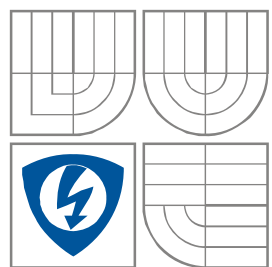




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ZDROJ PŘESNÉHO KMITOČTU

PRECISE FREQUENCY GENERATOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

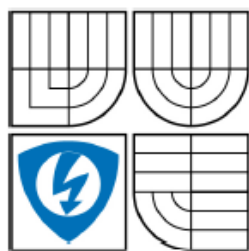
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Martin Kopečný

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Martin Kopečný
Ročník: 3

ID: 78090
Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Zdroj přesného kmitočtu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Popište možnosti využití radiových služeb (např. DCF, GPS) jako zdroje referenčního signálu pro měření. Cílem je generovat synchronní hodinový kmitočet ve dvou místech vzdálených cca 1km.

Pro vybranou variantu navrhnete obvodové řešení a plošný spoj. Zařízení realizujte a ověřte základní vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PROKEŠ, A. Radiové přijímače a vysílače. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005. 180 s.

[2] POUPA, M. Vysílač časového signálu a normál frekvence DCF77 [online]. Plzeň: ZČU Plzeň, 2007 [cit. 6.3.2007]. Dostupné z WWW: <http://home.zcu.cz/~poupa/dcf77.html>

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Zdroj přesného kmitočtu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 5. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Dr. Ing. Zdeňku Kolkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá popisem příjmu časového normálu DCF77. Tento signál je využitý jako zdroj referenčního signálu pro synchronizaci navrhovaného Zdroje přesného kmitočtu a tím zajišťuje jeho vysokou dlouhodobou přesnost výstupního kmitočtu. Zdroj kmitočtu slouží k měření. Zařízení generuje nezávisle na sobě synchronní hodinový kmitočet ve dvou místech vzdálených cca 1km.

Abstract

This bachelor thesis is aimed at design and realization a Precise frequency generator. Generator making use radio service DCF77 as a source of referencial signal for synchnonization. Synchronization with DCF signal warrants to generator high long time precision of output frequency. Generator is used to measurement. This device generate synchronous clock frequency in two places which are independent and remote each other about 1km.

Klíčová slova

Zdroj přesného kmitočtu, vysílač DCF, detekce signálu, klíčování fáze, pseudonáhodnou sekvencí, dekodování signálu, anténní předzesilovač, přímozesilující přijímač.

Keywords

Precise frequency generator, DCF transmitter, signal detection, phase shift keying, signal decoding, antenna preamplifier, directly – amplifying receiver.

Bibliografická citace

KOPEČNÝ, M. *Zdroj přesného kmitočtu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 37s. Vedoucí bakalářské práce prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka.

Obsah

1	Úvod	6
2	Popis vysílače DCF77 a možnosti jeho využití	7
2.1	Obsah úvodu k vysílači	7
2.2	DCF77 jako zdroj časové informace	7
2.3	Technické parametry vysílače DCF77	7
2.4	Dosah vysílače DCF77	7
2.5	Časový kód vysílače DCF77	9
2.6	Klíčování fáze DCF77 nosné pseudonáhodnou sekvencí	10
2.7	Frekvenční spektrum signálu DCF77	11
2.8	Detekce signálu a poměr S/N	12
2.9	Dekódování signálu	13
2.10	Směrování antény přijímačů DCF	14
2.11	Budoucnost vysílače DCF77	15
3	Realizace zařízení	15
3.1	Blokové schéma kompletního zařízení:	15
3.2	Anténní předzesilovač	15
3.3	Přímozesilující přijímač	17
3.3.1	Přijímače s analogovým zpracováním signálů	17
3.3.2	Popis integrovaného obvodu A244D	17
3.3.3	Popis operačního zesilovače MC33502P	19
3.3.4	Popis přijímače DCF77	20
3.3.5	Ověření základních parametrů přijímače	26
4	Závěr	28
5	Seznam použité literatury a zdrojů	29
6	Seznam použitých zkratk	29
7	Seznam obrázků, tabulek a příloh	30
8	Přílohy	31

1 Úvod

Semestrální projekt na téma Zdroj přesného kmitočtu se v prvním semestru zabíral obecným popisem možností využití volně přístupných radiových služeb (DCF, GPS) jako zdroje referenčního signálu pro měření s cílem generování synchronního hodinového kmitočtu 1kHz ve dvou místech vzdálených cca 1km. Ve druhém semestru se navazující bakalářská práce věnuje konkrétnímu návrhu jednotlivých částí zdroje kmitočtu.

Ve světě existuje velké množství vysílačů, které vysílají přesné frekvence (někdy spojené s údajem o přesném čase), určené například pro leteckou navigaci, meteorologické ústavy, případně i pro komerční využití (přesné hodiny). Stabilita frekvence těchto oscilátorů je řízená velmi přesnými frekvenčními normami (ne-li přímo normálem pro danou krajinu). V minulosti existoval vysílač normálové frekvence i na území České republiky, konkrétně v Praze, s názvem OMA na kmitočtu 50kHz, jeho provoz však byl v roce 1995 ukončen.

V dnešní době hrají přesné a stabilní časové údaje důležitou roli. Můžeme zde vyjmenovat například požadovanou přesnost rádiových a televizních informací o čase, přesnost nosných frekvencí v telefonních komunikacích a při TV vysílání. Mezi prvními v uplatnění frekvenčních normálů bylo v námořní navigaci. Přesnost určení pozice roste s přesností informace o čase. V dnešní době se lze polohu zjistit pomocí satelitní navigace (GPS) s přesností až na několik metrů. Tento systém, který byl původně určen pro vojenské účely, je použitelný v mnoha směrech jako je letectví, námořní doprava, v automobilovém průmyslu a v poslední době také v cyklistice a turistice.

Systém GPS lze také použít za účelem generování normálových frekvencí, ale z důvodu jeho finanční náročnosti a komplikovanější proveditelnosti v laboratorních podmínkách jsem se rozhodl přiklonit k variantě a použití časového normálu DCF77.

Také vzhledem ke geografické poloze České republiky se ukazuje jako výhodné použít příjem vysílače DCF77. Normálová frekvence 77,5kHz se neodchyluje od jmenovité hodnoty více než 10^{-12} týdně. Takovéto přesnosti po příjmu a zpracování není dosahováno, svoji úlohu zde hrají odrazy vln při šíření a například délka měření, kdy jeho prodlužováním zvyšujeme přesnost přijatého signálu.

2 Popis vysílače DCF77 a možnosti jeho využití

2.1 Obecný úvod k vysílači

DCF77 je rádiová stanice vysílající dlouhovlnný časový signál, podle kterého jsou synchronizovány příslušné rádiové hodiny a budíky. Je přenášena zakódovaná úplná časová informace. Vysílané časové značky zajišťují nastavení hodin, které pak jdou stále přesně, včetně nastavení letního a zimního času. Platí za rádiový etalon času a nejpřesnější hodiny světa.

2.2 DCF77 jako zdroj časové informace

Vysílač DCF77 vysílá časovou informaci na dlouhých vlnách s kmitočtem 77,5kHz normálovou frekvencí, čas a datum v místním čase SRN na základě údajů *Spolkového fyzikálně technického ústavu* (PTB) v Braunschweigu. Vysílač se nachází v Mainflingu (poloha: 50° 01' severní šířky, 09° 00' východní délky), asi 25 km jihovýchodně od Frankfurtu nad Mohanem. Časová informace a normálová frekvence jsou synchronizované PTB normálovým časem (vznikajícím z údajů asi 10 Cs- atomových hodin). Přímo na vysílacím místě normálně pracují tři běžné Cs- atomové hodiny. Stanice začala vysílat v září roku 1970. Časová dostupnost vysílače je vysoká, vysílání probíhá nepřetržitě po dobu 24 hodin. Krátká přerušení nastávají, pokud musí být vlivem rušení přepnuto na rezervní vysílač nebo anténu, při údržbových pracích, které jsou prováděny vždy každé druhé úterý v měsíci v době od 5 do 9 hodin středoevropského času, nebo při přechodu na letní / zimní čas. V případě bouřek a nepříznivého počasí mohou nastat i delší výpadky.

2.3 Technické parametry vysílače DCF77

Výkon:

- Výkon vysílače: 50kW
- Odhadovaný vyzářený výkon (ERP) asi: 30kW

Relativní odchylka frekvence nosné od nominální střední hodnoty za 1 den $< 1 \cdot 10^{-12}$, za 100 dní $< 2 \cdot 10^{-13}$, což odpovídá relativní odchylce přibližně 1s za 300 000 let.

K vysílání je použita 150m (v případě vysílání rezervní anténou je to 200m) vysoká vertikální všesměrová paprsková anténa s kapacitním nástavcem.

Volací značka je přenášena třikrát v hodině, vždy v 19., 39. a 59. minutě každé hodiny, tónovou modulací nosné 250Hz znaky Morseovy abecedy, bez přerušení vysílání časových značek [1].

2.4 Dosah vysílače DCF77

DCF77 signál vyzařovaný vysílací anténou dosahuje místa příjmu ve svou cestách. V první případě se šíří jako přízemní vlna podél zemského povrchu, ve druhém případě dosahuje místa příjmu jako ionosférická vlna po odrazu od ionosféry. V případě přímého šíření a jednoho odrazu na spodní straně ionosféry, je získán maximální dosah prostorové vlny DCF77, když opouští vysílací místo tangenciálně k zemskému povrchu, ale nahodile také v místě příjmu. Za těchto předpokladů je dosah přibližně 1900km ve dne a asi 2100km v noci. Místa příjmu DCF signálu ve větších vzdálenostech jsou dosažena jen vícenásobnými odrazy (např. dva odrazy v nejnižší vrstvě ionosféry, jeden odraz od zemského povrchu),

které jsou však asociovány s výrazným snížením intenzity pole. Mapa Evropy na *obrázku 1* zobrazuje oblast dosahu okruhu 2000km kolem Mainflingenu .



Obrázek 1: Dosah vysílače DCF77 [2]

Za tímto okruhem, byl spolehlivý příjem signálu ověřený pouze v několika individuálních případech:

- Danzig* (Gdansk, Polsko) 800 km
- Lodz* (Lodz, Polsko) 800 km
- Východní okraj Polska 1000 km
- Belgrade* (Jugoslávie) 1100 km
- Stockholm* (Švédsko) 1200 km
- Mallorca* (Španělsko) 1200 km
- Trondheim* (Norsko) 1400 km
- Teneriffa* (Španělsko) cca. 2500km, ovšem pouze v noci a s velmi dobrým přijímačem.
- Jedda, Riath* (Jemen) cca. 5500km, pouze v noci, 3 až 4 hodiny s rádio hodinami.

V souhrnu, následující výsledky vyplývají pro povrchovou a ionosférickou (prostorovou) vlnu:

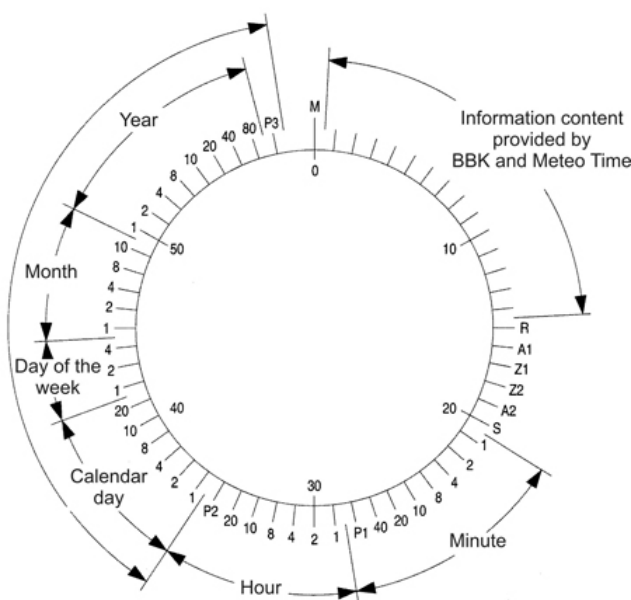
1. Velmi stabilní povrchová vlna má velký dosah. Až do několika stovek kilometrů je její přijímaná intenzita pole zřetelně větší než pro vlnu ionosférickou. Ve vzdálenostech pod 500km od vysílače může být očekávaná hodnota intenzity pole povrchové vlny přesahující 1mV/m.
2. V rozsahu vzdáleností mezi 600 a 1100km, mohou příležitostně být povrchová a ionosférická vlna stejné velikosti, což by mohlo vést k vzájemnému oslabení, kdy oba signály jsou fázově posunuty. Na druhou stranu, stejná fáze by mohla zapříčinit dočasné výrazné navýšení intenzity pole. Oba jevy jsou rovněž pozorovaná v Braunschweigu ($d=273\text{km}$). V této souvislosti je důležité vědět, že vzájemné ovlivňování mezi povrchovou a ionosférickou vlnou má pomalý průběh (trvajících čtvrt

hodiny a déle) a mezitím je takto dostatek času pro rádiově řízený hodinový impuls k tomu, aby byla přenesena časová informace DCF signálu.

3. Ve vzdálenostech vyšších než 1100km, se zlomek povrchové vlny neustále snižuje a převládá ionosférická vlna, jejíž šíření na velké vzdálenosti je zcela konstantní zvláště během dne. Ve vzdálenostech mezi 1100 a 2000km je intenzita ionosférické vlny několik stovek $\mu\text{V/m}$, očekávaná hodnota je asi 100 $\mu\text{V/m}$.

2.5 Časový kód vysílače DCF77

Během každé minuty jsou přenášena čísla minuty, hodiny, dne, dne v týdnu, měsíce a roku impulsovou modulací sekundových znaků v kódu BCD. Tento telegram platí vždy pro následující minutu. Přitom odpovídají sekundové znaky o délce 0,1s binární nule a o délce 0,2s binární jedničkou. Přiřazení jednotlivých sekundových znaků k přenášené časové informaci ukazuje kódovací schéma na *obrázku 2*. Tři kontrolní bity P1, P2 a P3 doplňují vždy předcházející informační slova (7 bitů pro minutu, 6 bitů pro hodiny a 22 bitů pro datum, včetně čísla dnu v týdnu) právě na sudý počet jedniček (sudá parita).



M	minutová značka (vždy 0b)
R	anténa: 0b - normální anténa, 1b - náhradní anténa
A1	Oznámení změny z SEČ na SELČ nebo naopak, 1 h před změnou (0b nic, 1b změna)
Z1, Z2	Časová zóna (rozdíl v hodinách oproti UTC, 00b = +0 h, 01b = +1 h = SEČ, 10b = +2 h = SELČ, 11b = +3 h)
A2	Oznámení přestupné sekundy 1 h před změnou (0b nic, 1b změna)
S	startovací bit kódované časové informace (vždy 1b)
P1-P3	kontrolní bity (sudá parita)

Tabulka 1: Význam symbolů ve schématu [1]

Obrázek 2: Kódové schéma [2]

Časové znaky Z1 a Z2 (č. 17 a 18) ukazují, na který časový systém se vztahuje vysílaná časová informace. Při vysílání SEČ jsou sekundové znaky Z1, Z2 = 01b, při vysílání SELČ jsou Z1, Z2 = 10b, ostatní kombinace 00b a 11b nejsou prozatím využívány.

Před přechodem z SEČ na SELČ, nebo naopak, se vysílá kromě toho vždy po celou jednu hodinu před změnou sekundový znak A1 (č. 16) = 1b. Toto prodloužení začíná při přechodu z SEČ na SELČ (z SELČ na SEČ) v 01:00:16 hodin SEČ (2:00:16 hodin SELČ) a končí v 01:59:16 hodin SEČ (02:59:16 hodin SELČ).

Sekundový znak A2 (č. 19) oznamuje vložení přestupné sekundy. Vysílá se rovněž po jednu hodinu před zavedením přestupné sekundy jako A2 = 1b. Přestupné sekundy se zavádí na světě ke stejnému časovému okamžiku do koordinované světové časové stupnice UTC, přednostně na konci poslední hodiny 31. prosince nebo 30. června. To znamená, že přestupné sekundy jsou v SRN vsunuty do zákonného času sekundu před 1 hodinou SEČ 1. ledna nebo před 2 hodinou SELČ 1. července. Při zavedení přestupné sekundy 1. ledna (1. července)

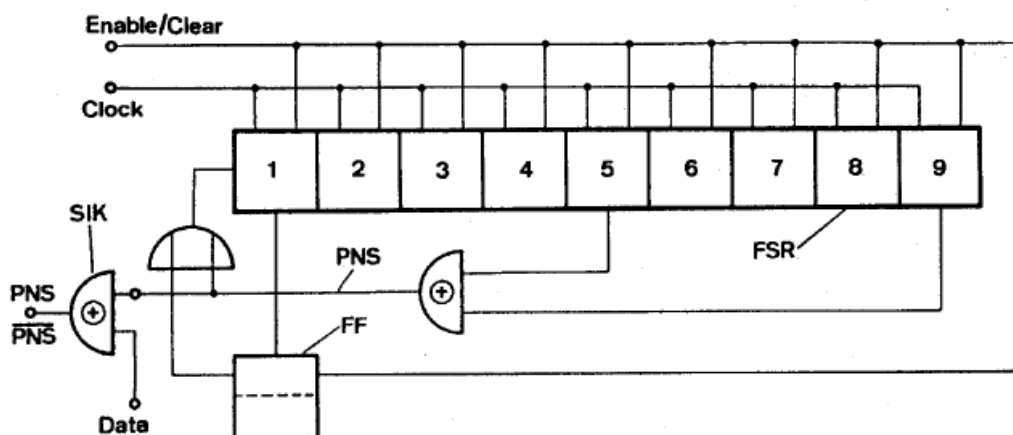
začíná signalizace sekundovým znakem A2 v 00:00:19 hodin SEČ (01:00:19 hodin SELČ) a končí v 00:59:19 hodin SEČ (01:59:19 hodin SELČ).

Při zavedení přestupné sekundy trvá příslušná minuta 61 sekund, značka před 01:00:00 hodin SEČ (02:00:00 hodin SELČ) (59. sekundový znak) vysílána snižená po 0,1 sekundu (0b) a příslušný znak vložené 60. sekundy je vynechán (minutová značka) [1].

2.6 Klíčování fáze DCF77 nosné pseudonáhodnou sekvencí

K amplitudové modulaci AM je DCF77 dodatečně klíčována od roku 1983 pseudonáhodným fázovým šumem. Toho je dosaženo tak, že je fáze nosné klíčována fázovým zdvihem $\pm 12\%$ pseudonáhodnou binární sekvencí, přičemž střední hodnota fáze nosné zůstane nezměněna.

Pseudonáhodná sekvence je generována devítibitovým posuvným registrem (viz. *obrázek 3*) jehož výstupy na 5. a 9. bitu jsou vedeny přes XOR hradlo na zpět na vstup posuvného registru. Pokaždé po uplynutí 0,2s nové sekundy je spuštěn posuvný registr ze stavu nula. Registr se zastaví po uplynutí úplného cyklu, což je přibližně 7ms před dalším sekundovým znakem. Registr je taktován frekvencí 645,8333333Hz což je 120. subharmonická nosné frekvence 77,5kHz. Doba celého cyklu posuvného registru je necelých 793ms. Každým cyklem šumu je přenesen 1 bit, přičemž invertované pseudonáhodné pořadí odpovídá datovému stavu log. 1. Fázovým šumem je přenášena, až na vynechaný 59. sekundový znak u AM (signalizující minutový znak), stejná binární informace jako u AM. Namísto vynechaného 59. sekundového znaku u AM se při kódování sekvencí inverzního klíčování (SIK) fáze nosné signalizuje minutová značka deseti invertovanými pseudonáhodnými sekvencemi v 0. až 9. sekundě nové minuty.

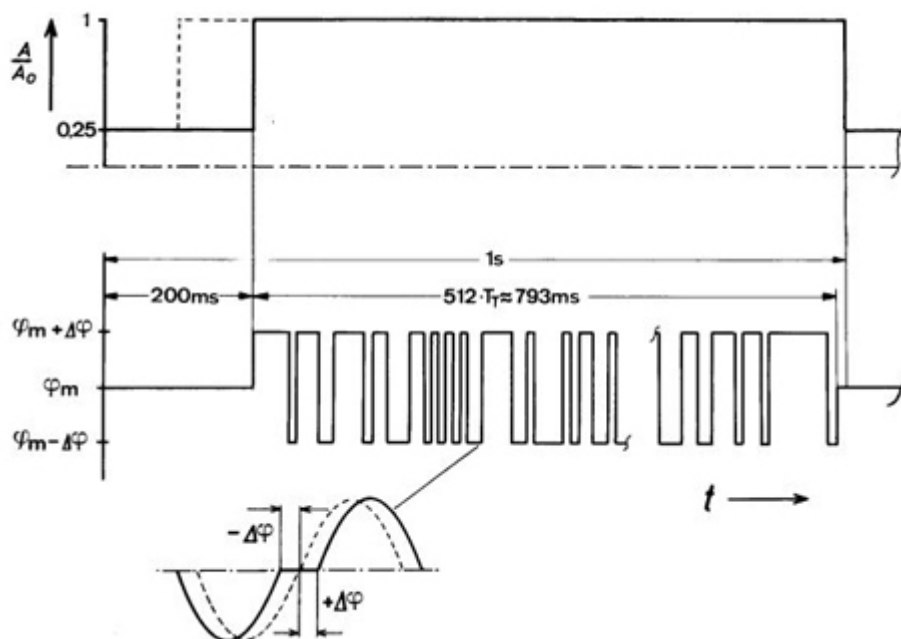


Obrázek 3: Devítibitový posuvný registr (FSR) pro generování pseudonáhodné sekvence (PNS). Klopný obvod (FF) převádí posuvný registr (FSR) ze stálého nulového stavu. Kódování sekvencí inverzním klíčováním (SIK) pro modulaci dat [3]

Pro ilustraci popisovaných vztahů, je na *obrázku 4* vyznačena amplitudová a fázová odezva

po dobu trvání 1s pro nulový stav. Stavů nízké úrovně (L) na výstupu sčítače dat byla přiřazena fáze $\phi_m + \Delta\phi$ a stavu vysoké úrovně (H) byla přiřazena fáze $\phi_m + \Delta\phi$. Změny fázové modulace a amplitudy v řídicím signálu, na začátku a konci časových značek, probíhají v kladné nule přechody nosné v definovaných časech. Tím je zajištěno, že nosná, amplitudově modulovaný signál a šumové cykly jsou fázově synchronizovány. Na konci příjmu tyto náhlé

změny nejsou jakkoliv rozeznatelné, jelikož fáze a amplituda jsou tvořeny pouze významnými časovými konstantami.

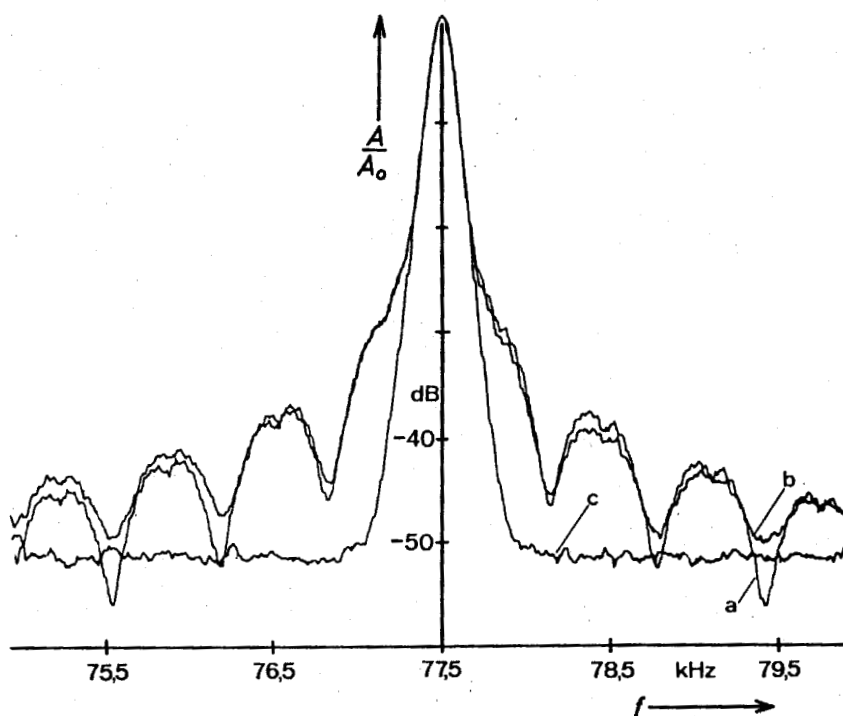


Obrázek 4: Vývoj amplitudy a fáze signálu DCF77 během 1s [3]

Na přijímací straně se dá použitá pseudonáhodná sekvence reprodukovat jako hledající signál křížově korelovaný s přijímaným fázovým šumem. Křížová korelace ve spojení s pseudonáhodným fázovým šumem dovoluje přesné určení pozice časové značky v přijímaném signálu. Díky použití pseudonáhodného fázového šumu není rušen příjem amplitudově modulovaných časových signálů a také nejsou ovlivněny vlastnosti DCF77 jako vysílače normálové frekvence. Zavedením kódování časové informace SIK fáze nosné je umožněn příjem časové informace tímto druhem provozu ve větších vzdálenostech od vysílače při horším poměru signál / šum a větší odolnost proti rušení, než tomu bylo při příjmu informace kódované poklesem amplitudy [3].

2.7 Frekvenční spektrum signálu DCF77

Obálka spektrální hustoty signálu DCF77 sleduje ve frekvenčním pásmu distribuci $(\sin x) / x$ s minimem na násobcích hodinové frekvence f_T . Obálka je naplněna spektrálními čarami, jejichž frekvenční rozestup je roven f_T / N . Amplitudy dílčích čar jsou závislé na $\sin \Delta\varphi$, zatímco pro amplitudu nosné je to funkce $\cos \Delta\varphi$. Obrázek 5 zobrazuje změřené frekvenční spektrum DCF pseudonáhodného kódu. V důsledku rozlišovací schopnosti šířky pásma spektrálního analyzátoru degenerují spektrální čáry do souvislé spektrální hustoty obálky [3].

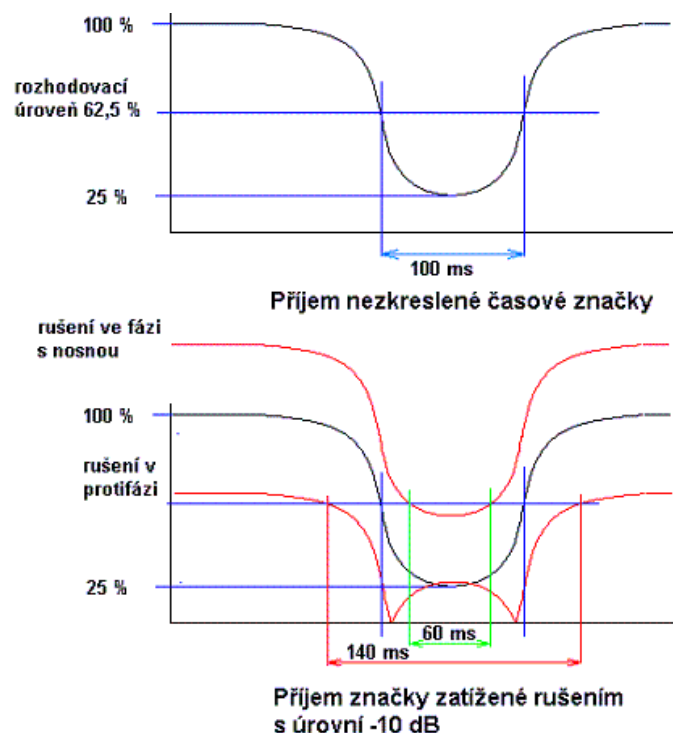


Obrázek 5: Spektrum signálu DCF77 měřeným rozlišovací schopností šířky pásma 100Hz v místě vysílání: a) řídicí signál
b) vyzařovaný signál
c) nosná bez modulace

2.8 Detekce signálu a poměr S/N

Při detekci amplitudově modulovaného signálu nastává vlivem rušení posuv rozhodovací úrovně detektoru v závislosti na tom, zda je rušivý signál ve fázi, nebo v protifázi s nosnou přijímaného signálu (viz. obrázek 6). Maximální úroveň rušivého signálu, kdy ještě bude značka přečtena, je teoreticky polovina rozdílu mezi úrovní jedničky a nuly, tedy 37,5 % úrovně nosné. Prakticky při tom již dochází na výstupu detektoru k neúnosné změně délky značky. Předpokládejme u přijímače s filtrem vyššího řádu, že se tvar 100ms značky za filtrem bude podobat části sinusovky s kmitočtem 5Hz, a že pro správné vyhodnocení může být délka značky v rozmezí 60 až 140ms. V tom případě je maximální úroveň rušivého signálu pro zachování čitelnosti jen 30%, tedy cca 10dB.

Pokud záleží více na parametrech než na ceně přijímače, je výhodné použít přijímač se synchronním detektorem. Zatímco na běžném diodovém detektoru se sečtou všechna napětí, synchrodetektor potlačí složky kolmé na fázi nosné přijímaného signálu. Tím klesne šumový výkon na polovinu a citlivost přijímače vzroste až o 3dB. Další výhodou synchrodetektoru je, že na jeho výstupu jsou pouze produkty směřovány a rušivý signál s rozdílným kmitočtem se již neprojeví stejným posuvem napětí, ale pouze rozdílovým kmitočtem. Dolní propust zařazená na výstup synchrodetektoru má stejný efekt, jako zvyšování počtu rezonátorů před detektorem.



Obrázek 6: Detekce signálu [11]

Na parametry přijímače má zásadní vliv jeho anténa. Prakticky u všech vyráběných přijímačů je použita feritová anténa. Její zisk je závislý na rozměrech, permeabilitě materiálu a také na rozložení vinutí vzhledem k délce feritové antény. Kvalitní feritová anténa délky 150mm z materiálu s vysokou permeabilitou (drážkovaná) a s rovnoměrně rozloženým vinutím po celé délce má zisk 85 až 90dB. Krátké feritové antény, používané v malých DCF modulech, mají zisk podstatně nižší. Tato hodnota by se na první pohled mohla zdát velmi špatná. Na kmitočtu 77,5kHz však nad tepelným šumem převládá atmosférický šum, jehož hodnota je až 90dB. Při použití lepší feritové antény se s přijímaným atmosférickým šumem dostaneme nad úroveň šumu vstupu přijímače a další zvyšování zisku antény už nemá význam. To však platí jen pro otevřený prostor. Uvnitř budov je zeslaben jak užitečný signál, tak i atmosférický šum a kvalitnější anténa se využije. V budovách ale obvykle vzniká rušení, které se šíří především po elektroinstalaci, takže citlivý přijímač je potom zbytečný [4].

2.9 Dekódování signálu

Existuje celá řada možností, jak signál z přijímače dekodovat. Nejjednodušší programy uváděné v příručkách o programování jednočipových mikroprocesorů čekají na náběžnou hranu značky, změří její délku a po jejím skončení a odčasování pauzy 0,8s čekají na další značku. Pokud je značka v rozmezí 60 až 140ms, bere se jako 0 a při délce 160 až 240ms je to 1. Zásadní nevýhodou takového programu je závislost posunu dekodovaného času na chybě při vyhodnocení náběžné hrany té značky, po které se přepisuje autonomní čas dekodovaným časem z přijímače. Mnohem lepší výsledky dává dekodér, který průměruje náběžné hrany sekundových značek pomocí PLL. Mimo podstatně přesnější synchronizace času se zmenší rozptyl délek vyhodnocovaných časových značek na polovinu (vadí jen rozptyl sestupné hrany, náběžná je definována přesně) a přijímač je odolnější proti rušení. Jako jednu z kontrol platného signálu lze využít i test, zda náběžná hrana přišla v požadované toleranci.

Vyhodnocení pokračuje dekodováním jednotlivých časových údajů. V signálu je vysílána parita (jednobitový kontrolní součet) pro minutu, hodinu a datum. Pomocí parity je možné detekovat všechny jednoduché chyby a polovinu vícenásobných chyb. Pro další kontrolu lze využít kontrolu definičního oboru čísla. Vysílaná čísla jsou dekadická a nesmí být překročena jejich maximální velikost. Touto kontrolou lze dále snížit počet nedetekovaných chyb přibližně na polovinu. Některé dekodéry také na základě kontroly minimální a maximální délky značky vyřazují nevyhovující data jako neplatná dříve, než se začnou provádět další kontroly.

Největšího zabezpečení časové informace lze dosáhnout porovnáváním několika následujících časových informací. Už při třech čteních je možné získat věrohodnou časovou informaci. Je také výhodné při inicializaci počet ověřování snížit. Počet ověřování se volí podle požadovaného stupně zabezpečení dat a též s ohledem na sílu ostatních kontrol použitých při dekodování.

Vyhodnocovat celý časový kód najednou je jednodušší, ale z hlediska spolehlivosti nevýhodné. Při jedné chybě během minuty jsou všechna čtená data označena za neplatná, zatímco při čtení rozděleném na minuty, hodiny a datum jsou dílčí datové bloky podstatně kratší a tím i odolnější proti chybám. Při skládání časové informace je možné použít části zachycené v různých minutách [4].

2.10 Směrování antény přijímačů DCF

Přijímače DCF prakticky ve většině případech používají feritovou anténu, která je pro dlouhovlnné pásmo optimální. Anténa je citlivá na magnetickou složku signálu a oproti drátovým anténám, které jsou citlivé na elektrickou složku, mají navíc tyto odlišnosti:

- nezáleží na výšce antény nad zemí
- směrová charakteristika feritové antény je osmičková

Feritová anténa pracuje stejně dobře i přímo na zemi a její činnosti nevádí ani silné zdi budov. Je proto zbytečné dávat ji na vyvýšené místo, nebo ven mimo budovu. Takové umístění by jen zvýšilo pravděpodobnost poškození přijímače při bouřce. Signál zeslabují jen železobetonové stavby, ale i tam je provoz přijímače možný.

Směrová charakteristika feritové antény má dvě široká maxima otočená o 180 stupňů a kolmo na ně dvě ostrá minima. Když signál přichází ze západu, má mít feritová anténa směr sever-jih. Pokud se směr antény liší až o 45 stupňů, nemá to na kvalitu příjmu vliv.

Často však vznikají problémy s rušením signálu. Pokud rušení přichází jen z jednoho směru a rozdíl od směru užitečného signálu je alespoň 30 stupňů, je výhodné anténu směřovat ne na maximum signálu, ale na minimum rušení. Pokud se rušení šíří železobetonovou konstrukcí budovy a přichází ze všech stran, nedá se směrováním antény odstranit. V takovém případě je nutné pro přijímač hledat jiné místo, obvykle na okně.

Mezi nejčastější zdroje rušení patří televizory. Snímkový kmitočet 50Hz má široké spektrum harmonických a 1550. harmonická leží přímo na přijímaném kmitočtu. Pátá harmonická řádkového kmitočtu je sice podstatně silnější, ale je od přijímaného kmitočtu vzdálena o 625Hz, což kvalitní přijímač DCF odfiltruje. Počítačové monitory jsou mnohem lépe stíněny a používají jiný snímkový kmitočet, proto ruší podstatně méně. Dále ruší např. spínané zdroje používané v počítačích, faxech atd. Tyto zdroje obvykle zaruší pouze okruh cca do 1 až 2m. Rušení je jednak přímo vyzařované do okolí, jednak se šíří po elektroinstalaci. Tak může znemožnit příjem až do vzdálenosti desítek metrů.

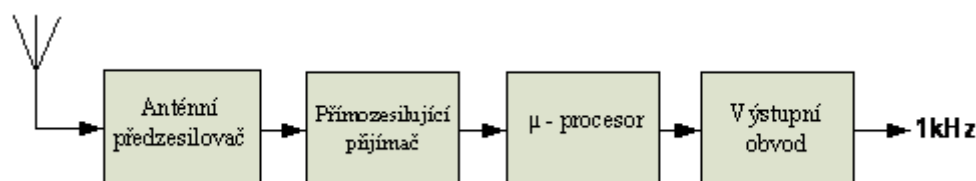
Pokud se k přijímači použije navíc externí anténa, vytváří na feritové anténě přijímače cca 20x větší signál, než je signál přijímaný přímo. Proto záleží především na umístění externí antény a přijímač může být umístěn i v prostředí s vyšší úrovní rušení [4].

2.11 Budoucnost vysílače DCF77

Protože je tento vysílač téměř jediným a nejpoužívanějším zařízením svého druhu v Evropě, jsou si provozovatelé PTB a Spolková pošta Telekom vědomi odpovědnosti za rozsáhlou síť časoměrných zařízení rozšířených i mimo SRN závislých na jejich vysílání. Vzhledem k tomu, že je dlouhodobé vysílání technickou nenáročností přijímacího zařízení na straně uživatele jedním z nejvýhodnějších způsobů sdělování přesného času, podnikají obě instituce kroky k neustálému zdokonalování technického vybavení stanice DCF77 a k zajištění jejího fungování i v budoucnosti.

3 Realizace zařízení

3.1 Blokové schéma kompletního zařízení:



Obrázek 7: Blokové schéma celého zařízení

3.2 Anténní předzesilovač

Schéma předzesilovače je uvedeno na obrázku 8. Signál vysílače DCF77 je přijímán feritovou anténou L1, kterou tvoří feritová tyč o průměru 8mm, délky 60mm a na ni je navinuta cívka se 132 závity z měděného drátu o průměru 0,2mm. Konkrétní anténa byla převzata ze zakoupené stavebnice pro vlastní konstrukce hodin, kalendářů apod. Anténa spolu s kondenzátorem C2 a C3 tvoří paralelní rezonanční obvod laděný na vstupní rezonanční kmitočet 77,5kHz. Ten jsem ladil pomocí signálního generátoru, na jehož výstupu byla připojena vysílací anténa s kmitočtem 77,5kHz a minimální amplitudou. Na výstupu rezonančního obvodu jsem osciloskopem pozoroval přijímaný signál a doladil jej tak, aby jeho amplituda na výstupu byla co největší.

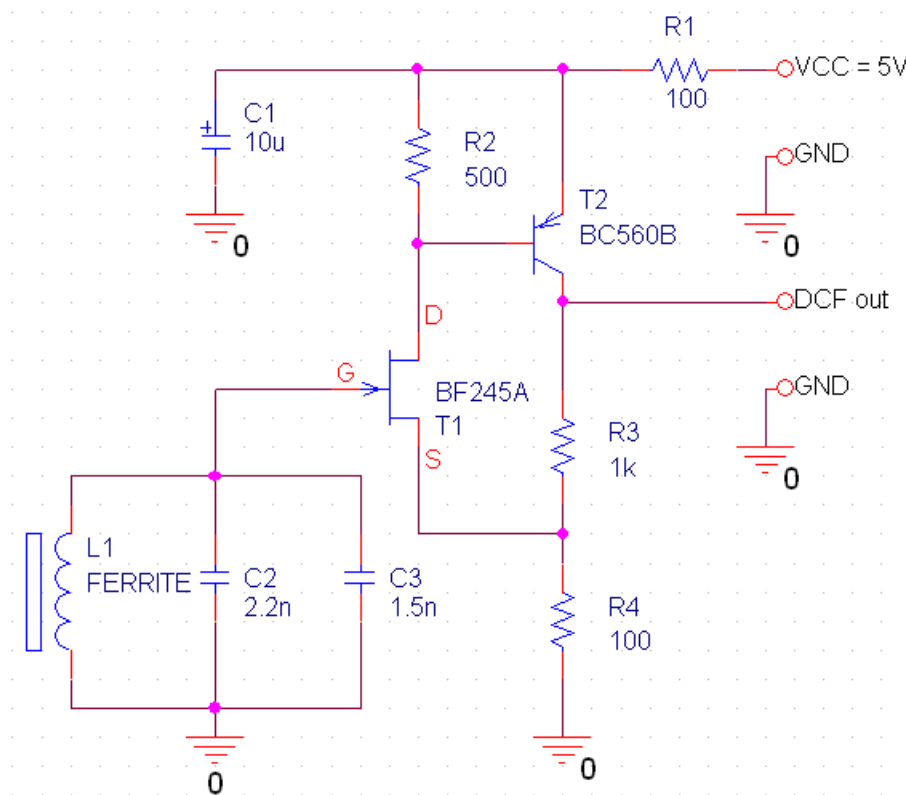
Na místě kondenzátoru C3 jsem nejprve použil kapacitní trimr pro co nejjednodušší naladění optimálního rezonančního kmitočtu. Po odměření hodnoty trimru jsem jej, z důvodu obecně nízké kvality a stability kapacitních trimrů, nahradil standardním kapacitorem, jehož hodnota se nejvíce blížila zjištěné. Kondenzátor C2 je zde použit fóliový (svítkový). Tyto kondenzátory jsou teplotně stabilní s nízkými ztrátami, a proto se hodí i do rezonančních obvodů. Jejich parazitní indukčnost ale omezuje použití na kmitočtový rozsah maximálně jednotek MHz, avšak pro potřeby DCF příjmu je vhodný.

Po přijetí LC obvodem je signál dále zesílen tranzistorem JFET typu BF245A. Tento tranzistor představuje 1. stupeň anténního předzesilovače s vysokým vstupním odporem a impedancí, díky které prakticky nezatěžuje laděný obvod antény a zajišťuje maximální výkonový přenos.

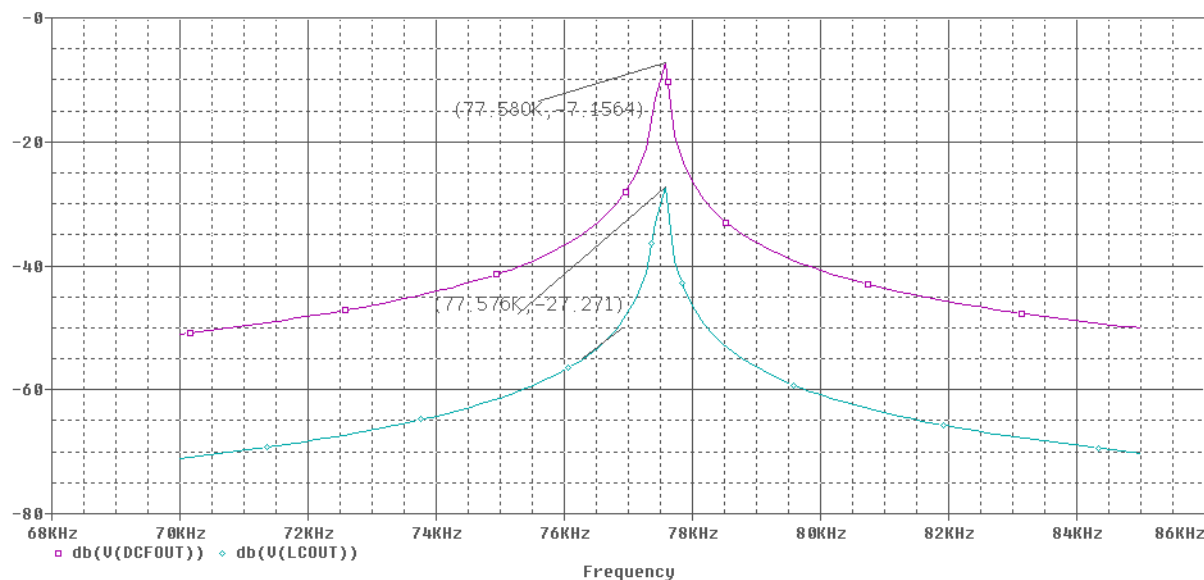
Druhý stupeň zesilovače je realizován tranzistorem PNP BC560B. Oba stupně jsou ve vzájemné zpětné vazbě, stejnosměrně vázané, se společným emitorem.

Celkový zisk udává odporový dělič realizovaný rezistory R3 a R4 a zároveň nastavuje pracovní bod tranzistoru T1. Optimální pracovní bod tranzistoru T2 jsem nastavoval nejprve odporovým trimrem na místě R2 a poté jej nahradil klasickým rezistorem s hodnotou blízkou se změřené hodnotě trimru. Napájení předzesilovače napětím $V_{cc} = 5V$ je filtrováno RC článkem R1 a C1 (tantalový kondenzátor).

Předzesilovač na svém výstupu poskytuje optimálně zesílený, minimálně zkreslený signál. Při zachovaném poměru signálu k šumu jsem dosáhl celkového zisku 15dB s hodnotami rezistorů děliče: $R3 = 1k\Omega$ a $R4 = 100\Omega$. Rezistor v bázi tranzistoru T2, po doladění pracovního bodu, měl hodnotu $R2 = 500\Omega$.



Obrázek 8.: Zapojení anténního předzesilovače



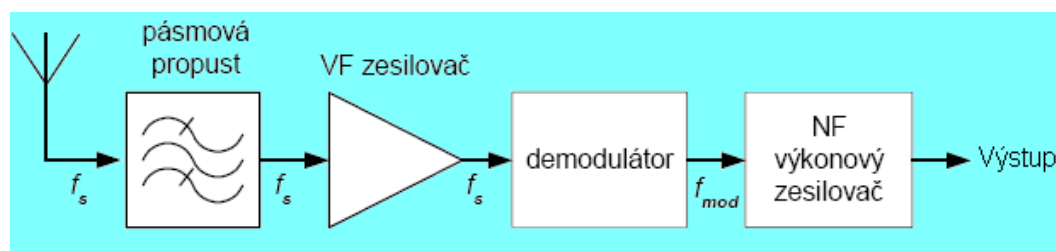
Obrázek 9: Simulace anténního předzesilovače v programu PSpice; spektrum signálu při příjmu na rezonančním obvodu (zelený průběh) a spektrum po zesílení (červeně)

3.3 Přímозesilující přijímač

3.3.1 Přijímače s analogovým zpracováním signálů

Řadí se zde především přijímače určené pro příjem a zpracování analogově modulovaných signálů tj. modulovaných amplitudově (AM), kmitočtově (FM) a fázově (PM). S minimálními úpravami je možné použít i pro některé základní číslicové modulační metody jako například FSK (Frequency Shift Keying), ASK (Amplitude Shift Keying) apod. V našem případě jde o příjem amplitudově modulovaného signálu, který je navíc klíčovaný pseudonáhodným šumem PSK (Phase Shift Keying).

Přijímače s přímým zesílením



Obrázek 10: Blokové schéma přímозesilujícího přijímače [5]

Společným znakem veškerých variant přijímačů s přímým zesílením je, že se v nich signál zpracovává od anténních svorek až po vstup demodulátoru na stejném kmitočtu, na kterém byl signál vyslán vysílačem. Mezi jejich výhody patří obvodová jednoduchost, možnost plynulého překrytí požadovaného pásma kmitočtů bez jakýchkoliv mezer a slušná citlivost (u variant se zavedenou zpětnou vazbou). Nevýhodou je měnící se šířka přenášeného pásma a citlivost při přeladování přijímače. To je dáno tím, že pro daný činitel jakosti (Q) kmitavého okruhu, který zabezpečuje selektivitu přijímače, je šířka pásma B_0 přímo úměrná kmitočtu f_0 dle vztahu:

$$B_0 = \frac{f_0}{Q}, \quad [5]$$

a při přeladování přijímače se tedy bude měnit. Zátěží vysokofrekvenčních zesilovačů přijímače je kmitavý okruh (nebo kmitavé okruhy u vícestupňových zesilovačů). Dynamický odpor kmitavého okruhu je dán součinem $R_d = \omega_0 LQ$ a je tedy také přímo úměrný pracovnímu kmitočtu ω_0 . Zesílení vysokofrekvenčního zesilovače je dáno přibližně součinem s dynamického odporu zátěže a strmosti převodní charakteristiky použitého aktivního prvku. Spolu s kmitočtem se tedy bude měnit i zesílení zesilovače a tím i jeho citlivost. Tyto vlastnosti jsou spolu s náchylností vícestupňových přijímačů k nestabilitě největšími nedostatky přijímačů s přímým zesílením. Některé zmíněné vlastnosti lze částečně eliminovat použitím regulovatelné zpětné vazby, roste však složitost ovládání a zhoršuje se i dlouhodobá stabilita. Výhody tohoto typu přijímače se projevují pouze v případě, že je přijímač naladěn na jediný kmitočet, kterým je právě navrhovaný přijímač DCF signálu.

3.3.2 Popis integrovaného obvodu A244D

A244D je přímý použitý obvod TCA440, který se již nevyrábí. Jedná se o 16ti pinový integrovaný obvod určený pro přijímače AM signálů do frekvence 30MHz. Ve své struktuře obvod sdružuje funkci řízeného vf předzesilovače, směšovače, oscilátoru, dále pak

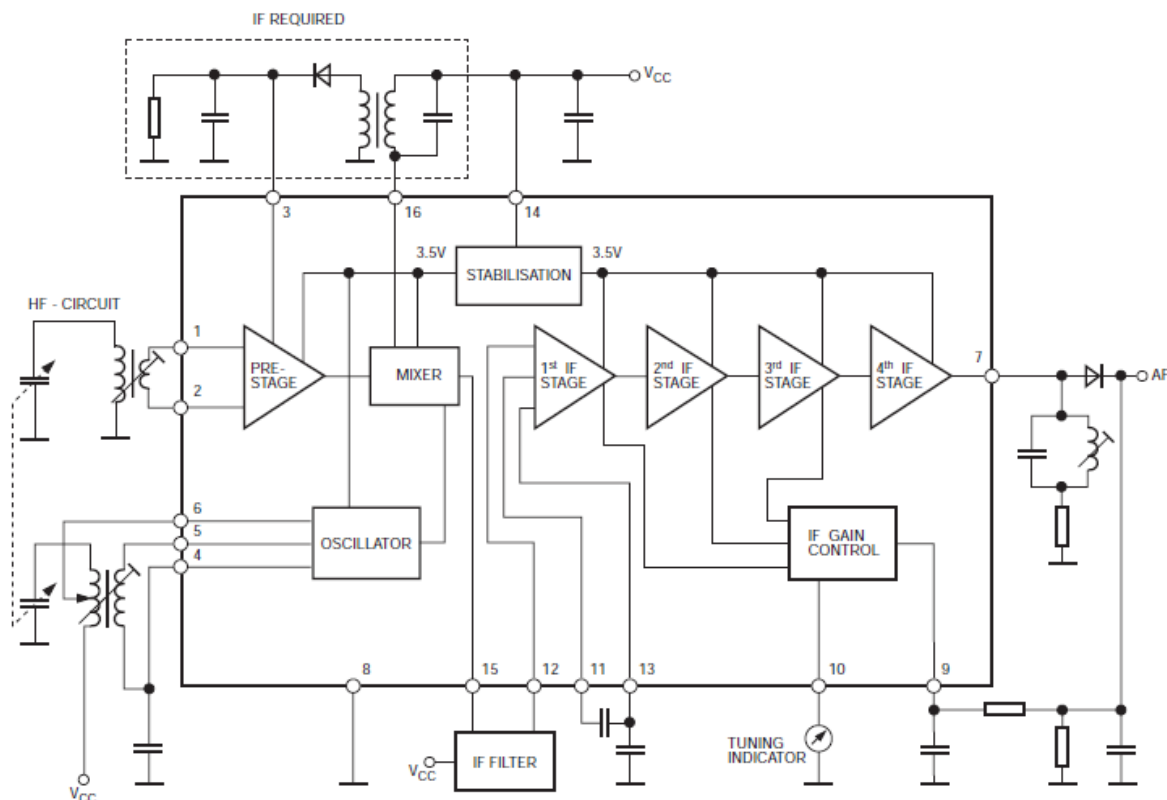
čtyřstupňový mf zesilovač, dva nezávislé regulační obvody (jeden pro vf, druhý pro mf část) a vnitřní stabilizační obvod umožňující používat napájecí napětí v rozsahu 4,5 - 15V.

Vysokofrekvenční vstupní signál prochází přes regulovatelný a přebuzený vstupní vf zesilovací člen do symetrického směšovače. Prostřednictvím vysokofrekvenčního signálu generovaného odděleným oscilátorem je vstupní signál vyslán do mf zesilovače. Multiplikativní směšování obsahuje pouze několik harmonických složek. Regulace zesílení je uskutečněna prostřednictvím dvou nezávislých zpětnovazebních regulačních obvodů: pro vf část a druhá pro mf. Těmito body je získávána dynamika kolem 100dB. Řídící napětí z mf zesilovače může být užíváno pro měřicí přístroj s otočnou cívku (indikátor intenzity pole). Mezifrekvenční zesilovač se sestává ze 4 zesilovacích stupňů. První, druhý a třetí mohou být řízeny. Šířka pásma mezifrekvenčního zesilovače je přibližně 2MHz a z toho důvodu postačuje pro obvyklé mf kmitočty v AM pásmu kolem 460kHz.

Symetrické uspořádání celého schématu zaručuje správné oscilování (kmitání). Můstkové zapojení směšovače zabraňuje náhlému selhání.

1. Vf předzesilovač, vstup 1	9. Vstup řízeného mf zesilovače
2. Vf předzesilovač, vstup 2	10. Indikovaný výstup řízeného mf zesilovače
3. Vstup řízení vf předzesilovače	11. Blokování mf
4. Obvod oscilátoru pin 1	12. Vstup mf zesilovače
5. Obvod oscilátoru pin 2	13. Blokování mf
6. Obvod oscilátoru pin 3	14. Napájecí napětí (stabilizační)
7. Mf výstup	15. Výstup směšovače
8. GND	16. Výstup směšovače 2

Tabulka 2: Význam jednotlivých pinů obvodu A244D

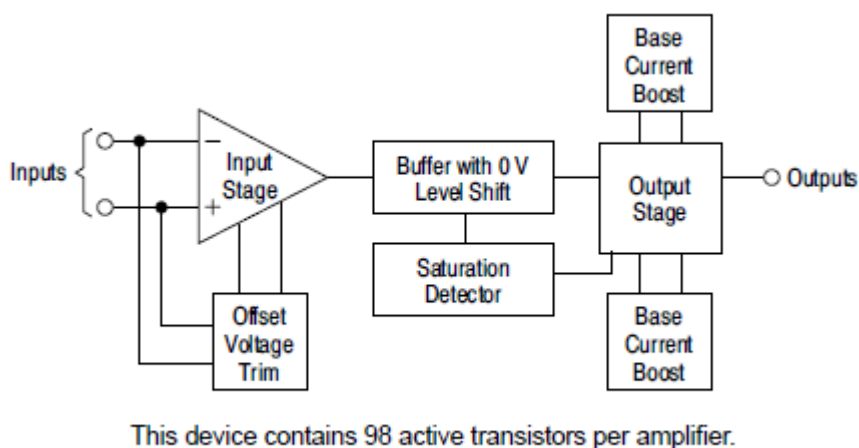


Obrázek 11: Blokové schéma integrovaného obvodu A244D (TCA440) [6]

3.3.3 Popis operačního zesilovače MC33502P

- zjednodušené blokové schéma MC33502P je uvedeno na *obrázku 12*.

Osmi-pinový operační zesilovač s nízkým napájecím napětím: 1 - 7V (proti zemi). Zesilovač je schopný plnit všechny funkce v plném rozsahu od 1V. OZ je typu rail-to-rail, to znamená, že výstupní i vstupní napětí může být téměř rovno napětí napájecímu (běžné OZ mají rozkmit na výstupu omezen do cca 0,8-1,4V od napájení). Můžeme tak využít maximum poskytnuté napájení. To je dáno díky použité technologii SMARTMOS. Šířka pásma je 5MHz a rychlost přeběhu 3,0V/us, která byla dosažena využitím rychlých tranzistorů DNMOS a vertikálních PNP tranzistorů.



Obrázek 12: Zjednodušené blokové schéma operačního zesilovače MC33502 [7]

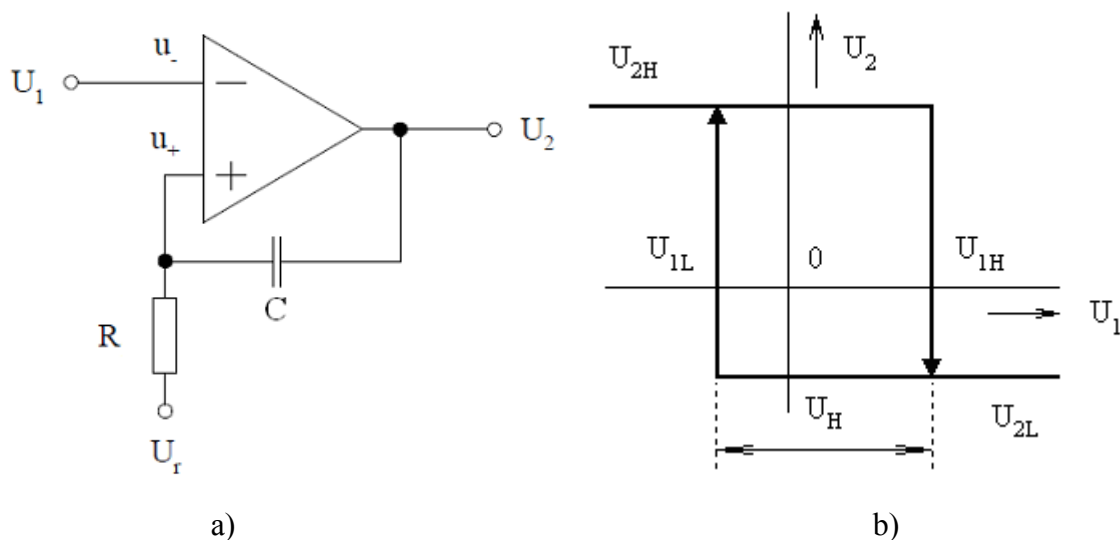
1. Výstup 1	5. Vstup 2 (není využit)
2. Vstup 1	6. Výstup 2 (není využit)
3. Vstup 1	7. Výstup 2 (není využit)
4. V_{EE}	8. V_{CC}

Tabulka 3: Význam jednotlivých pinů operačního zesilovače MC33502P

V našem případě je operační zesilovač MC33502P zapojen jako invertující komparátor (základní model uveden na *obrázku 13a*). Kladná zpětná vazba, realizovaná napětěovým děličem v podobě kondenzátoru a rezistoru, zavádí hysterezi, která potlačuje nežádoucí citlivosti na šum kolem rozhodovací (překlápěcí) úrovně, a také urychluje překlápění výstupu komparátoru.

Přivedeme-li na komparátor dostatečně velké záporné napětí U_1 , bude $U_2 = U_{2H}$. Na neinvertujícím vstupu (+) bude tedy napětí u_+ určené s využitím principu superpozice při působícím napětí U_{2H} a U_r . Při zvyšování vstupního napětí U_1 se výstupní napětí U_2 nemění až do okamžiku, kdy diferenční napětí na komparátoru dosáhne nulové hodnoty ($U_d = U_1 - U_{1H} = 0$ tj. $U_1 = U_{1H}$). V tom okamžiku klesne výstupní napětí a $U_d < 0$. Vlivem kladné zpětné vazby přejde výstupní napětí velmi rychle z hodnoty U_{2H} na hodnotu U_{2L} . Napětí na neinvertujícím vstupu u_+ má nyní hodnotu určenou opět pomocí principu superpozice při působícím napětí U_{2L} a U_r přičemž $U_d \ll 0$, takže tento stav je stabilní. Další změna výstupního napětí nastane opět teprve tehdy, když diferenční napětí $U_d = 0$, t.j., když U_1 klesne na hodnotu U_{1L} . Převodní charakteristika invertujícího komparátoru je na *obrázku 13b*.

Přivedeme-li na vstup komparátoru harmonický signál, jehož rozkmit je větší než hystereze, je na výstupu periodický obdélníkový signál, jehož opakovací kmitočet je shodný s kmitočtem vstupního budicího signálu.



Obrázek 13: a) Zapojení invertujícího komparátoru, b) Převodní charakteristika invertujícího komparátoru

3.3.4 Popis přijímače DCF77

3.3.4.1 Popis schématu přijímače

- zapojení přijímače viz. *obrázek 14*.

Vstupní napětí $V_{cc} = 5V$ přivedeno na vstup kladného stabilizátoru napětí 7805, jehož zapojení je odvozeno z katalogového listu [9]. Za usměrňovačem je napětí rozvedeno na komparátor, odporový dělič a na piny 6 a 4 obvodu TCA440, které představují napájení vnitřního oscilátoru, resp. napájení integrovaného obvodu. Kondenzátory C3 a C4 před oběma vstupy potlačují vf rušení.

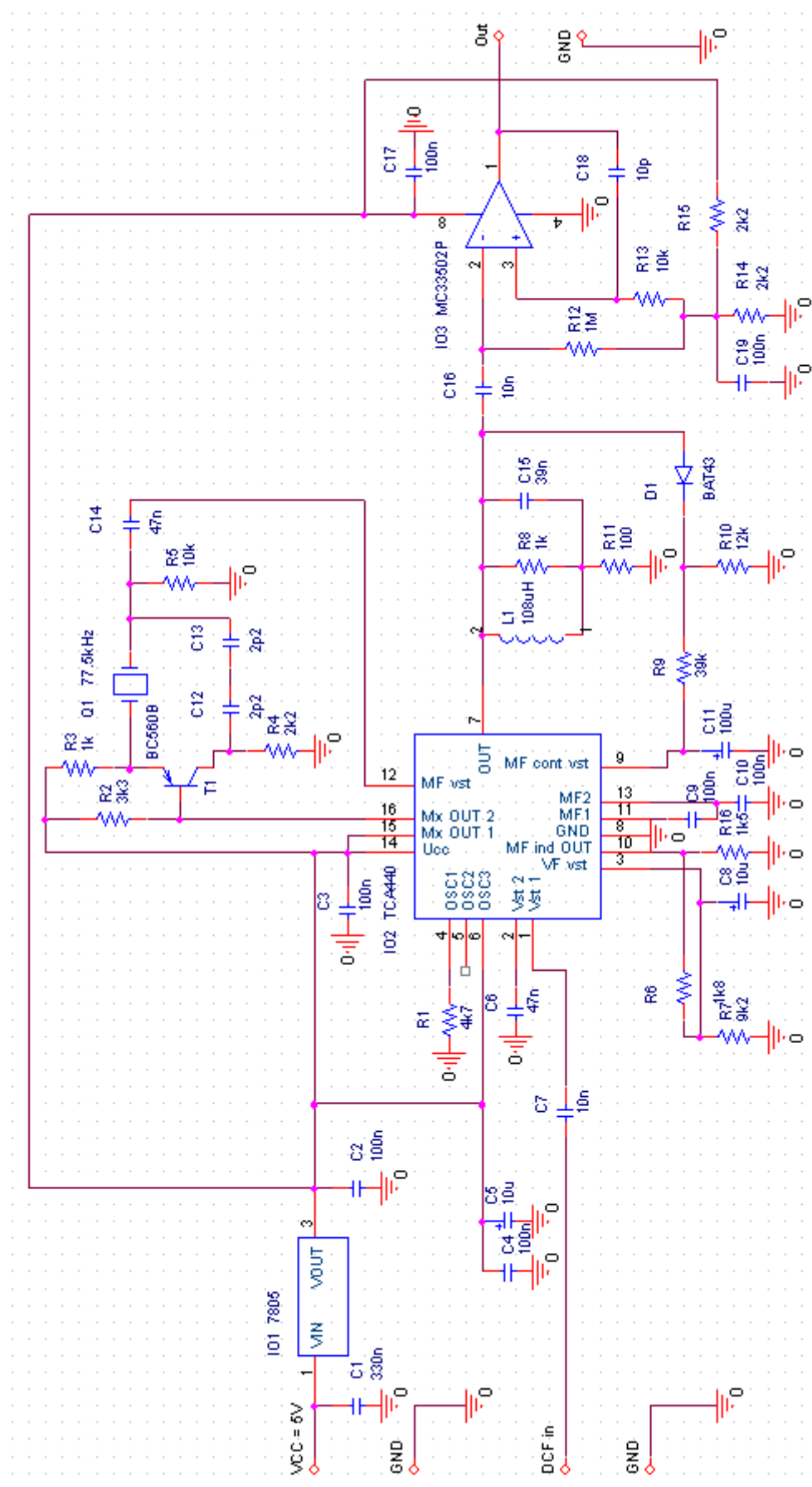
Signál z anténního předzesilovače je přiveden přes vazební kondenzátor C7 na pin 1 integrovaného obvodu IO2 (TCA440), který představuje vstup vf předzesilovače, kde je dále zpracováván. Dle údajů z datasheetu má předzesilovač v TCA440 při napájecím napětí 5V rozsah řízení zisku cca 40dB.

Výstup směšovače IO2 (pin16) budí krystalový filtr přes tranzistor T1 v zapojení se společným kolektorem (emitorový sledovač), který tvoří zdroj s malou impedancí pro krystal zapojený jako filtr soustředěné selektivity, který má charakter úzké pásmové propusti na kmitočtu 77,5kHz. Vlastnosti filtru jsem rozebral v následující kapitole. Dále signál postupuje přes vazební kondenzátor C14 na vstup 12 TCA440, který představuje, podle vnitřního zapojení integrovaného obvodu, 1. stupeň mf zesilovače. Signál v IO2 projde přes další tři stupně mf zesilovače a postupuje na výstup (pin 7). První tři mezifrekvenční stupně mají zapojeno automatické řízení zisku na vývodu č. 9. IO2 má na pinu 10 vývod pro případný indikátor síly signálu, proto musí být zatížen rezistorem R16, který jej nahrazuje. Z tohoto výstupu je navíc odebíráno, přes dělič realizovaný rezistory R6, R7 a filtrační C8, napětí pro řízení vf zesilovače na vstupu 3. Obvod směšovače v IO2 není v tomto zapojení využitý. Dle údajů z datasheetu má předzesilovač v TCA440 při napájecím napětí $U_{CC} = 5V$ rozsah řízení zisku cca 40dB.

Na výstupu TCA440 (pin 7) se zesílený signál odfiltruje pásmovou propustí, naladěnou na rezonanční kmitočet přijímaného signálu 77,5kHz, od případných rušení. Tento filtr jsem popsal ve druhé následující kapitole.

Proti přehlčení operačního zesilovače (IO3) je zde ještě zaveden diodový detektor s Shottkyho diodou D1 a filtračním RC článkem v podobě rezistoru R9 a C11. Rezistor R10 prodlužuje časovou konstantu špičkového detektoru při vybíjení.

Na invertující vstup (pin 2) operačního zesilovače MC33502P, zapojeného jako invertující komparátor (jehož funkce je blíže popsána v kapitole 3.3.3.), přichází přes vazební kondenzátor C16 odfiltrovaný signál, který komparátor zpracuje na požadovaný obdélníkový. Z výstupu (pin 1) operačního zesilovače na neinvertující vstup (pin 3), je napětíovým děličem v zapojení kondenzátoru C18 a rezistoru R13, realizovaná kladná zpětná vazba, která do průběhu výstupního obdélníkového signálu zavádí hysterezi. Komparační úroveň IO3 je dána odporovým děličem v podobě rezistorů R14 a R15, která podle hodnot rezistorů nastavena na polovinu napájecího napětí. Pro potlačení vf rušení je zde zapojen kondenzátor C19. Napájení operačního zesilovače $V_{cc} = 5V$ je přivedeno na pin 8, zem pak představuje pin 4, výstup obdélníkového signálu je na pinu 1, zbylé vývody nejsou využity.



Obrázek 14: Schéma zapojení přijímače

3.3.4.2 Krystalový filtr

Základním prvkem piezokrystalového filtru je piezokrystalový rezonátor, běžně nazývaný krystal. Je vyroben vhodným výbrusem (v přesně stanovených řezech) z monokrystalu křemene, např. ve tvaru hranolu nebo destičky, kam jsou na protilehlé stěny napařeny kovové elektrody. Využívá piezokrystalového jevu, při kterém v důsledku mechanického namáhání vhodného materiálu vzniká na jeho stěnách elektrické napětí a naopak, přiložením napětí na takový materiál dochází k jeho mechanické deformaci. Je-li tedy na výbrus z vhodného materiálu přivedeno vysokofrekvenční napětí, jsou v celém jeho objemu vybudeny mechanické kmity a krystal se navenek jeví jako selektivní obvod s vysokým činitelem jakosti. Schématická značka krystalu a jeho ekvivalentní obvodový model jsou na obrázku 14. Prvky L_{K1} , R_{K1} , C_{K1} , tvořící sériový rezonanční obvod, jsou dány mechanickými vlastnostmi krystalu a určují jeho základní rezonanční kmitočet. Další sériové rezonanční obvody určují vyšší rezonanční kmitočty (módy nebo harmonické) krystalu. Kapacita C_P reprezentuje především kapacity elektrod v držáku krystalu. Pro rezonanční kmitočty při sériové a paralelní rezonanci platí vztahy:

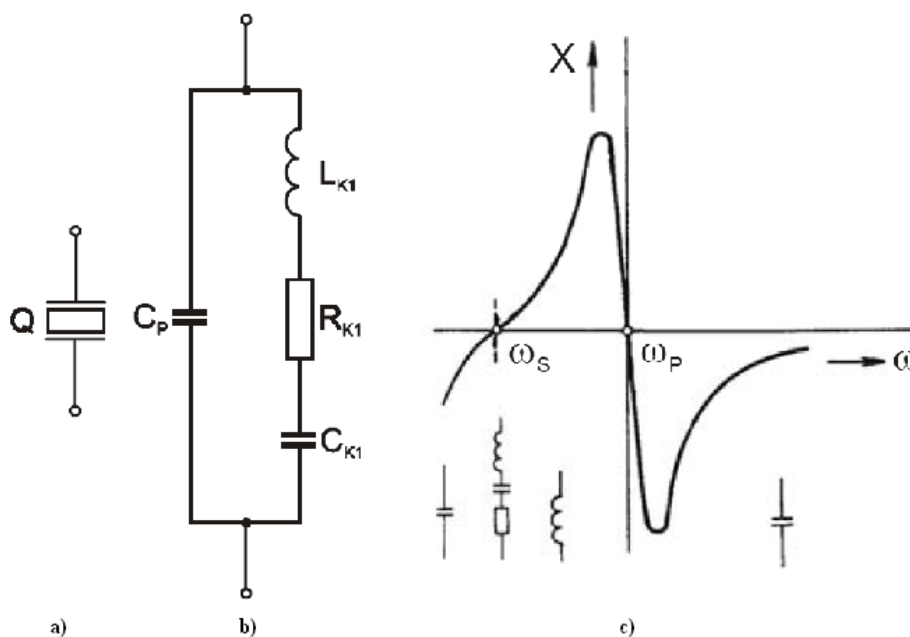
$$f_S = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{K1}C_{K1}}} \quad \text{a} \quad f_P = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{K1}C_{ekv}}} = f_S \sqrt{1 + \frac{C_{K1}}{C_P}},$$

kde

$$C_{ekv} = \frac{C_P C_{K1}}{C_P + C_{K1}} \quad [5]$$

Činitel jakosti krystalů dosahuje extrémně vysokých hodnot, řádu 10^5 až 10^6 , při vynikající časové i teplotní stabilitě v případě 77,5kHz krystalu je činitel jakosti $Q = 6 \cdot 10^4$.

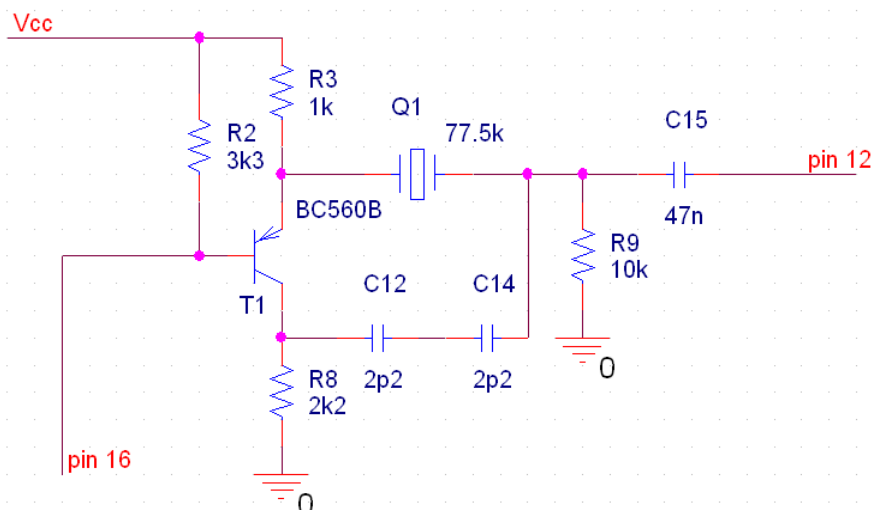
Pomocí piezokrystalových rezonátorů (krystalů) je možné realizovat filtry soustředěné selektivity typu pásmových propustí, vyznačujících se velmi dobrou selektivitou, časovou i teplotní stabilitou.



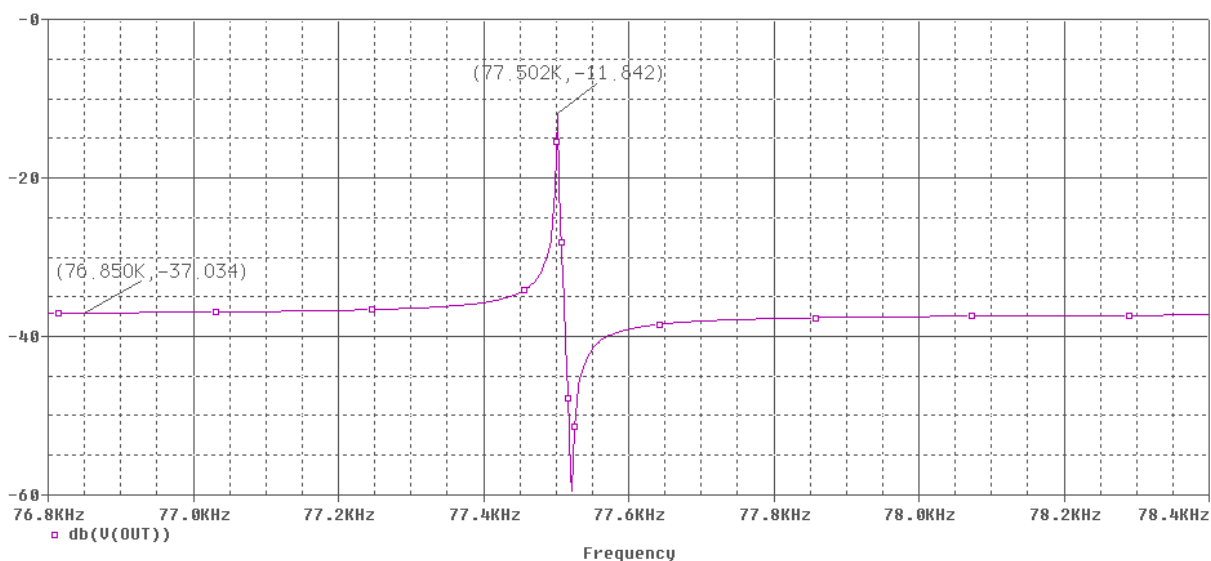
Obrázek 15: a) schématická značka krystalu, b) ekvivalentní model krystalu, c) kmitočtová závislost reaktance

Vzhledem k velmi malému množství odborné literatury a jiných zdrojů, kde se jedná pouze o zmínky o návrzích těchto filtrů, bylo zřejmě nejnáročnější při realizaci přijímače nalezení vhodného zapojení krystalového filtru s jedním krystalem. Uvažoval jsem zapojení filtru s více krystaly, tzv. příčkový filtr, avšak bránila tomu skutečnost špatné dostupnosti použitých krystalů na frekvenci 77,5kHz, musel jsem si tedy vystačit pouze s jedním.

Úkolem bylo najít vhodné zapojení krystalového filtru, jehož konečné zapojení a kmitočtová závislost reaktance je na *obrázku 16*, resp. *17*.



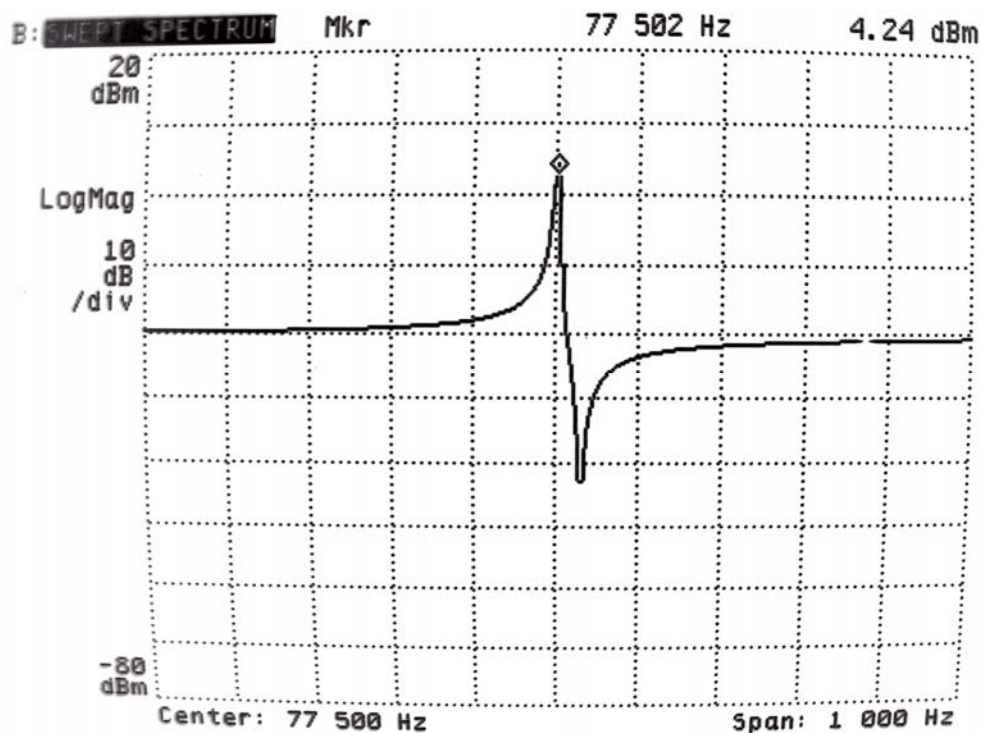
Obrázek 16: Schéma zapojení krystalového filtru



Obrázek 17: Kmitočtová závislost reaktance simulovaná v programu PSpice

Jelikož pro simulaci krystalu 77,5kHz v knihovně programu PSpice není k dispozici příslušný model, změnil jsem parametry modelu 100kHz krystalu a tím se dostal na požadované hodnoty.

U filtru pásmové propusti na kmitočtu 77,5kHz využíváme pouze sériového rezonančního kmitočtu krystalu, zajímá nás zvýraznění špičky oproti ustálené („nulové“) hodnotě, které je u simulovaného filtru 25,2dB. Na *obrázku 18* je změřená charakteristika reálného filtru, zde je zvýraznění sériové rezonance rovno 24,24dB.



Obrázek 18: Změřená rezonanční křivka krystalu 77,5kHz

3.3.4.3 Návrh pásmové propusti

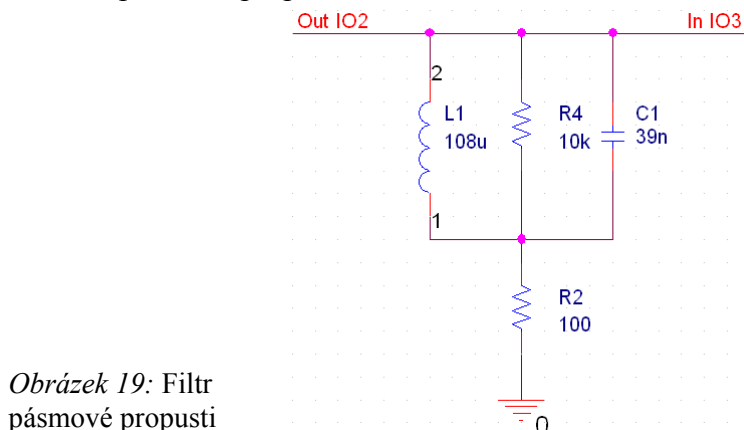
Na výstupu integrovaného obvodu TCA440 (pin 7) je zapojen paralelní rezonanční obvod jako pásmová propust. Použita je zde cívka s feritovým hrníčkovým jádrem o průměru 14mm z materiálu H12 a součinitelem indukčnosti $A_L = 1600 \text{ nH/ závit}$. Pro požadovanou indukčnost $L = 108 \mu\text{H}$ bude počet závitů N roven podle vzorce:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{108 \cdot 10^{-6}}{1600 \cdot 10^{-9}}} = 8,22$$

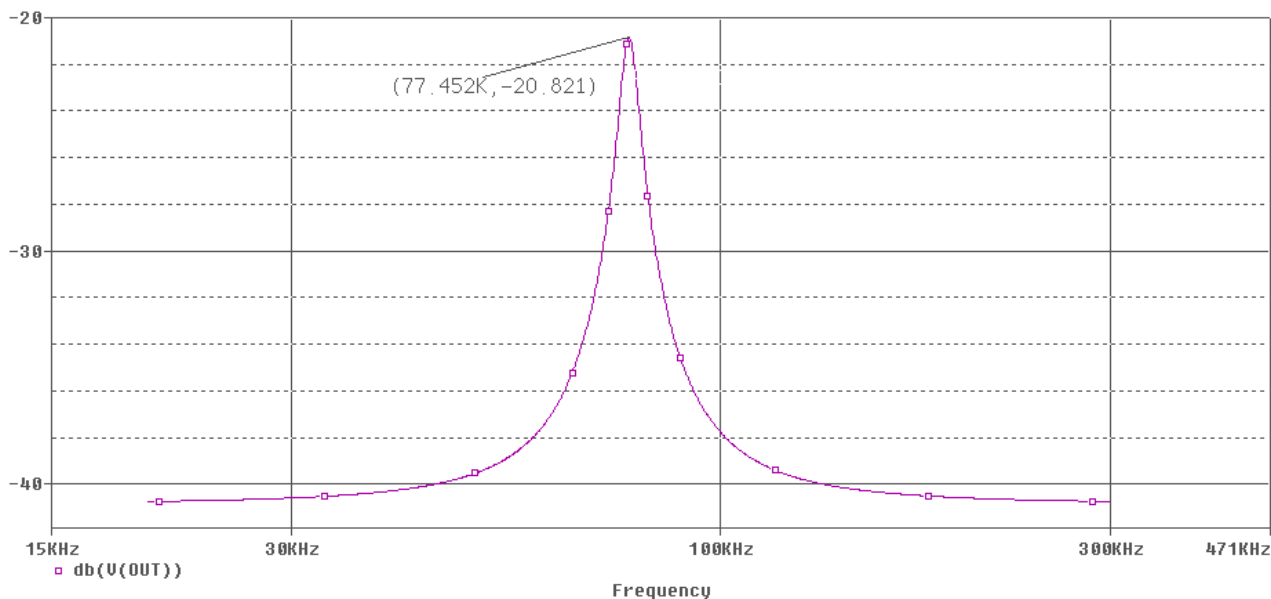
V reálu je navinuto 8,5 závitů měděného lakovaného drátu o průměru 0,3mm. Aby byl obvod v rezonanci, dopočítal jsem podle vztahu odvozeného od známého Thompsonova vzorce [8] hodnotu kondenzátoru:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow C = \frac{1}{(2\pi)^2 L f_0^2} = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot 108 \cdot 10^{-6} \cdot (77,5 \cdot 10^3)^2} = 3,905 \cdot 10^{-8} = 39,05 \text{ nF}$$

Charakteristiku pásmové propusti daného filtru dokládá simulace na obrázku 20:



Obrázek 19: Filtr pásmové propusti



Obrázek 20: Filtr pásmová propust na výstupu (pin 7) obvodu TCA440

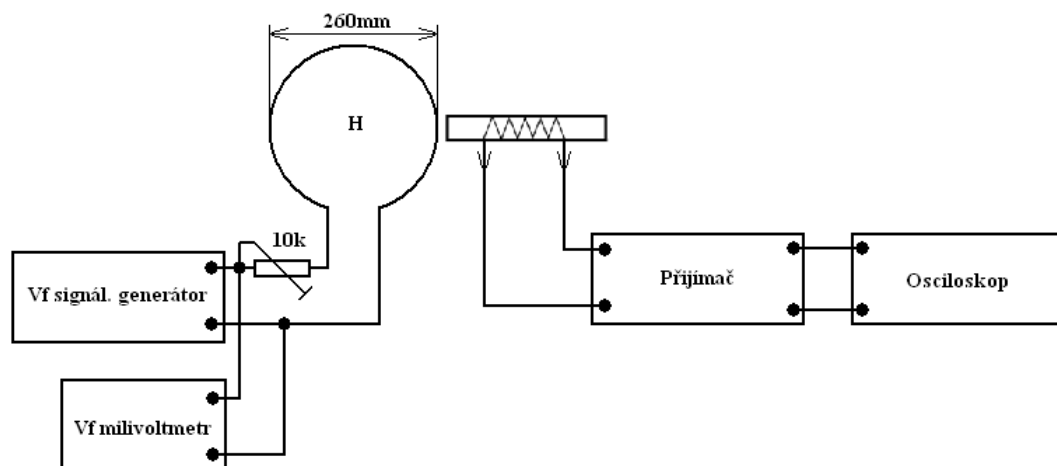
3.3.5 Ověření základních parametrů přijímače

Pro spolehlivou detekci signálu je třeba dodržet poměr signál / (šum + úroveň rušení) minimálně 15dB. Pokud jsou v některých místech problémy s kvalitou signálu, většinou se nejedná o jeho nedostatečnou úroveň, ale o vysokou úroveň rušení uvnitř objektu, kde chceme signál DCF přijímat. Čím je v budově signál více zeslabený, tím musí být pro zachování jeho čitelnosti nižší i úroveň rušení. Problém je, že normy pro elektrotechnickou kompatibilitu chrání přísněji až rozhlasové pásmo nad 150kHz, proto i když zařízení splňují požadavky norem, můžeme na kmitočtu 77,5kHz očekávat cokoliv. Svůj vliv na příjem signálu mají i železobetonové konstrukce budov, které před DCF signálem poskytují dokonalé stínění.

Intenzita pole DCF signálu ve Středních Čechách je cca $H = 180\mu\text{A/m}$, na Moravě to může být jen polovina, tj. $H = 90\mu\text{A/m}$ [10]. Po neúspěšných pokusech zachytit, i s jiným přístrojem řízeným DCF signálem, na různých místech ve školní budově signál DCF kmitočtu, musel jsem pro změření základních funkcí přijímače generovat vlastní signál. Toho jsem dosáhl pomocí signálního generátoru na jehož výstupu byla zapojena kulatá rámová anténa.

Anténa je zhotovena jako jednoduchá smyčka se dva závity z měděného lakovaného drátu průměru 2mm. Průměr celé smyčky je $d = 260\text{mm}$.

Feritová anténa předzesilovače s připojeným přijímačem byla při měření umístěna uprostřed této smyčky. Rozmístění přístrojů a zapojení je zobrazeno na obrázku 21. Na generátoru jsem nastavil kmitočet, který odpovídá DCF, tedy 77,5kHz s minimální amplitudou výstupního napětí, kterou bylo možné nastavit, tj. $U_g = 3,54\text{mV}_{\text{rms}}$. Proud procházející smyčkou byl $I_g = 70\mu\text{A}$. Do série se smyčkou byl zapojen odporový trimr, zvyšováním jeho hodnoty bylo potlačeno spektrum vysílaného signálu do té míry, až na výstupu přijímače nebyl signál pozorovaný osciloskopem zřetelný, což nastalo při hodnotě odporu trimru $R = 1\text{k}\Omega$. Do tohoto odporu byl práh šumu, tedy minimální hodnota, o kterou musí výkon signálu převyšovat výkon šumu, aby ještě přijímač přijímal roven $P = 10\text{dB}$.



Obrázek 21: Zapojení pracoviště při měření

Intenzitu pole vyzařovaného uprostřed smyčky jsem vypočítal podle Biot – Savartova zákona [12]. Ten říká, že část vodiče Δl , jímž prochází proud I , vyvolá ve středu závitů intenzitu magnetického pole H , jejíž velikost je dána vztahem:

$$\Delta H = \frac{I \cdot \Delta l}{4\pi \cdot r^2} = \frac{70 \cdot 10^{-6} \cdot 1,634}{4\pi \cdot (130 \cdot 10^{-3})^2} = 538,6 \mu A / m$$

,kde: $\Delta l = N \cdot (2\pi \cdot r) = 2 \cdot (2\pi \cdot 130 \cdot 10^{-3}) = 1,634 m$

$$r = d / 2 = 260 \cdot 10^{-3} = 130 mm$$

4 Závěr

V bakalářské jsem se v úvodní části zabýval popisem vlastností a možnostmi využití veřejných rádiových služeb, konkrétně vysílače DCF, vysílajícího přesný kmitočet 77,5kHz, který je využíván v našem případě jako zdroj referenčního signálu pro měření. Jsou zde podrobně popsány a rozebrány technické parametry vysílače, dosah, dekodování signálu a další z jeho vlastností. Čerpal jsem jak z dostupné české literatury zabývající se touto tematikou, tak i z různých anglických zdrojů a to především ze stránek fyzikálně - technologické ústavu v Braunschweigu, která má provoz vysílače DCF signálu na starosti.

Další část byla věnována návrhem části obvodového řešení s plošným spojem anténního předzesilovače a přímozesilujícího přijímače. Obě části jsem zrealizoval a při ověřování funkce jsem se potýkal s problémy příjmu DCF signálu ve školní budově, který byl v jeho prostorách se použitou feritovou anténou nezachytitelný. Tato skutečnost se nezměnila ani po doladění všech parametrů prvků obvodů. Po zhodnocení situace jsem základní vlastnosti ověřil pomocí smyčky, na kterou jsem přiváděl signál o kmitočtu shodného s DCF77.

U předzesilovače jsem kladl důraz na co nejpresnější vyladění vstupního anténního LC rezonančního obvodu na přijímaný kmitočet 77,5kHz a poté na nastavení pracovního bodu tranzistoru BC560B pracujícího ve třídě A, jehož zesílení nebylo zpočátku optimální. Po optimalizaci jsem dosáhl hodnoty výkonového zesílení výstupního signálu oproti vstupnímu o 15dB. U přijímače jsem zdaleka nejvíce času strávil návrhem krystalového filtru. V odborné literatuře jsou však jen zmínky a popis základních vlastností krystalů, případně jsou většinou všechny zdroje a výpočtové programy uzpůsobeny a zaměřeny na návrhy filtrů nepoměrně vyšších kmitočtů a to od 4MHz výše. Nakonec jsem tedy krystalový filtr experimentálně sestavil a pokoušel se změnou parametrů obvodových prvků, především kondenzátorů zapojených paralelně ke krystalu, co nejvíce zvýraznit špičku v sériové rezonanci. Celé zapojení krystalu tvoří filtr soustředěné selektivity a jeho šířka pásma je při poklesu o -3dB rovna $B = 15\text{Hz}$. Práh šumu, tedy minimální hodnota, o kterou musí výkon signálu převyšovat výkon šumu, aby ještě přijímač přijímal, a na jeho výstupu byl stále obdélníkový signál, je 10dB.

Cílem celého zařízení je generovat kmitočet synchronizovaný s přesností přijímaného signálu DCF77. Abychom dostali na výstupu generátoru takový požadovaný kmitočet, musíme synchronizační signál o frekvenci 77,5kHz vydělit příslušnou celistvou hodnotou, která by v podstatě odpovídala hodnotě předděličky.

5 Seznam použité literatury a zdrojů

- [1] POUPA Martin: Vysílač časového signálu a normál frekvence DCF77 [online]. Plzeň: ZČU Plzeň, 2007. <http://home.zcu.cz/~poupa/dcf77.html>
- [2] Oficiální stránky Fyzikálně - technologické ústavu v Braunschweigu. http://www.ptb.de/en/org/4/44/442/dcf77_1_e.htm
- [3] HETZEL P.: Vysílač DCF77 využívající pseudonáhodné klíčování fáze nosné, 1988. http://www.ptb.de/de/org/4/44/pdf/Hetzel_1988_EFTF.pdf
- [4] <http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Dokumentace/ART367-Smerovani-anten-prijimacu-DCF-77.html>
- [5] PROKEŠ Aleš: *Rádiové přijímače a vysílače, přednášky*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005.
- [6] Katalogový list TCA440 (A244D). Silicium Microelectronic Integration, 1995. <http://hem.passagen.se/communication/pdf/tca440.pdf>
- [7] Katalogový list MC33502P. ON Semiconductor. <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/5/0wz0jrha1spfr21zzy84f9xichky.pdf>
- [8] HANUS Stanislav, SVAČINA Jiří: *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika, přednášky*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [9] Katalogový list stabilizátorů série L7800. STMicroelectronics, 2004. http://www.gme.cz/_dokumentace/dokumenty/330/330-149/dsh.330-149.1.pdf
- [10] Anděl Vladimír, Měřicí přijímač DCF-M. <http://www.vaelektronik.cz/files1/dcfm.pdf>
- [11] Příjem a vyhodnocení časového kódu DCF 77. <http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Dokumentace/ART490-Prijem-a-vyhodnoceni-casoveho-kodu-DCF-77.html>
- [12] Magnetické pole kruhového vodiče. http://www.sous.cz/soubory/ucitele/knizova/hanus/pdf/magneticke_pole.pdf

6 Seznam použitých zkratek

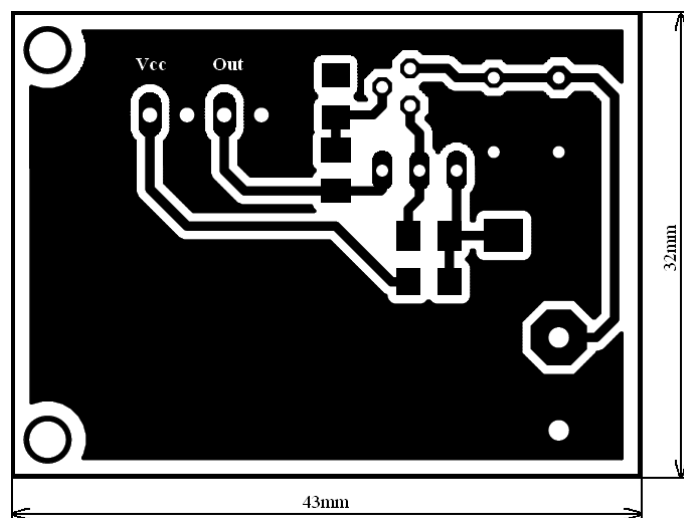
DCF77 - D (Deutsche = Německý), C (označení pásma dlouhých vln), F (Frankfurt), 77 (značí frekvenci vysílače = 77,5kHz)
GPS – Global Positioning System
SRN – Spolková republika Německo
PTB – Fyzikálně - technologický ústav v Braunschweigu, (Physikalisch – Technische Bundesanstalt)
ERP – (Effective Radiated Power), celkový výkon vyzářený anténou
BCD – (Binary Coded Decimal), binární kódování dekadických čísel
SEČ – Středoevropský čas
SELČ – Středoevropský letní čas
AM, PM, FM – (Amplitude, Phase, Frequency Modulation), amplitudová, fázová a kmitočtová modulace
FSK, PSK, ASK – (Frequency, Phase, Amplitude Shift Keying), frekvenční, fázové a amplitudové klíčování
SIK – kódování sekvencí inverzního klíčování
PLL – (Phase Locked Loop), smyčka fázového závěsu
OMA- Česká stanice, která šířila normálový kmitočet 50kHz do roku 1995

7 Seznam obrázků , tabulek a příloh

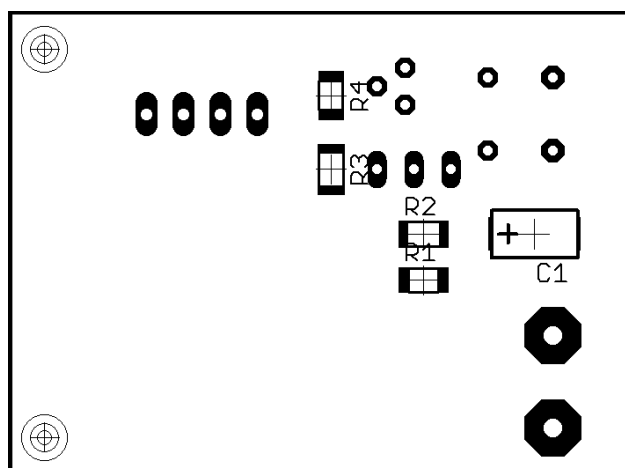
<i>Obrázek 1:</i> Dosah vysílače DCF77	-8-
<i>Obrázek 2:</i> Kódové schéma	-9-
<i>Obrázek 3:</i> Devítibitový posuvný registr	-10-
<i>Obrázek 4:</i> Vývoj amplitudy a fáze signálu DCF77 během 1s	-11-
<i>Obrázek 5:</i> Spektrum signálu DCF77	-12-
<i>Obrázek 6:</i> Detekce signálu	-13-
<i>Obrázek 7:</i> Blokové schéma celého zařízení	-15-
<i>Obrázek 8.:</i> Zapojení anténního předzesilovače	-16-
<i>Obrázek 9:</i> Simulace anténního předzesilovače	-16-
<i>Obrázek 10:</i> Blokové schéma přímozesilujícího přijímače	-17-
<i>Obrázek 11:</i> Blokové schéma integrovaného obvodu A244D	-18-
<i>Obrázek 12:</i> Zjednodušené blokové schéma operačního zesilovače MC33502	-19-
<i>Obrázek 13:</i> a) Zapojení invertujícího komparátoru	
b) Převodní charakteristika invertujícího komparátoru	-20-
<i>Obrázek 14:</i> Schéma zapojení přijímače	-22-
<i>Obrázek 15:</i> a) schématická značka krystalu,	
b) ekvivalentní model krystalu,	
c) kmitočtová závislost reaktance	-23-
<i>Obrázek 16:</i> Schéma zapojení krystalového filtru	-24-
<i>Obrázek 17:</i> Kmitočtová závislost reaktance simulovaná v programu PSpice	-24-
<i>Obrázek 18:</i> Změřená rezonanční křivka krystalu 77,5kHz	-25-
<i>Obrázek 19:</i> Filtr pásmové propusti	-25-
<i>Obrázek 20:</i> Filtr pásmová propust na výstupu (pin 7) obvodu TCA440	-26-
<i>Obrázek 21:</i> Zapojení pracoviště při měření	-27-
<i>Obrázek 22:</i> Rozměr desky předzesilovače a zobrazení vodivých cest	-31-
<i>Obrázek 23:</i> Rozmístění součástek předzesilovače, spodní pohled	-31-
<i>Obrázek 24:</i> Rozmístění součástek předzesilovače, horní pohled	-31-
<i>Obrázek 25:</i> Rozměr desky přijímače a zobrazení vodivých cest	-32-
<i>Obrázek 26:</i> Rozmístění součástek přijímače, spodní pohled	-33-
<i>Obrázek 27:</i> Rozmístění součástek přijímače, horní pohled	-33-
<i>Obrázek 28:</i> Spektrum signálu na výstupu anténního předzesilovače	-35-
<i>Obrázek 29:</i> Spektrum signálu na invertujícím vstupu komparátoru	-35-
<i>Obrázek 30:</i> Průběh obdélníkového signálu na výstupu přijímače	-36-
<i>Obrázek 31:</i> Anténní předzesilovač	-36-
<i>Obrázek 32:</i> Přijímač	-36-
<i>Obrázek 33:</i> Rozmítání kondenzátoru o $\pm 50\%$ na krystalovém filtru	-37-
 <i>Tabulka 1:</i> Význam symbolů ve schématu	 -9-
<i>Tabulka 2:</i> Význam jednotlivých pinů obvodu A244D	-18-
<i>Tabulka 3:</i> Význam jednotlivých pinů operačního zesilovače MC33502P	-19-
 Příloha 1- Obrazec plošného spoje anténního předzesilovače	 -31-
Příloha 2- Seznam součástek anténního předzesilovače	-32-
Příloha 3- Obrazec plošného spoje přijímače	-32-
Příloha 4- Seznam součástek přijímače	-34-
Příloha 5- Naměřené charakteristiky	-35-
Příloha 6- Fotografie realizovaného zařízení	-36-
Příloha 7- Simulovaná rezonanční křivka krystalového filtru	-37-

8 Přílohy

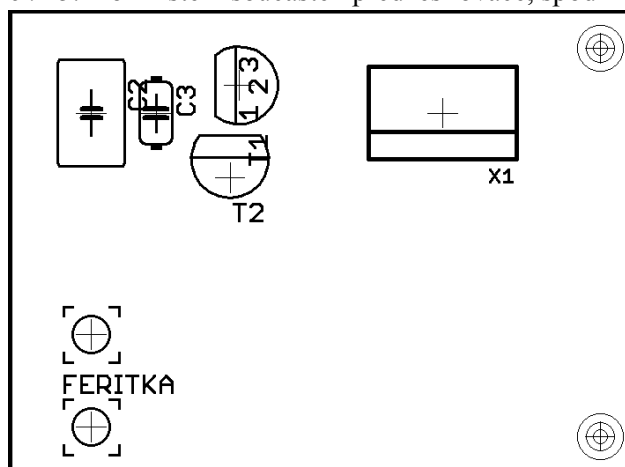
Příloha 1- Obrazec plošného spoje anténního předzesilovače



Obrázek 22: Rozměr desky předzesilovače a zobrazení vodivých cest



Obrázek 23: Rozmístění součástek předzesilovače, spodní pohled

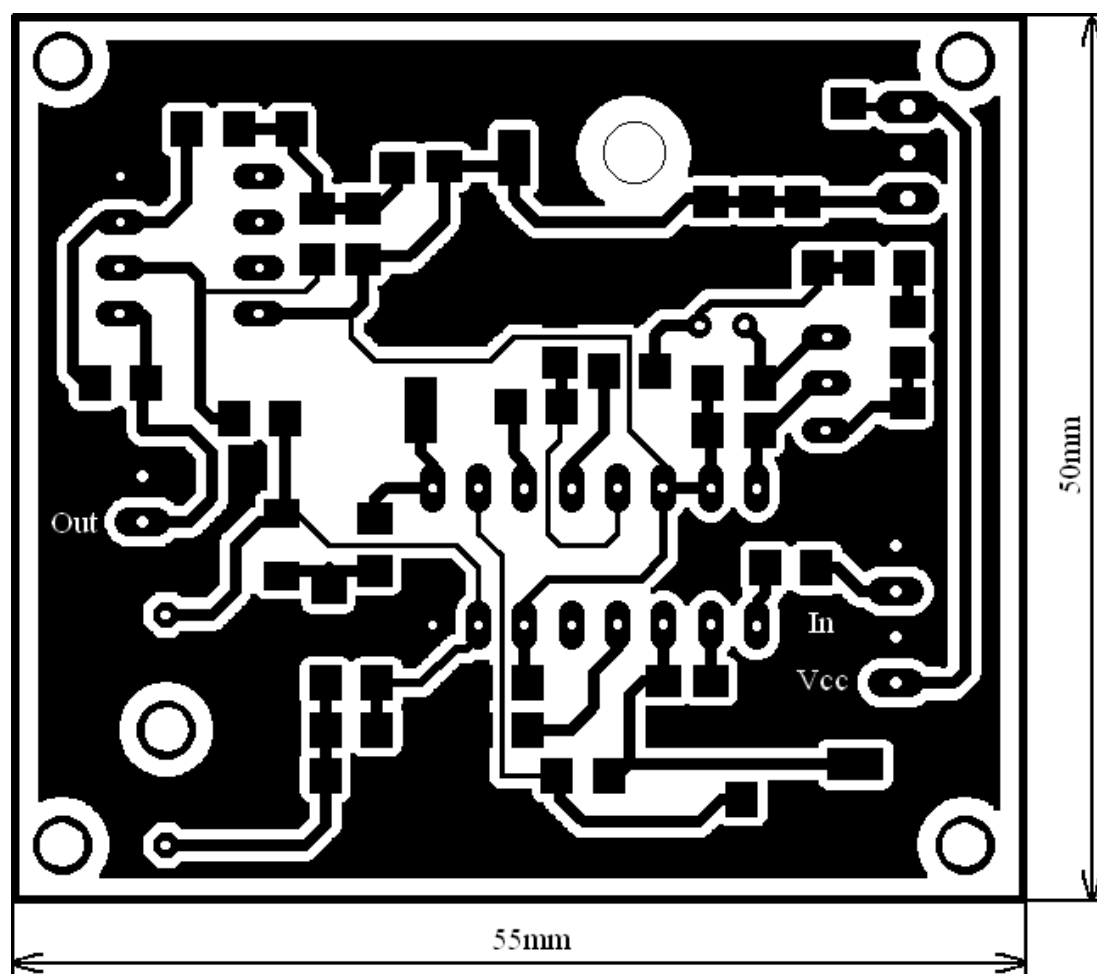


Obrázek 24: Rozmístění součástek předzesilovače, horní pohled

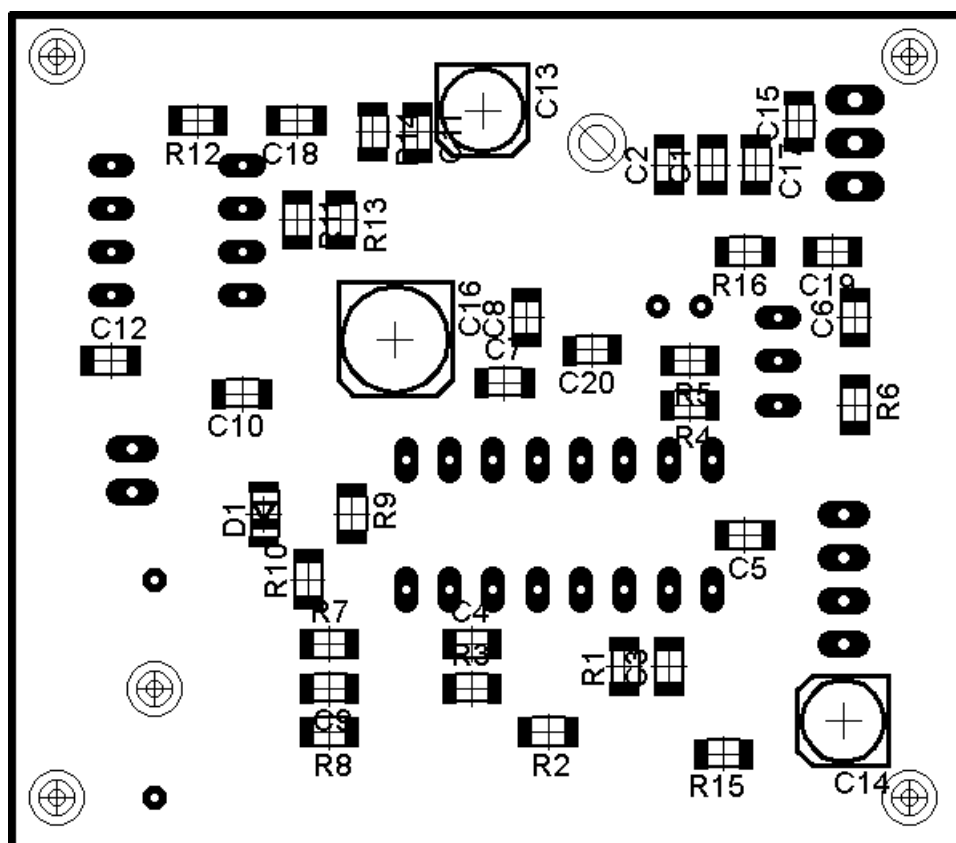
Příloha 2- Seznam součástek anténního předzesilovače

Označení	Hodnota	Množství	Typ
Rezistory [Ω]			
R1	100	1	SMD 1206
R2	500	1	SMD 1206
R3	10k	1	SMD 1206
R4	1k	1	SMD 1206
Kondenzátory [F]			
C1	10u/16V	1	Tantalový SMD 6032
C2	2n2	1	Fóliový, RM = 5mm
C3	1n5	1	Keramický, RM = 5mm
Tranzistory			
T1	BC560B	1	NPN
T2	BF245A	1	J-FET
Ostatní			
L1	Průměr: 8mm, délka: 60mm	1	Feritová anténa
Konektor	4 pinový	1	PSH, RM = 2,54mm

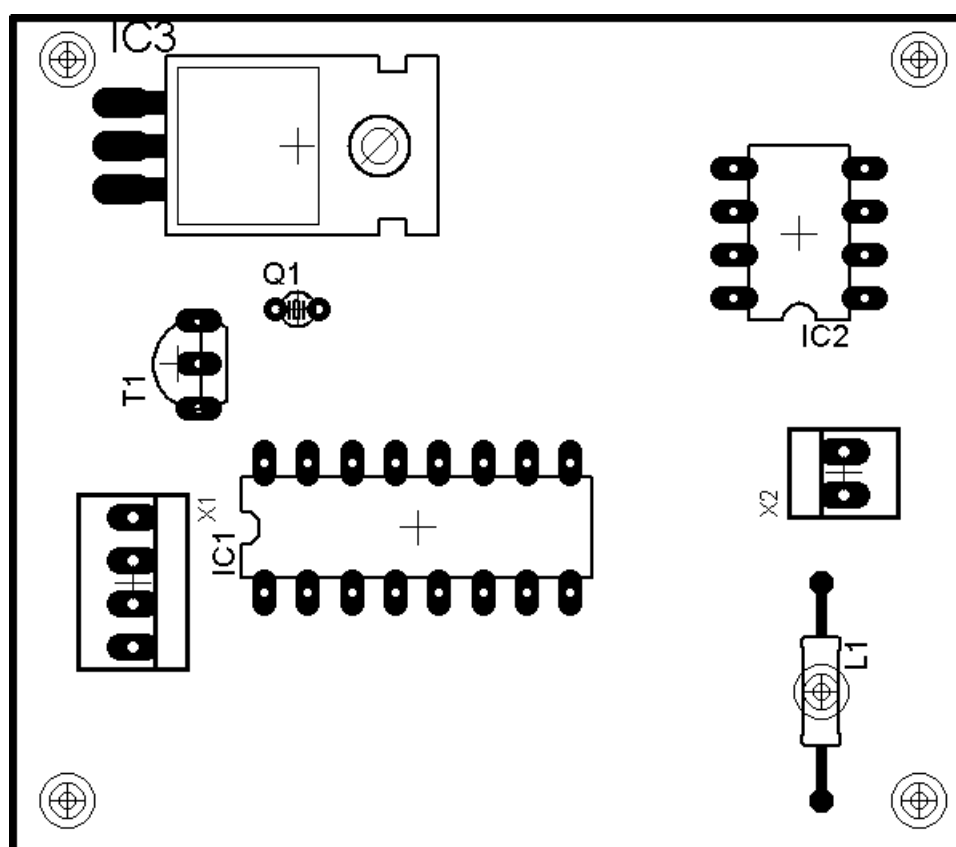
Příloha 3- Obrázek plošného spoje přijímače



Obrázek 25: Rozměr desky přijímače a zobrazení vodivých cest



Obrázek 26: Rozmístění součástek přijímače, spodní pohled

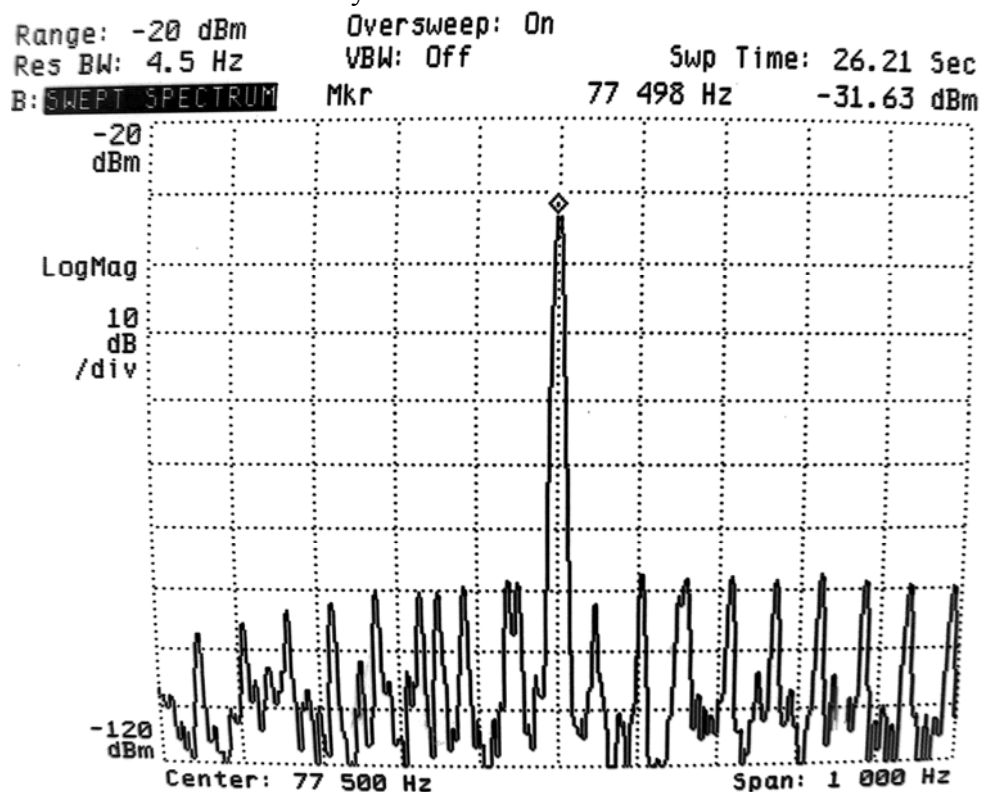


Obrázek 27: Rozmístění součástek přijímače, horní pohled

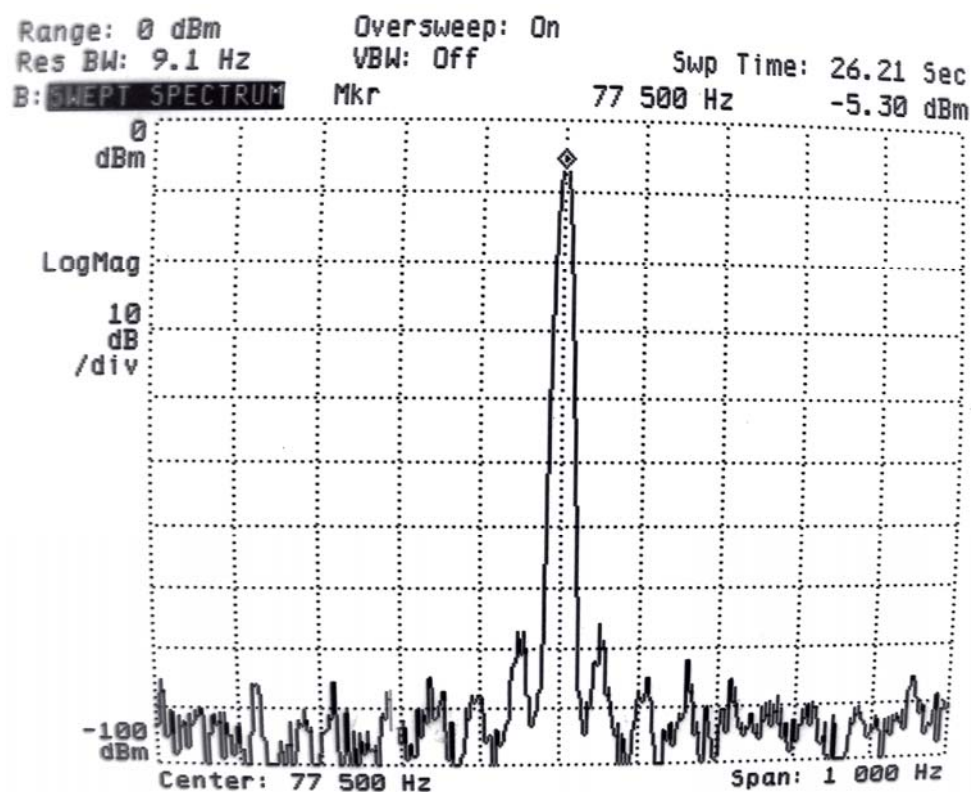
Příloha 4- Seznam součástek přijímače

Označení	Hodnota	Množství	Typ
Rezistory [Ω]			
R1	4k7	1	SMD - 1206
R2	3k3	1	SMD - 1206
R3	1k	1	SMD - 1206
R4, R14, R15	2k2	3	SMD - 1206
R5	20k	1	SMD - 1206
R6	1k8	1	SMD - 1206
R7	8k2	1	SMD - 1206
R8, R13	10k	2	SMD - 1206
R9	39k	1	SMD - 1206
R10	12k	1	SMD - 1206
R11	100	1	SMD - 1206
R12	1M	1	SMD - 1206
R16	1k5	1	SMD - 1206
Kondenzátory [F]			
C1	330n	1	Keramický SMD - 1206
C2, C3, C4, C9, C10, C17, C19	100n	7	Keramický SMD - 1206
C5, C8	10u/35V	2	Elektrolytický SMD - 5 x 5.5mm
C6, C14	47n	2	Keramický SMD - 1206
C7, C16	10n	2	Keramický SMD - 1206
C11	100u/16V	1	Elektrolytický SMD - 6.3 x 5.5mm
C12, C13	2p2	2	Keramický SMD - 1206
C15	47n	1	Keramický SMD - 1206
C18	10p	1	Keramický SMD - 1206
Tranzistory			
T1	BC560B	1	NPN
Ostatní			
L1	108u, H12, Al = 1600	1	Cívka s hrníčkovým jádrem
Q1	77,5kHz	1	Krystal 2 x 6mm, TC26
D1	BAT43	1	Shottkyho dioda SMD
IO1	7805	1	Regulátor napětí 5V, TO220
IO2	A244D	1	Přijímač AM signálů do 30MHz
IO3	MC33502P	1	Operační zesilovač
Konektor	4 pinový	1	PSH, RM = 2,54mm
Patice	DIL08, DIL16	2	Precizní

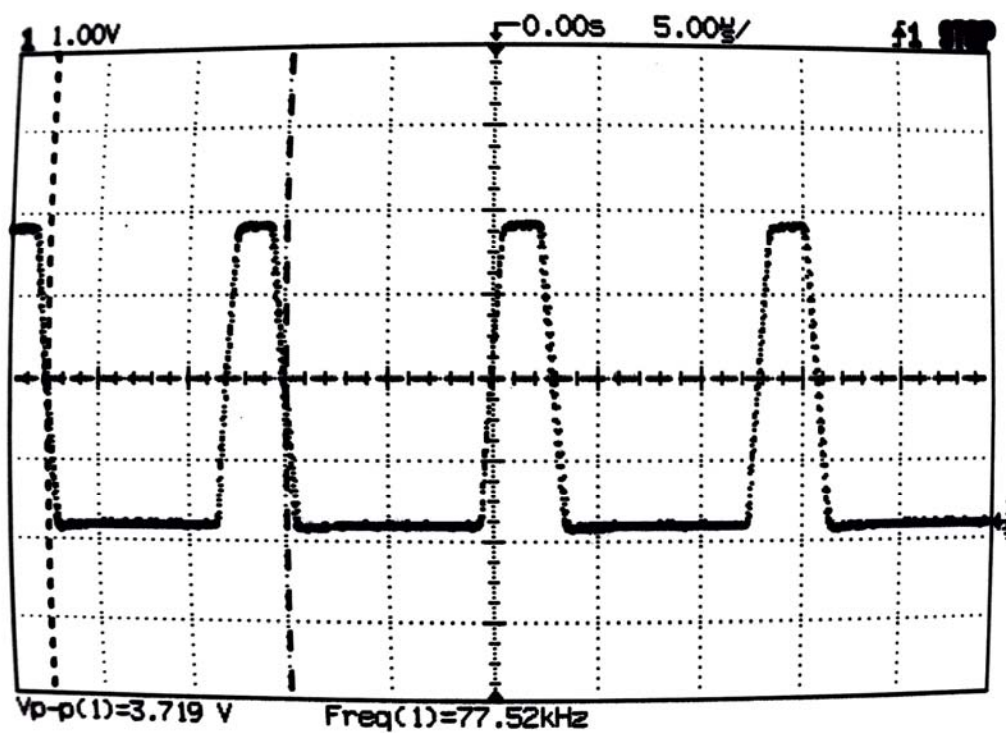
Příloha 5- Naměřené charakteristiky



Obrázek 28: Spektrum signálu na výstupu anténního předzesilovače

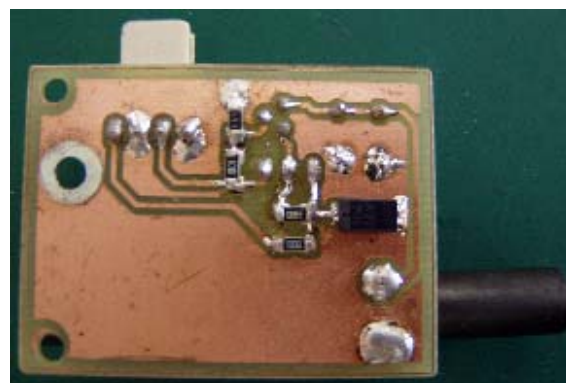
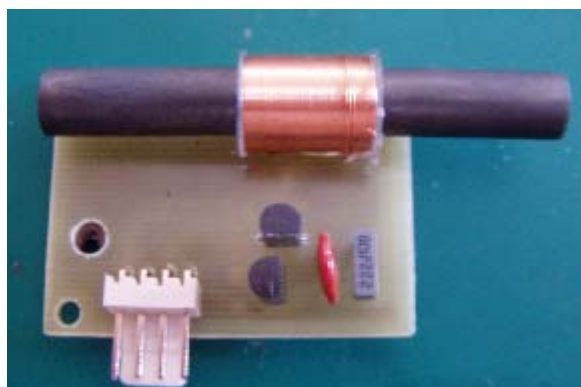


Obrázek 29: Spektrum signálu na invertujícím vstupu komparátoru (vývod 2)

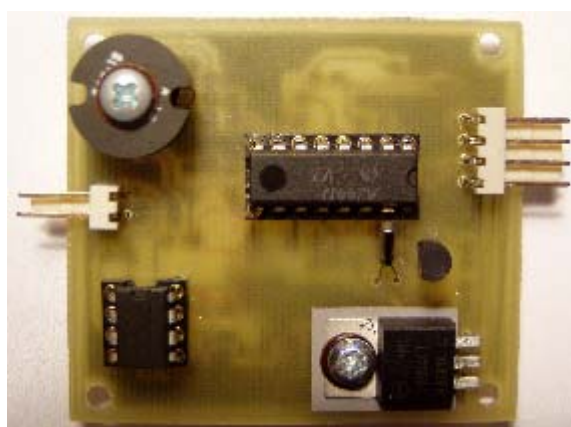


Obrázek 30: Průběh obdélníkového signálu na výstupu přijímače

Příloha 6- Fotografie realizovaného zařízení

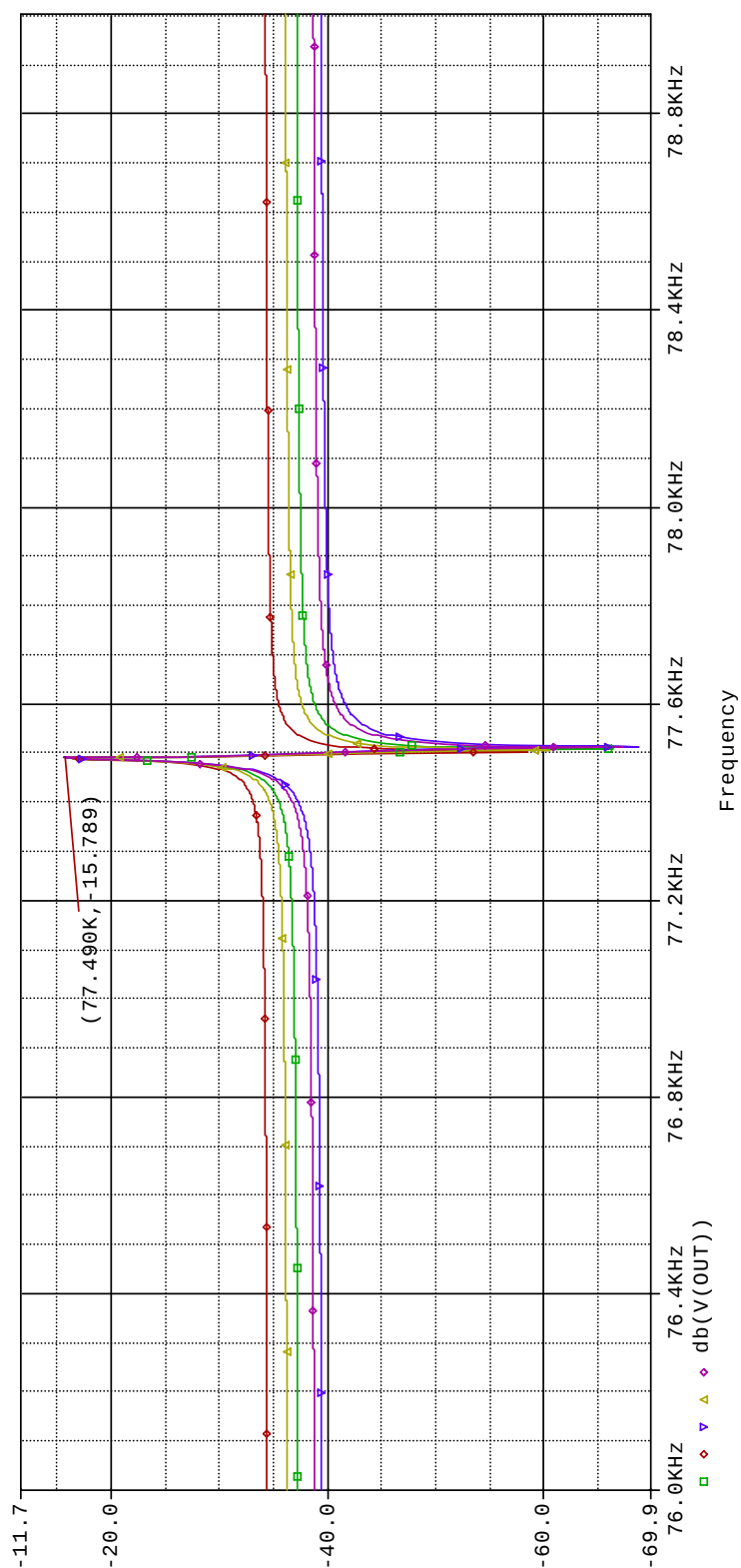


Obrázek 31: Anténní předzesilovač



Obrázek 32: Přijímač

Příloha 7- Simulovaná rezonanční křivka krystalového filtru



Obrázek 33: Kapacita kondenzátorů C12 a C14 v sérii = 1,1p. Charakteristika zobrazuje rozmítání této hodnoty o $\pm 50\%$ na krystalovém filtru.