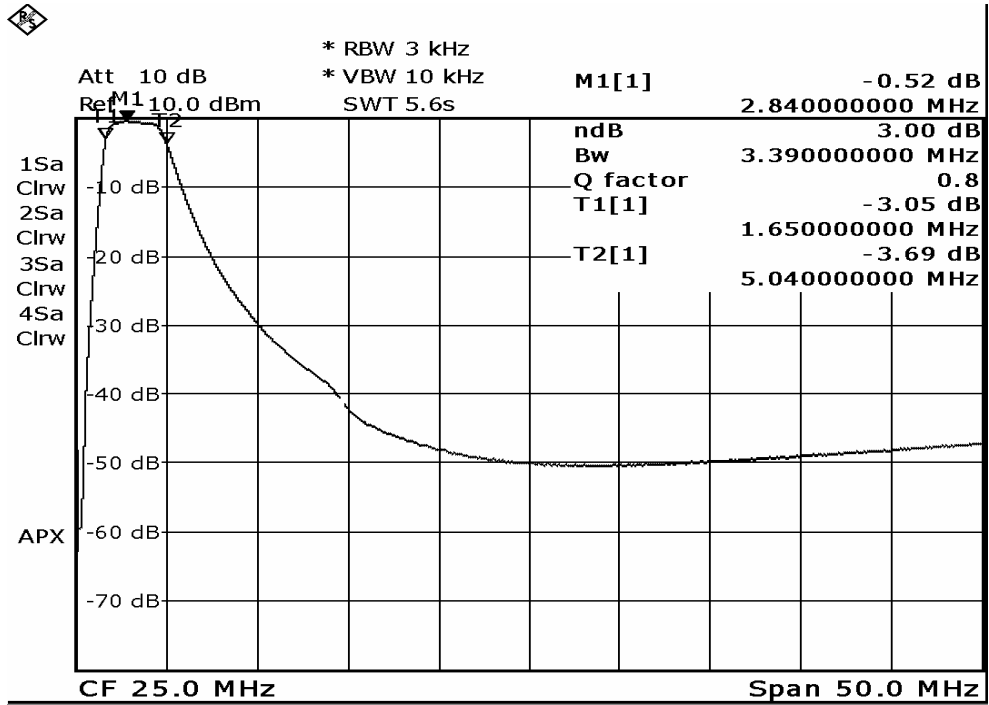
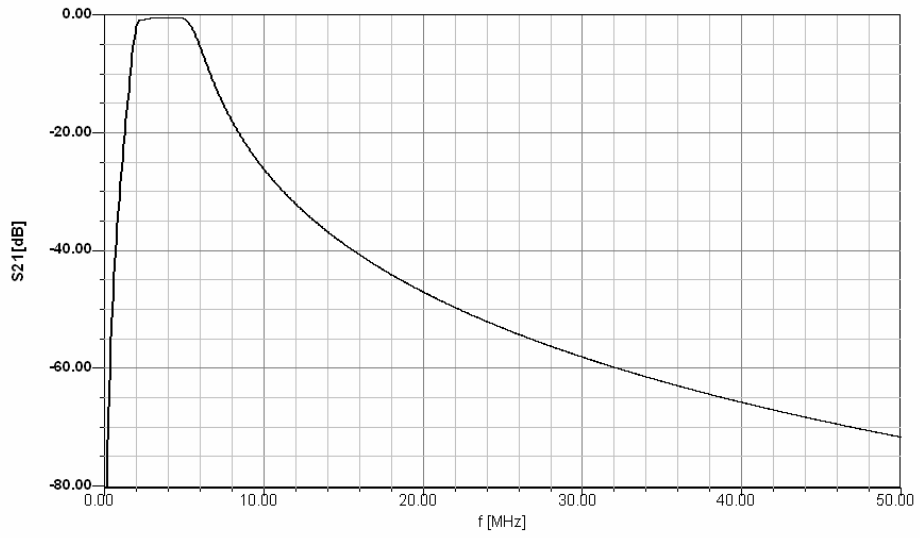


14.1.3 Pásmová propust 1,9 – 5,7 MHz

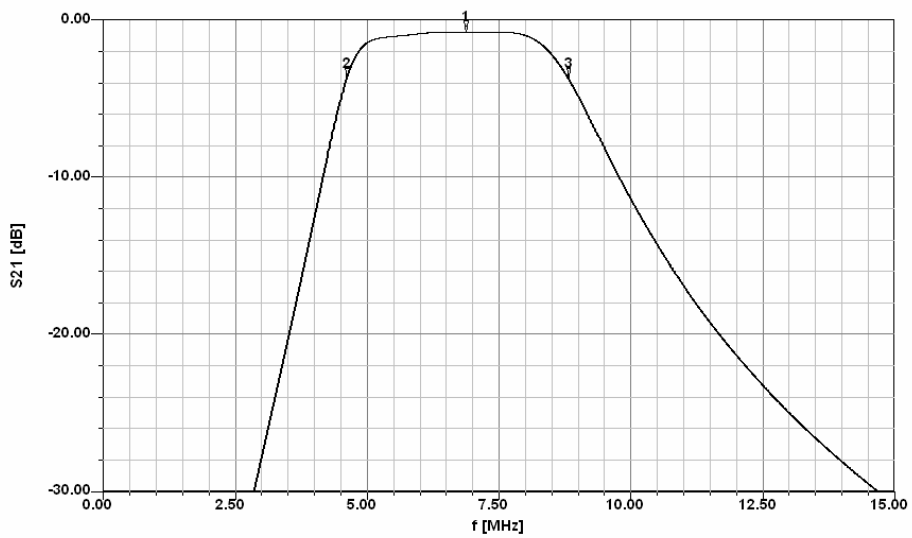
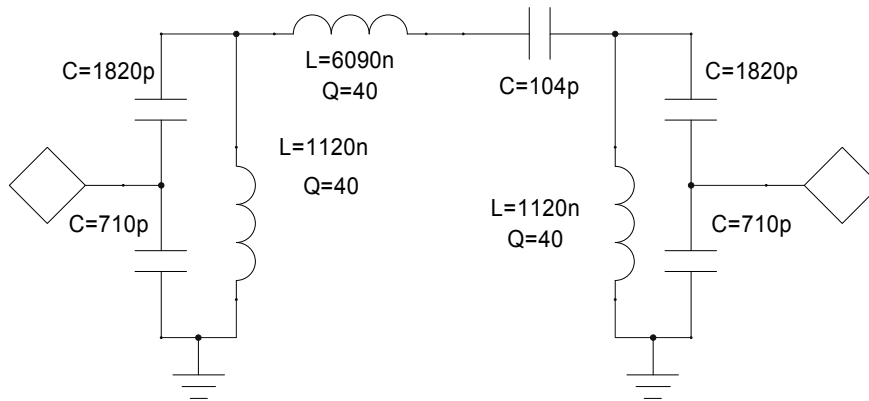


X1= 3.52MHz	X2= 1.89MHz	X3= 5.72MHz
Y1= -0.41	Y2= -3.45	Y3= -3.42

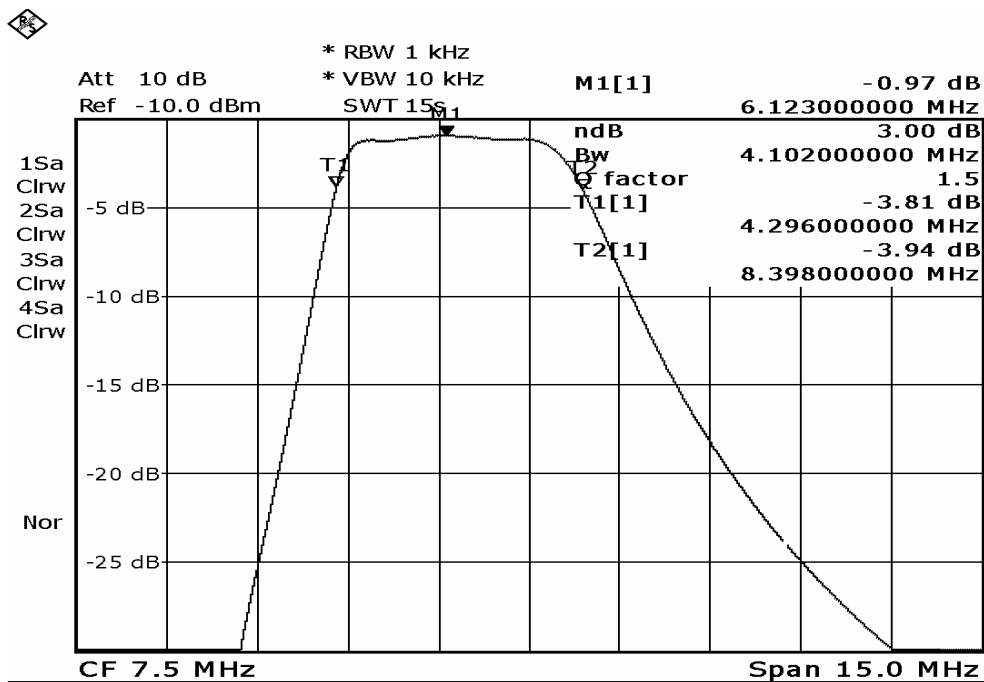


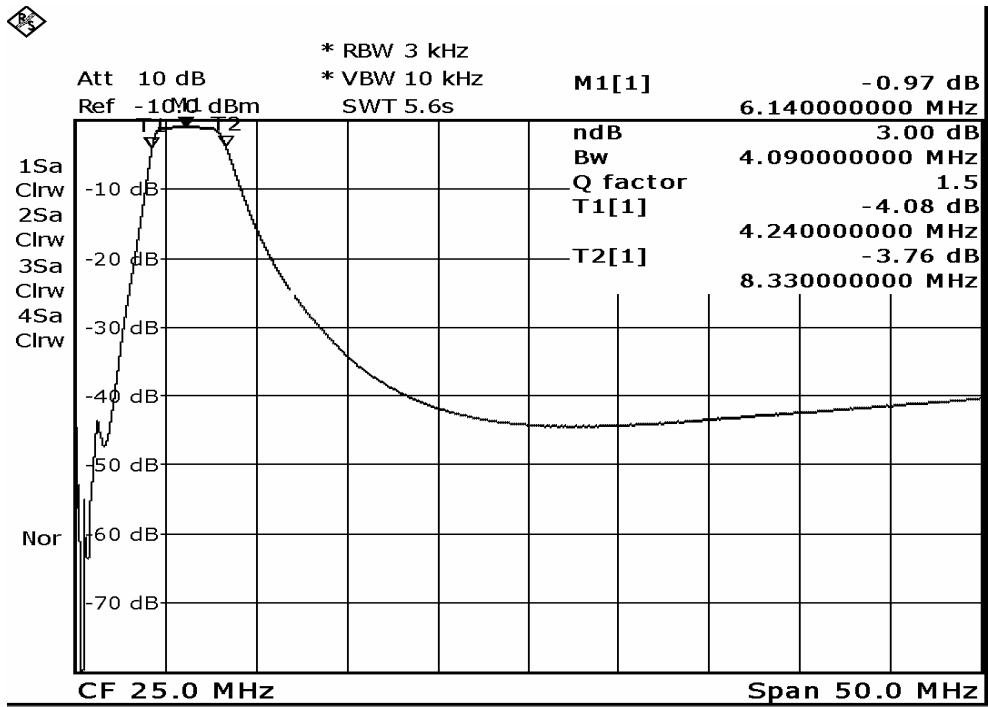
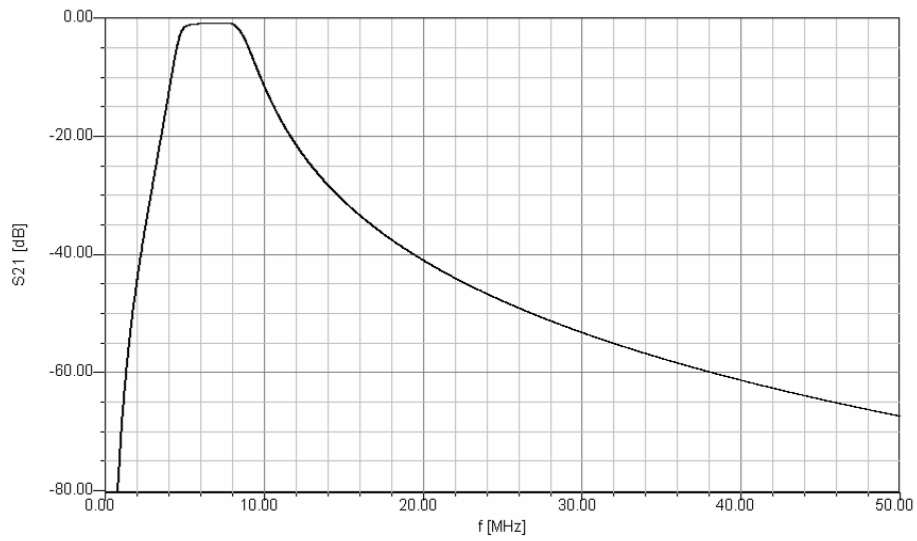


14.1.4 Pásmová propust 4,6 – 8,8 MHz

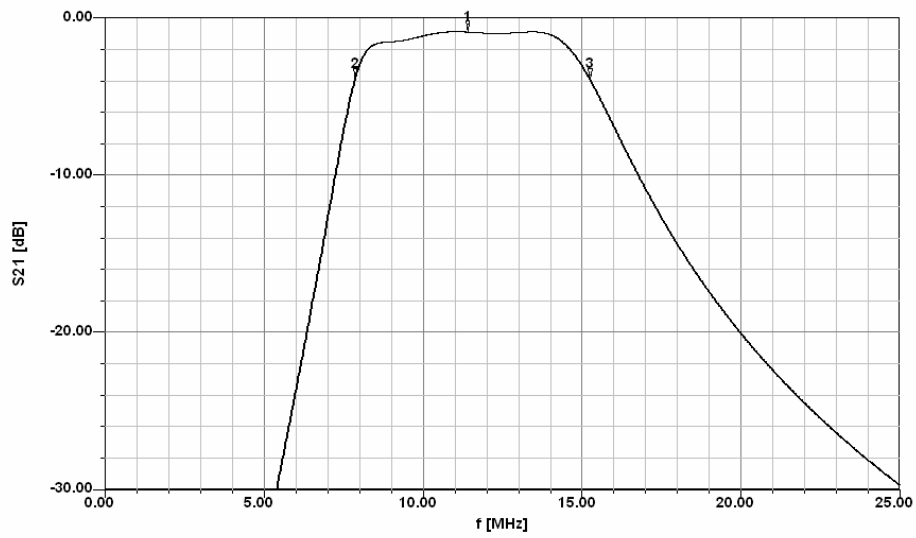
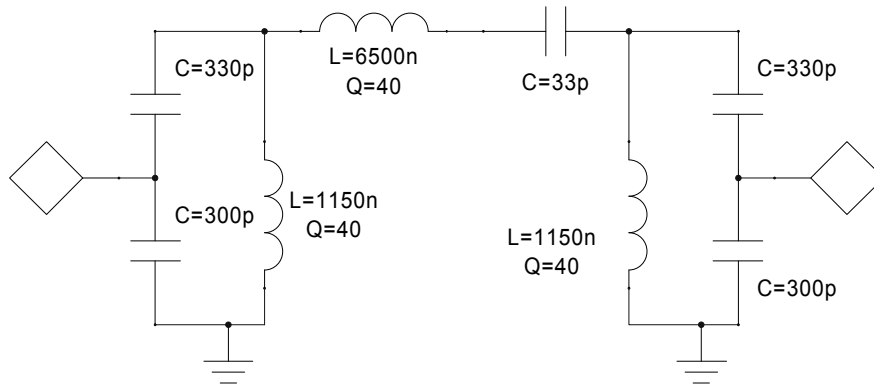


X1= 6.88MHz	X2= 4.62MHz	X3= 8.82MHz
Y1= -0.76	Y2= -3.73	Y3= -3.73

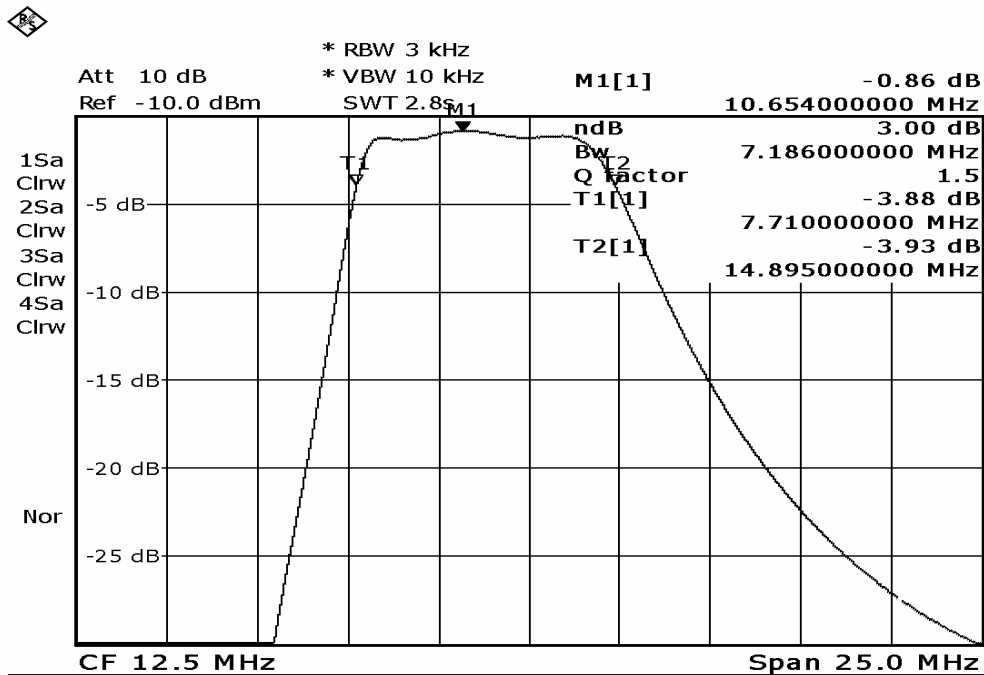


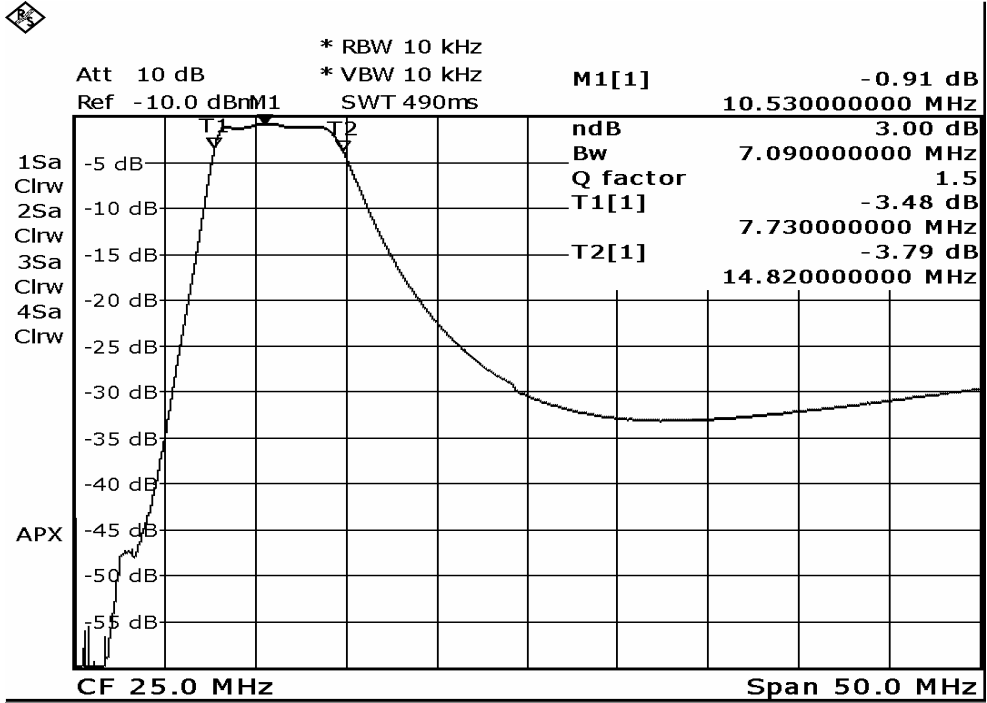
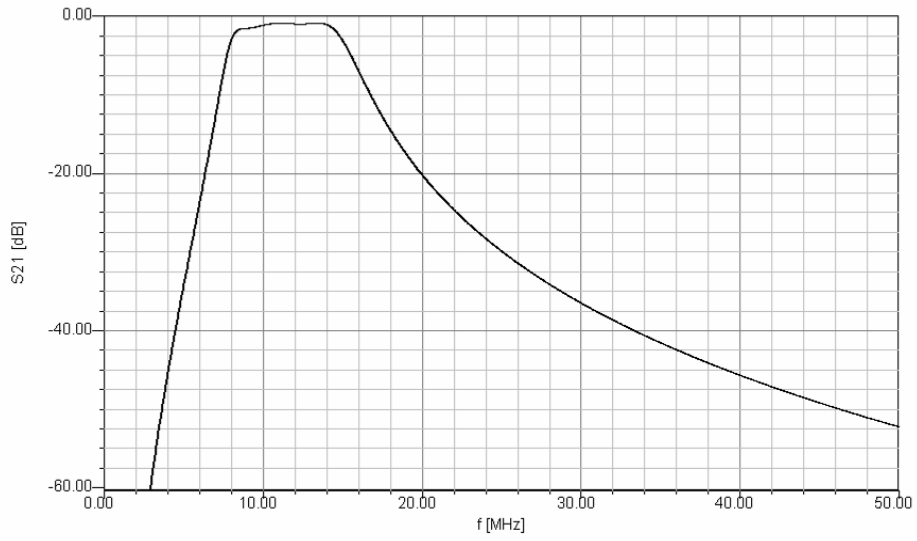


14.1.5 Pásmová propust 8 – 15 MHz

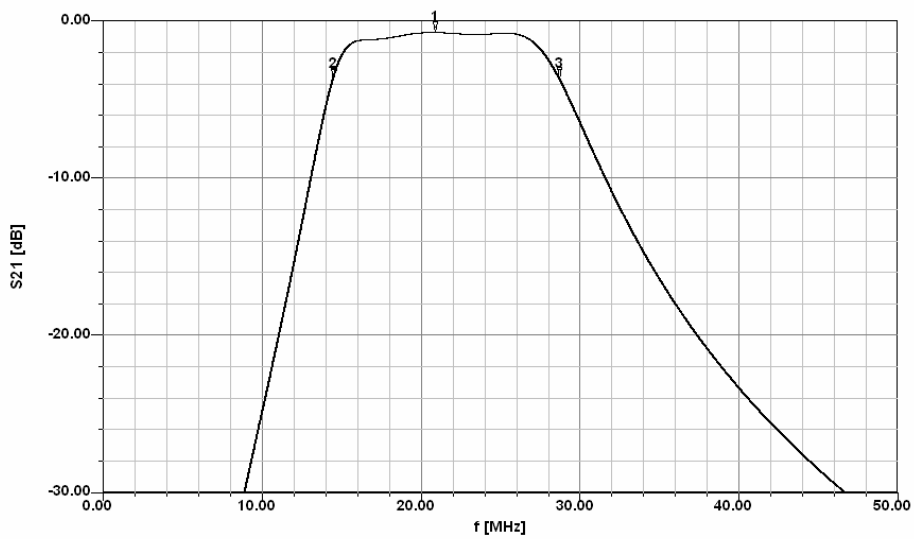
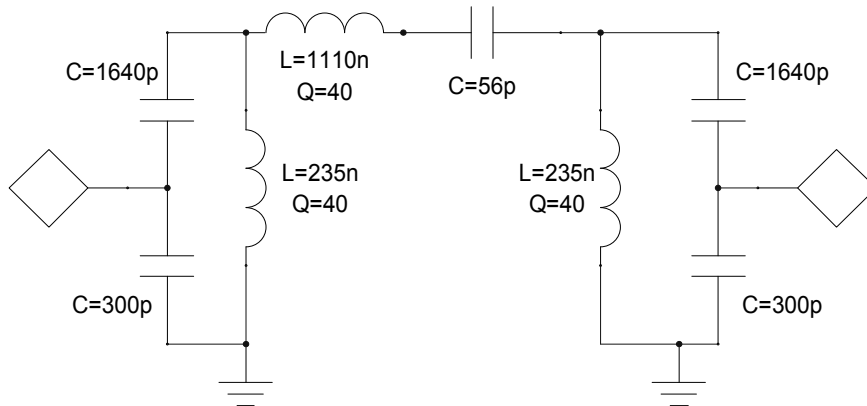


X1= 11.40MHz	X2= 7.86MHz	X3= 15.26MHz
Y1=-0.89	Y2= -3.91	Y3=-3.91

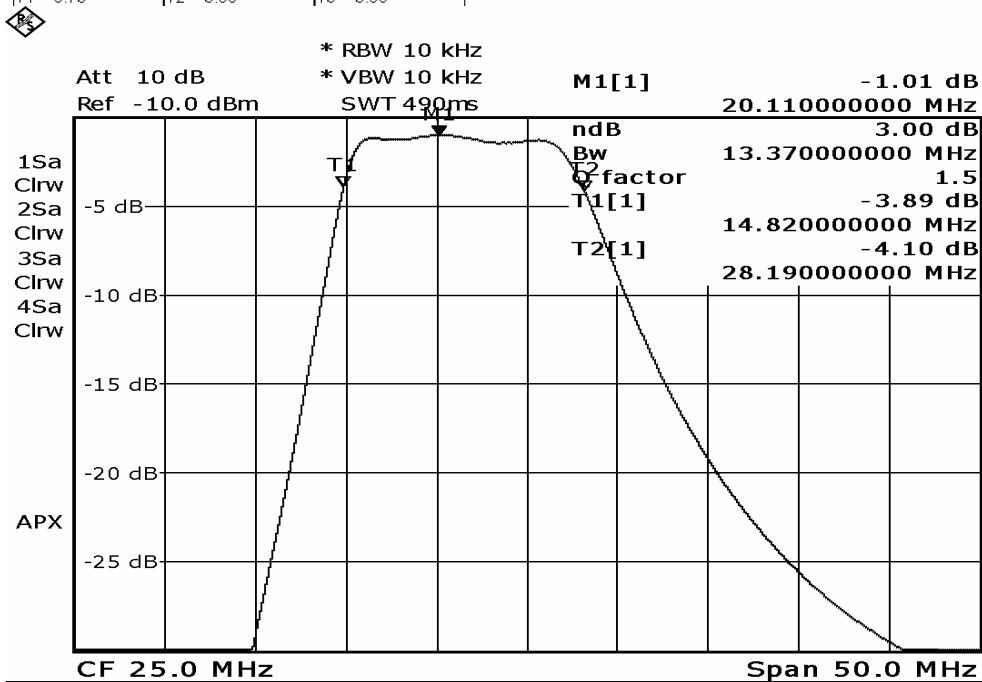


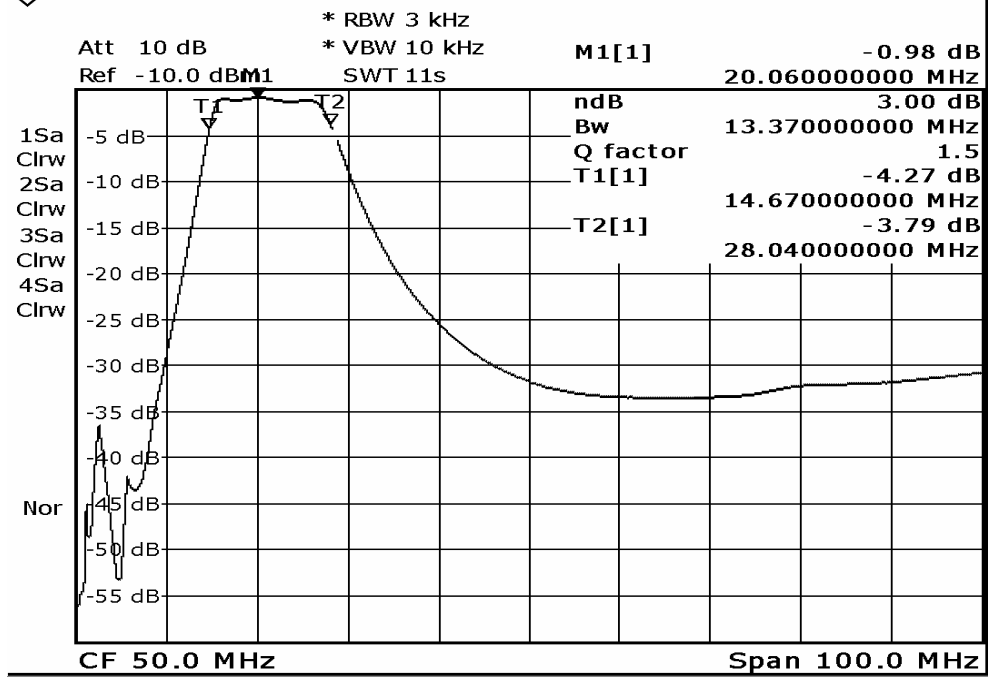
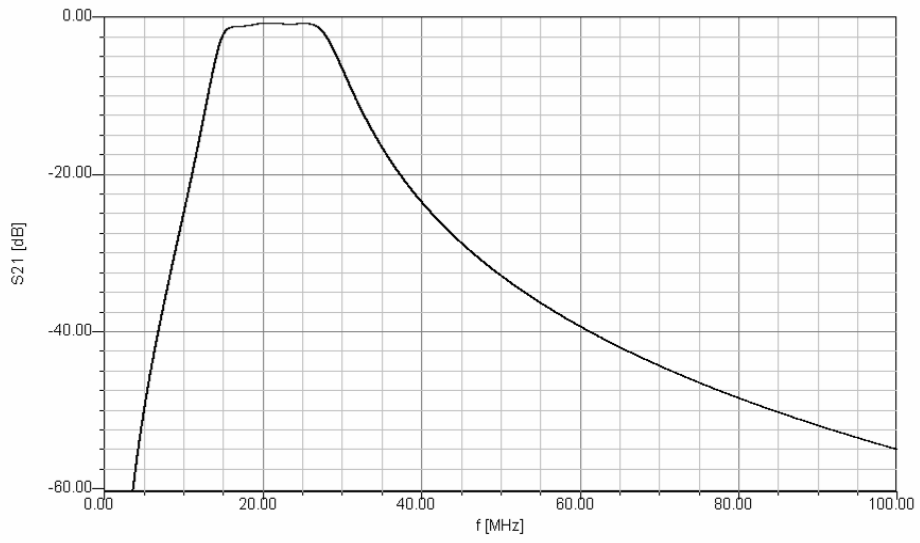


14.1.6 Pásmová propust 1,9 – 5,7 MHz



X1= 20.88MHz	X2= 14.47MHz	X3= 28.71MHz
Y1= -0.73	Y2= -3.68	Y3= -3.66



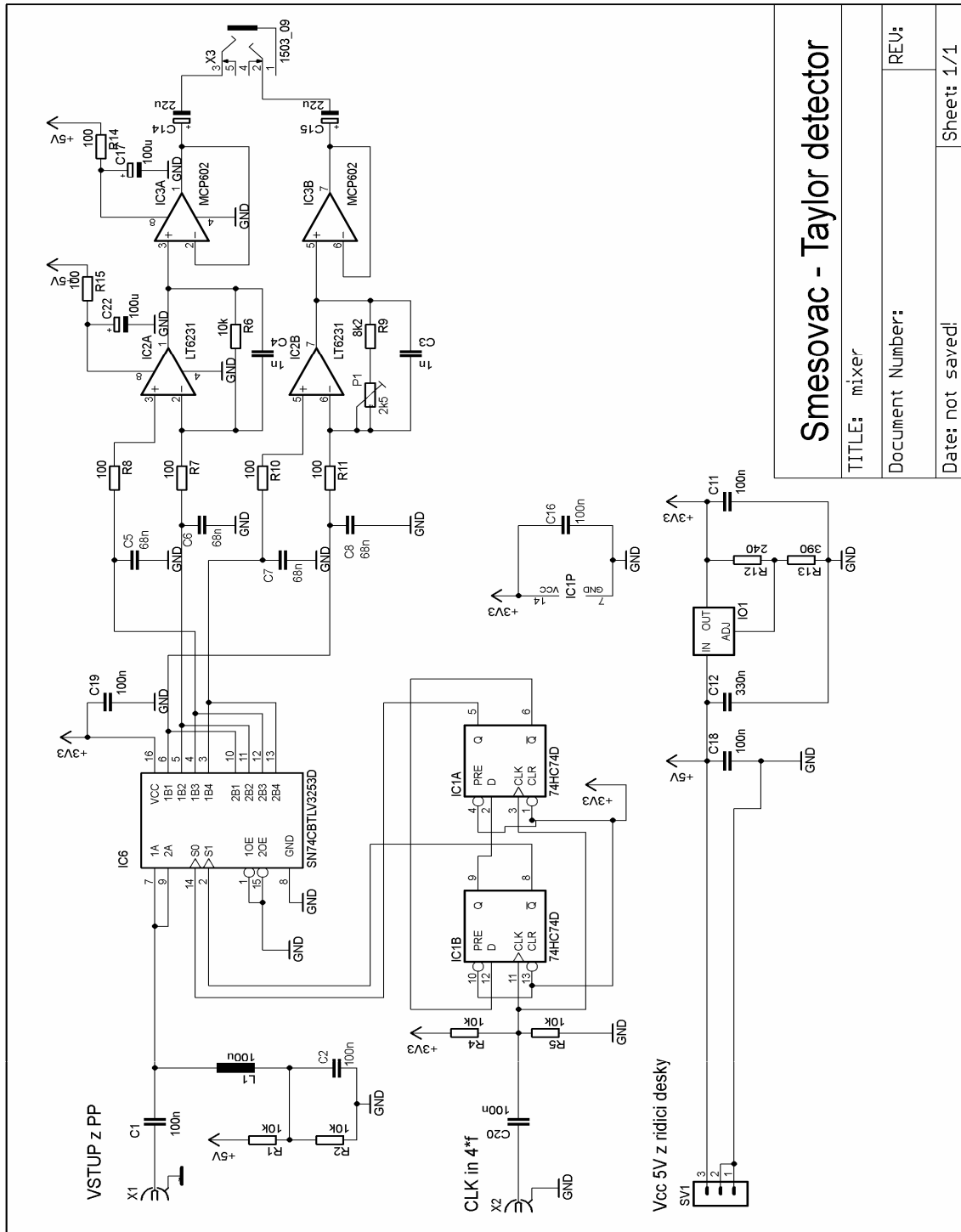


14.2 VÝKRESOVÁ DOKUMENTACE

- Předlohy pro výrobu desek plošných spojů (DPS) jsou v měřítku 1:1, horní strana DPS je zrcadlena.
- Seznamy součástek mají formát: Součástka - Hodnota – Pouzdro.

14.2.1 SMĚŠOVAČ

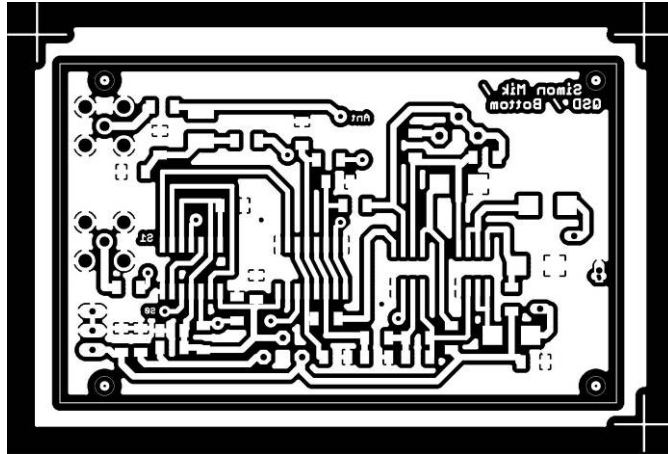
14.2.1.1 Schéma zapojení



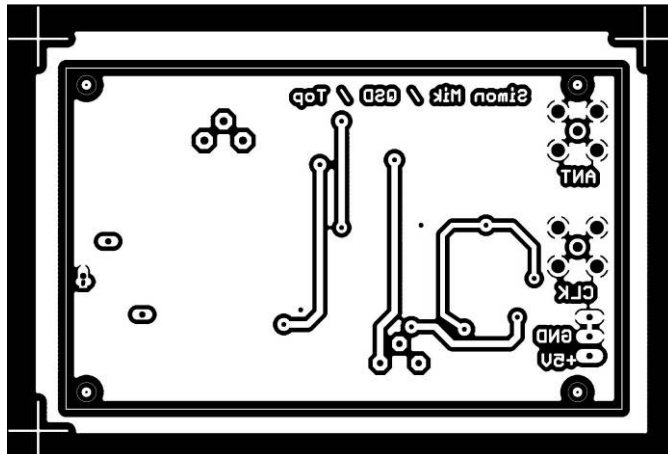
14.2.1.2 Seznam součástek

C1	100n	C1206
C2	100n	C1206
C3	1n	C1206
C4	1n	C1206
C5	68n	C1206
C6	68n	C1206
C7	68n	C1206
C8	68n	C1206
C11	100n	C1206
C12	330n	C1206
C14	22u	C/6032-28R
C15	22u	C/6032-28R
C16	100n	C1206
C17	100u	C/6032-28R
C18	100n	C1206
C19	100n	C1206
C20	100n	C1206
C22	100u	C/6032-28R
IC1	74HC74D	SO14
IC2	LT6231	SO08
IC3	MCP602	SO08
IC6	3253D	SO16
IO1	LM317L	TO-92
L1	100u	L1812
P1	2k5	PT6H
R2	10k	R1206
R3	10k	R1206
R4	10k	R1206
R5	10k	R1206
R6	10k	R1206
R7	100	R1206
R8	100	R1206
R9	8k2	R1206
R10	100	R1206
R11	100	R1206
R12	240	R1206
R13	390	R1206
R14	100	R1206
R15	100	R1206
SV1		MA03-1
X1		BU-SMA-V
X2		BU-SMA-V
X3	1503_09	1503_09

14.2.1.3 Výkresy plošných spojů

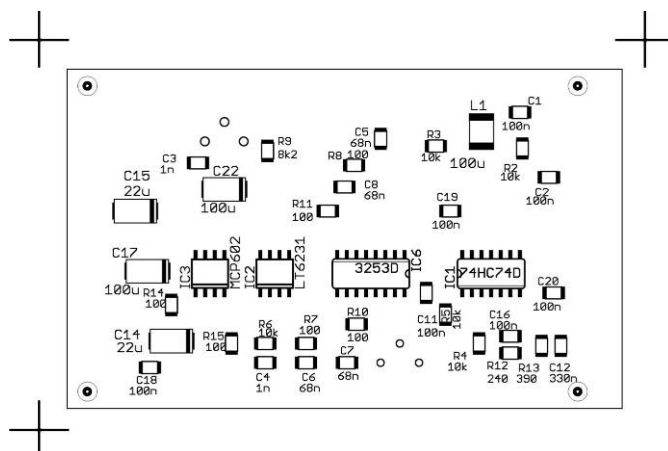


Obr. 14.1 Motiv plošného spoje, spodní strana

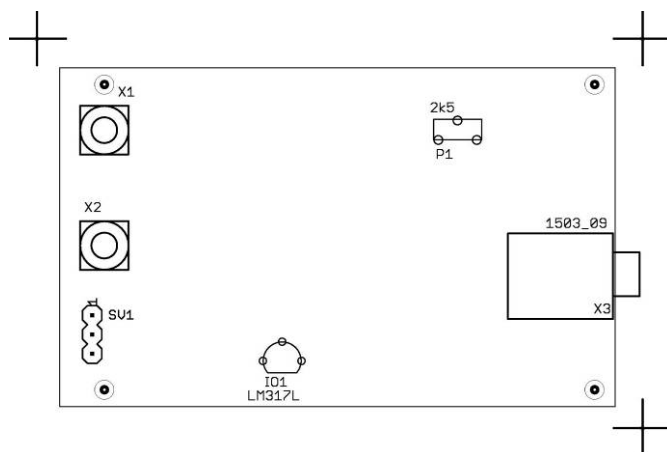


Obr. 14.2 Motiv plošného spoje, vrchní strana

14.2.1.4 Osazovací výkresy



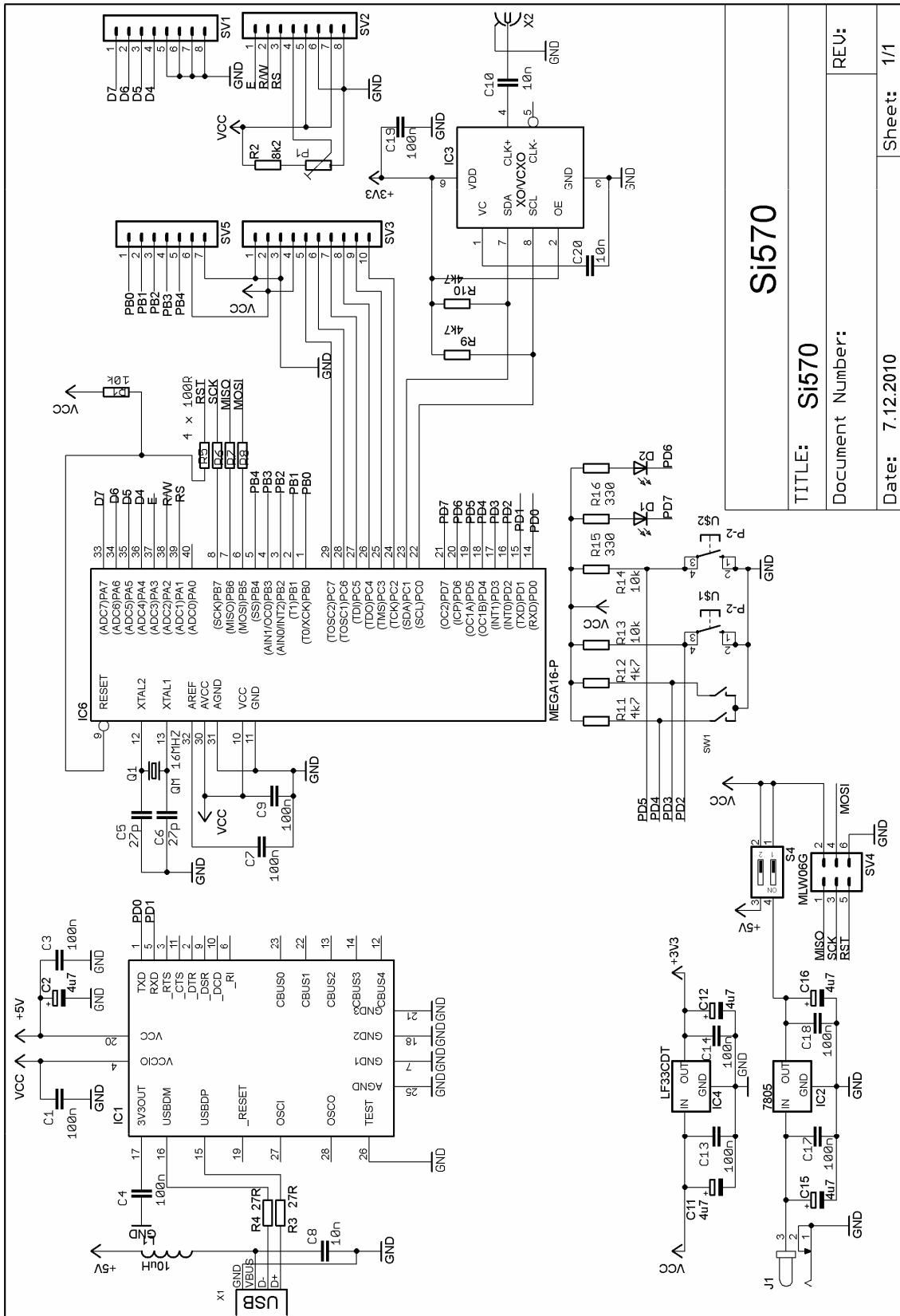
Obr. 14.3 Osazovací výkres, spodní strana



Obr. 14.4 Osazovací výkres, vrchní strana

14.2.2 FREKVENČNÍ SYNTÉZÁTOR

14.2.2.1 Schéma zapojení



Si570

TITLE: Si570

Document Number:

Date: 7.12.2010

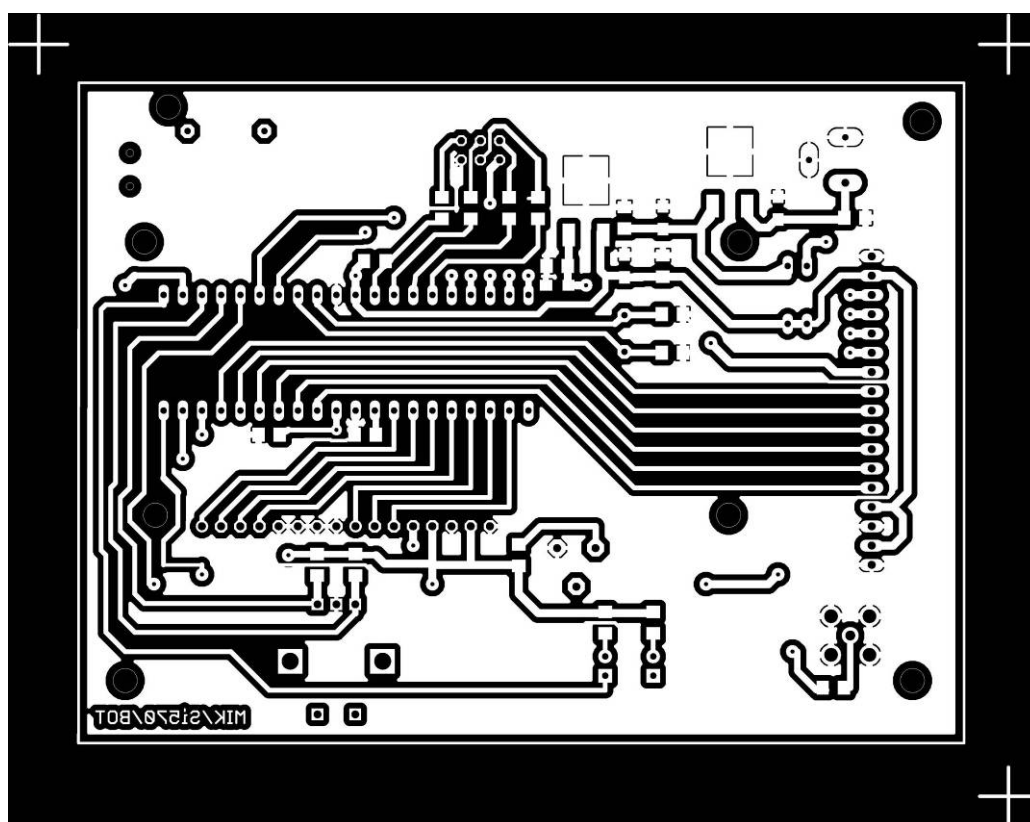
Sheet: 1/1

14.2.2.2 Seznam součástek

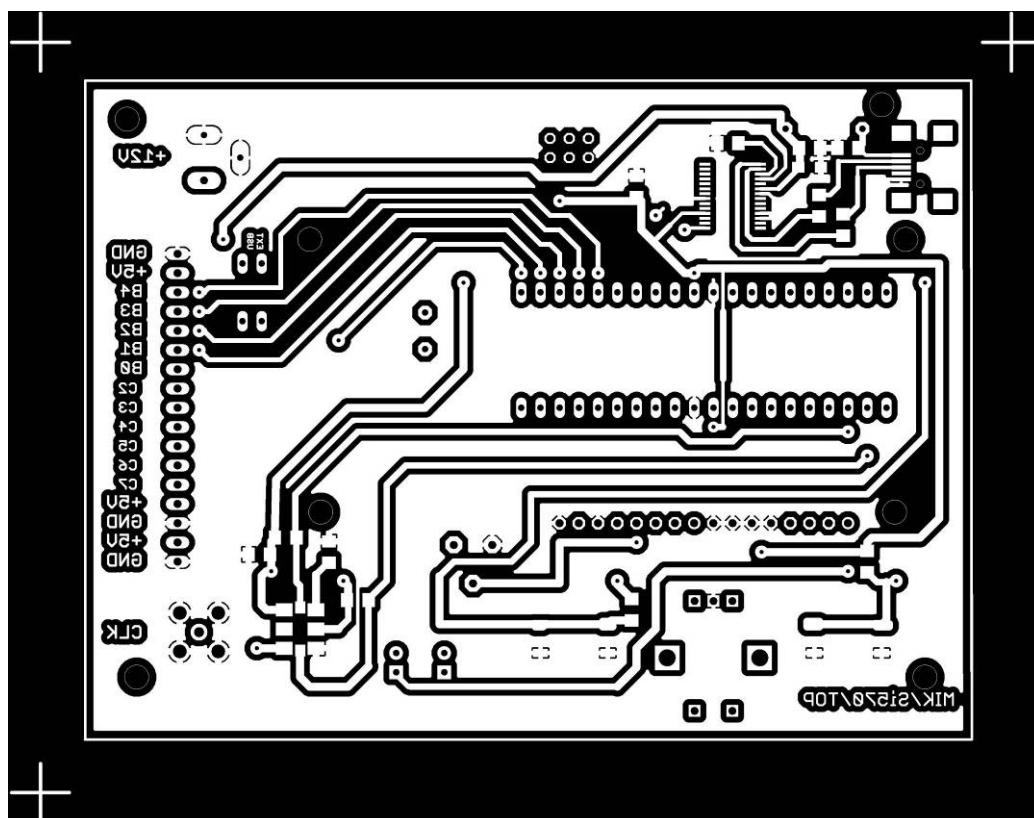
C1	100n	C1206
C2	4u7	SMC_A
C3	100n	C1206
C4	100n	C1206
C5	27p	C1206
C6	27p	C1206
C7	100n	C1206
C8	10n	C1206
C9	100n	C1206
C10	10n	C1206
C11	4u7	SMC_A
C12	4u7	SMC_A
C13	100n	C1206
C14	100n	C1206
C15	4u7	SMC_A
C16	4u7	SMC_A
C17	100n	C1206
C18	100n	C1206
C19	100n	C1206
C20	10n	C1206
D1	LED_3	LED_3
D2	LED_3	LED_3
IC1	FT232RL	SSOP28DB
IC2	LF33CDT	DPACK
IC3		SI57X
IC4	7805	DPACK
IC6	MEGA16-P	DIL40
J1		SPC4077
L1	10uH	0207/10
P1	2k2	PT10V
Q1	QM 16MHZ	HC49/S
R1	10k	R1206
R2	8k2	R1206
R3	27R	R1206
R4	27R	R1206
R5	100	R1206
R6	100	R1206
R7	100	R1206
R8	100	R1206
R9	4k7	R1206
R10	4k7	R1206
R11	4k7	R1206
R12	4k7	R1206
R13	10k	R1206
R14	10k	R1206
R15	330	R1206
R16	330	R1206

S4	DS-02
SV1	MA08-1
SV2	MA08-1
SV3	MA10-1
SV4	ML6
SV5	MA07-1
SW1	ALPS_EC12E_SW
U1	P-B1720A/SMD
U2	P-B1720A/SMD
X1	USB-MB-S
X2	BU-SMA-V

14.2.2.3 Výkresy plošných spojů

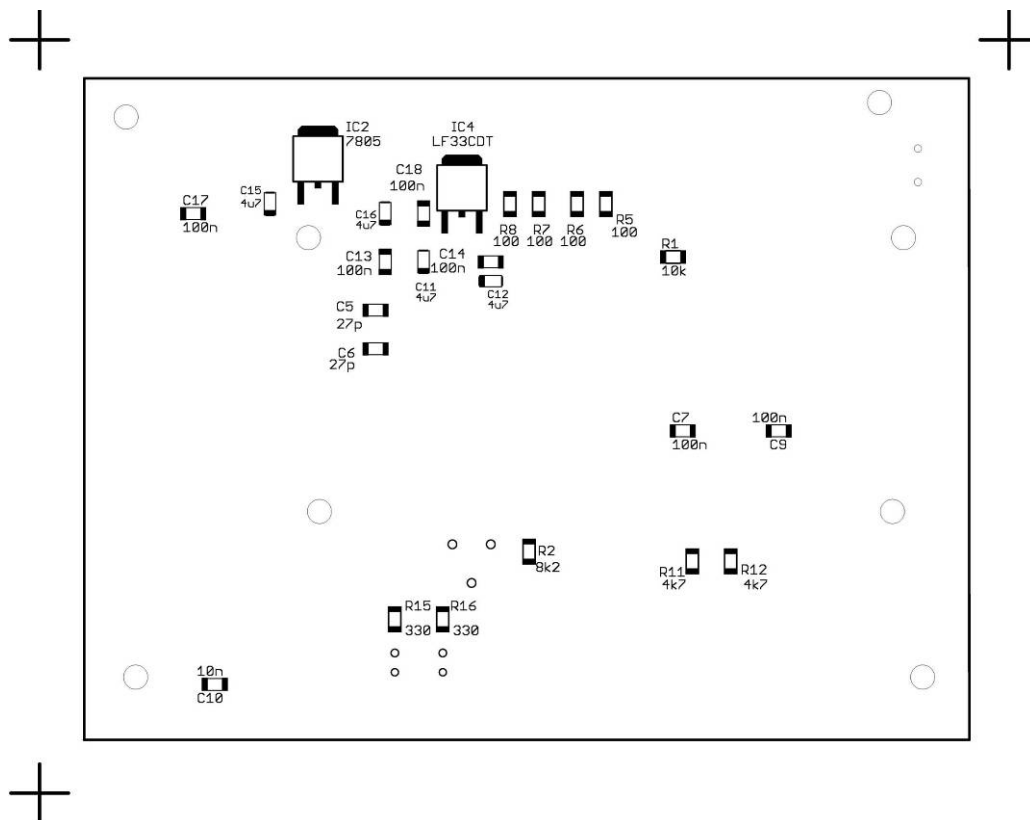


Obr. 14.5 Motiv plošného spoje, spodní strana

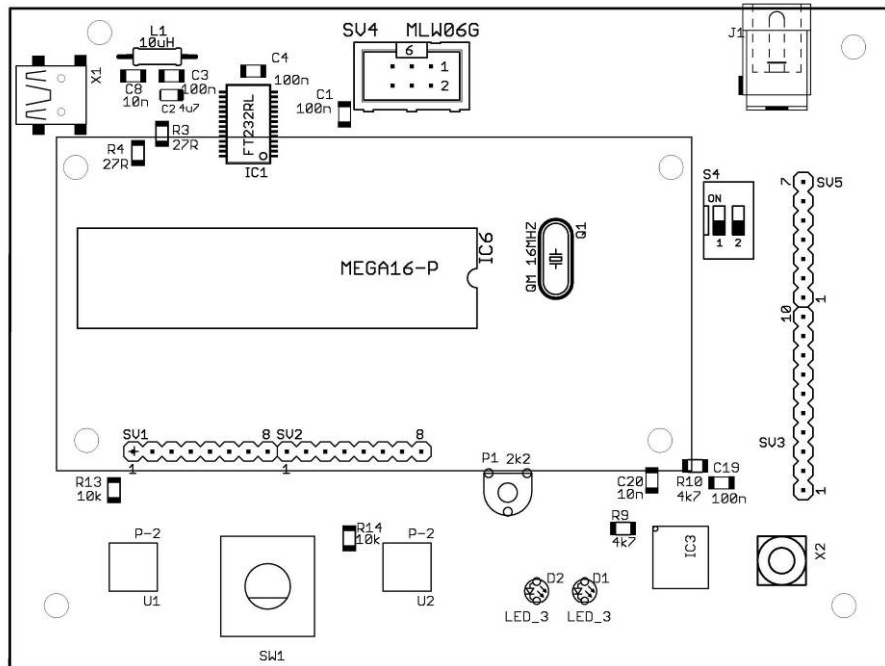


Obr. 14.6 Motiv plošného spoje, vrchní strana

14.2.2.4 Osazovací výkresy



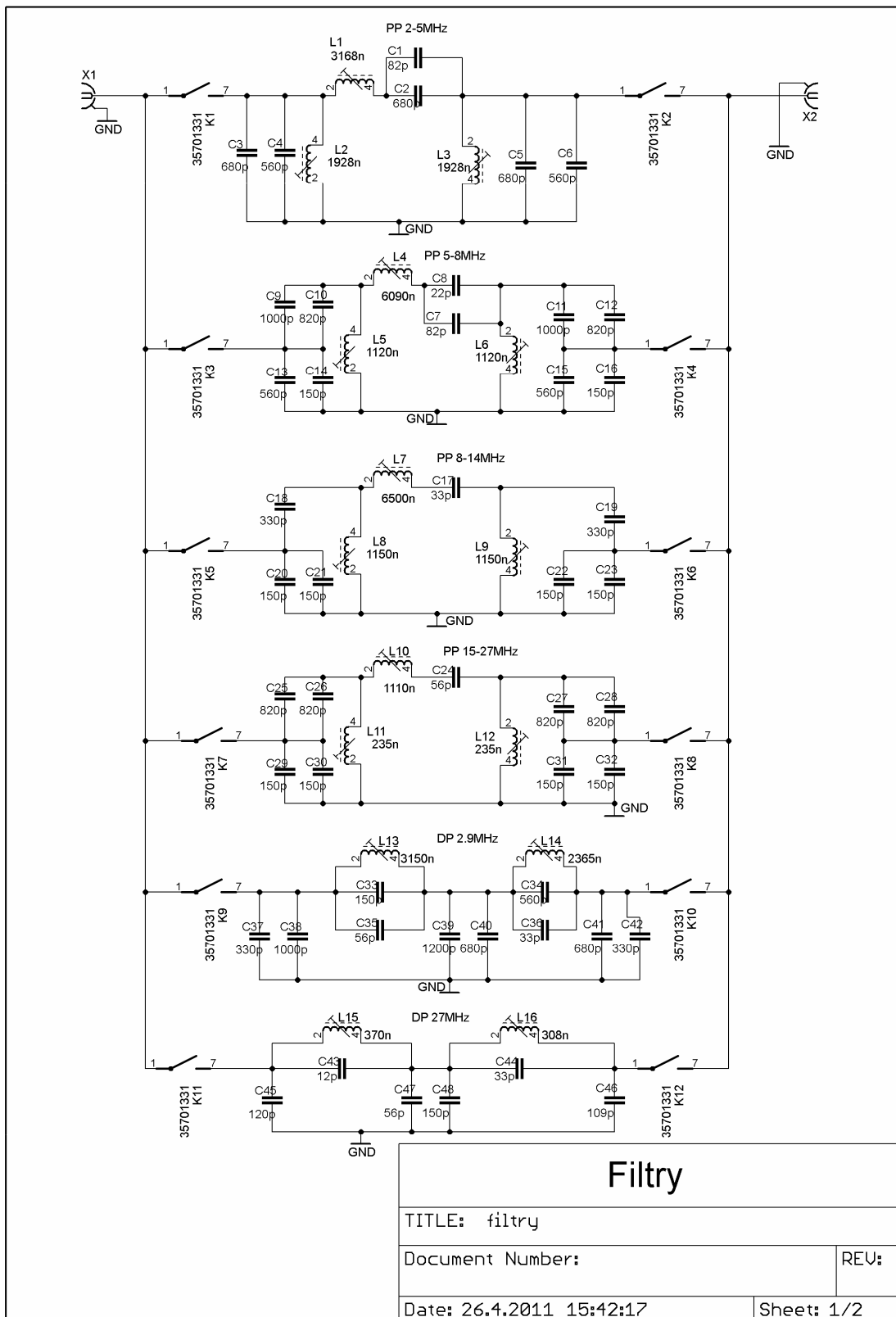
Obr. 14.7 Osazovací výkres, spodní strana

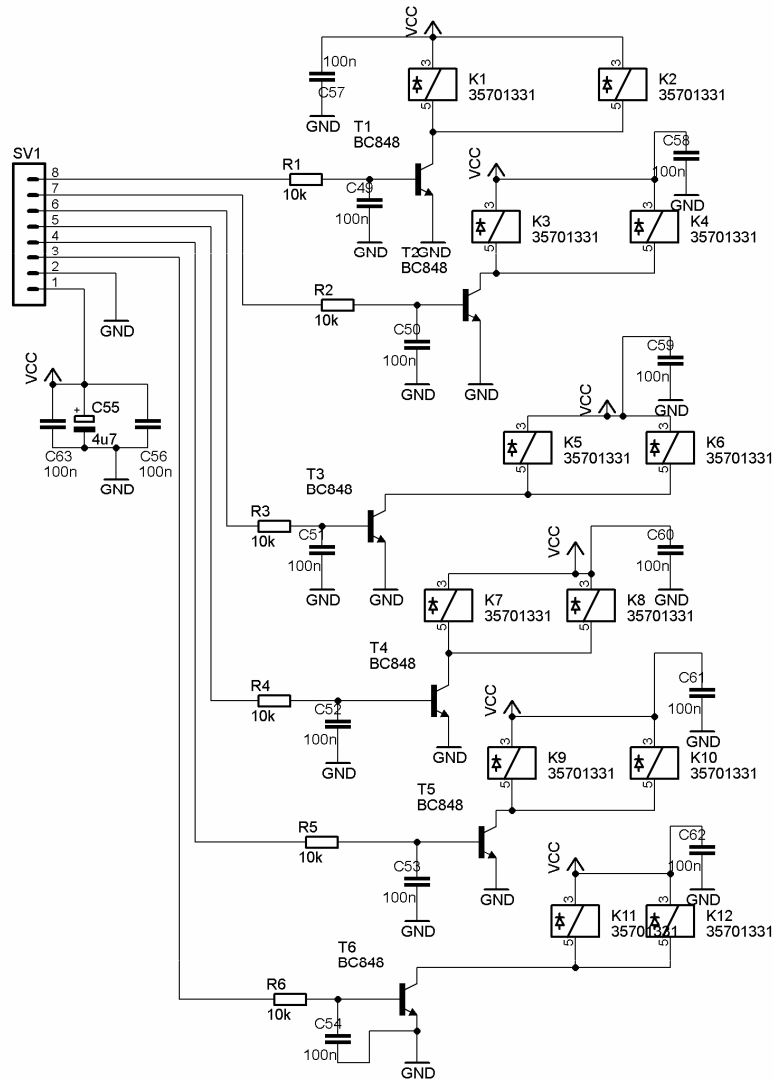


Obr. 14.8 Osazovací výkres, vrchní strana

14.2.3 VSTUPNÍ FILTRY

14.2.3.1 Schéma zapojení





Filtru - spinaci cast

TITLE: filtru

Document Number:

REV:

Date: 26.4.2011 15:42:17

Sheet: 2/2

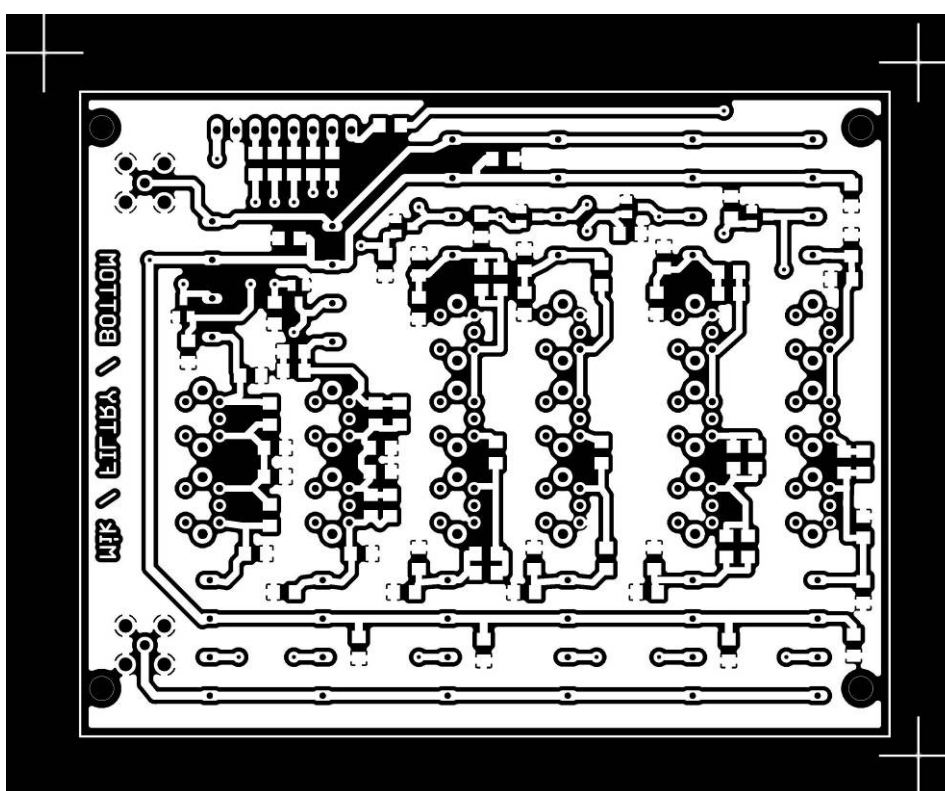
14.2.3.2 Seznam součástí

C1	82p	C1206
C2	680p	C1206
C3	680p	C1206
C4	560p	C1206
C5	680p	C1206
C6	560p	C1206
C7	82p	C1206
C8	22p	C1206
C9	1000p	C1206
C10	820p	C1206
C11	1000p	C1206
C12	820p	C1206
C13	560p	C1206
C14	150p	C1206
C15	560p	C1206
C16	150p	C1206
C17	33p	C1206
C18	330p	C1206
C19	330p	C1206
C20	150p	C1206
C21	150p	C1206
C22	150p	C1206
C23	150p	C1206
C24	56p	C1206
C25	820p	C1206
C26	820p	C1206
C27	820p	C1206
C28	820p	C1206
C29	150p	C1206
C30	150p	C1206
C31	150p	C1206
C32	150p	C1206
C33	150p	C1206
C34	560p	C1206
C35	56p	C1206
C36	33p	C1206
C37	330p	C1206
C38	1000p	C1206
C39	1200p	C1206
C40	680p	C1206
C41	680p	C1206
C42	330p	C1206
C43	12p	C1206
C44	33p	C1206
C45	120p	C1206
C46	109p	C1206
C47	56p	C1206

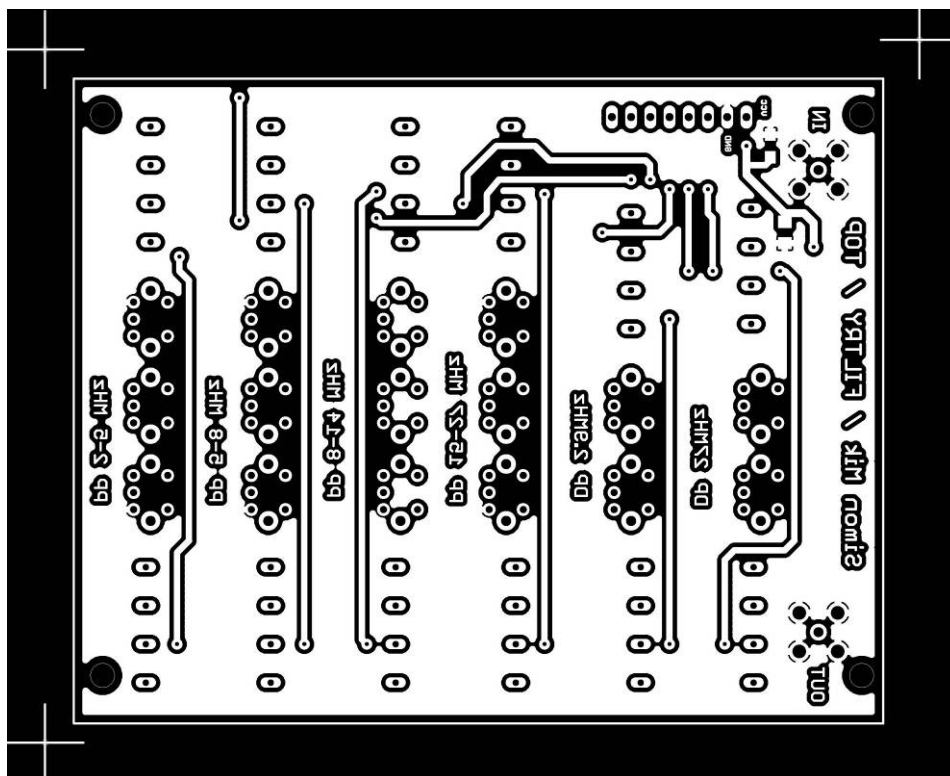
C48	150p	C1206
C49	100n	C1206
C50	100n	C1206
C51	100n	C1206
C52	100n	C1206
C53	100n	C1206
C54	100n	C1206
C55	4u7	SMC_A
C56	100n	C1206
C57	100n	C1206
C58	100n	C1206
C59	100n	C1206
C60	100n	C1206
C61	100n	C1206
C62	100n	C1206
C63	100n	C1206
K1	RELSIA05-500	REED
K2	RELSIA05-500	REED
K3	RELSIA05-500	REED
K4	RELSIA05-500	REED
K5	RELSIA05-500	REED
K6	RELSIA05-500	REED
K7	RELSIA05-500	REED
K8	RELSIA05-500	REED
K9	RELSIA05-500	REED
K10	RELSIA05-500	REED
K11	RELSIA05-500	REED
K12	RELSIA05-500	REED
L1	3168n	71S
L2	1928n	71S
L3	1928n	71S
L4	6090n	71S
L5	1120n	71S
L6	1120n	71S
L7	6500n	71S
L8	1150n	71S
L9	1150n	71S
L10	1110n	71S
L11	235n	71S
L12	235n	71S
L13	3150n	71S
L14	2365n	71S
L15	370n	71S
L16	308n	71S
R1	10k	R1206
R2	10k	R1206
R3	10k	R1206
R4	10k	R1206

R5	10k	R1206
R6	10k	R1206
SV1		MA08-1W
T1	BC848	SOT23
T2	BC848	SOT23
T3	BC848	SOT23
T4	BC848	SOT23
T5	BC848	SOT23
T6	BC848	SOT23
X1		BU-SMA-V
X2		BU-SMA-V

14.2.3.3 Výkresy plošných spojů

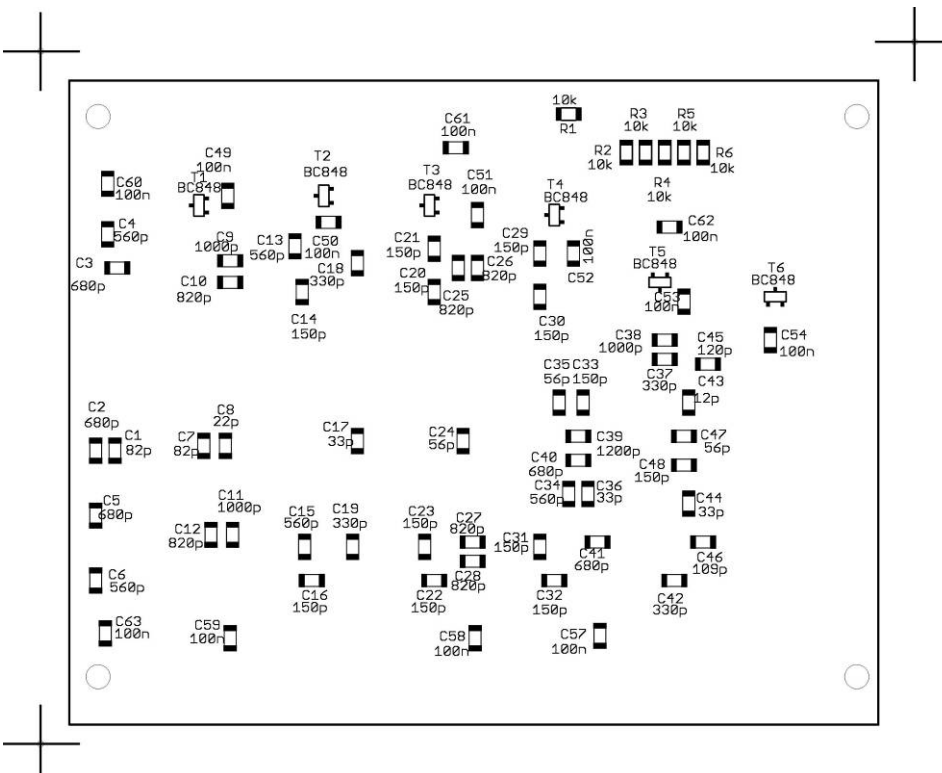


Obr. 14.9 Motiv plošného spoje, spodní strana

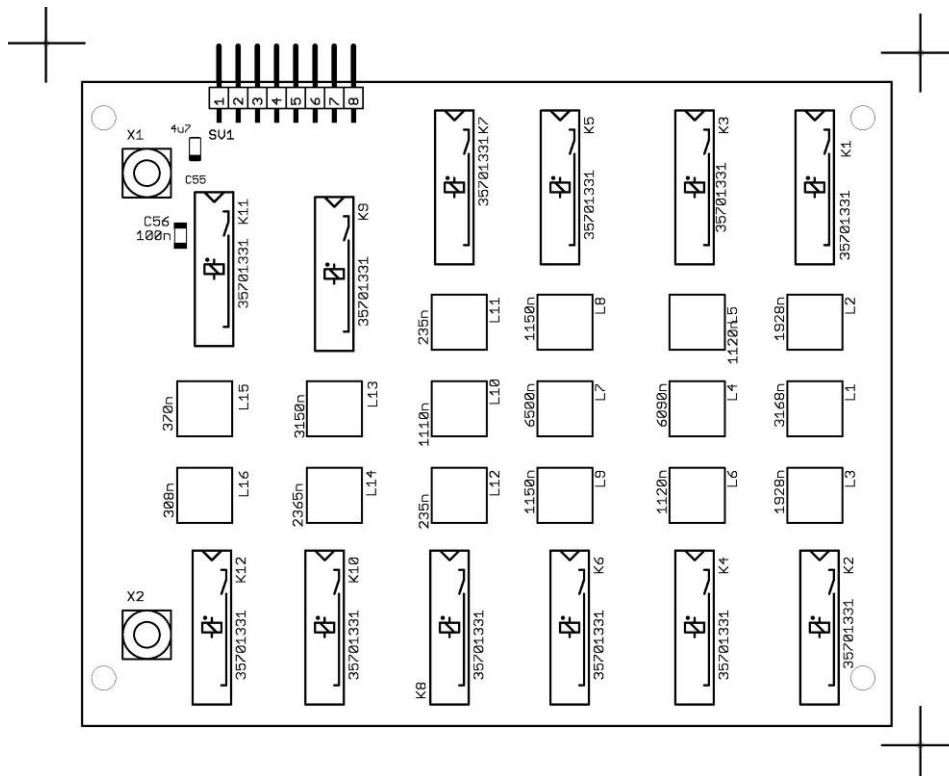


Obr. 14.10 Motiv plošného spoje, vrchní strana

14.2.3.4 Osazovací výkresy



Obr. 14.11 Osazovací výkres, spodní strana



Obr. 14.12 Osazovací výkres, vrchní strana