



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

**Fakulta elektrotechnická
Katedra radioelektroniky**

Použití signálů DVB-T pro určování polohy

DVB-T signals for position determination

Bakalářská práce

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika

Studijní obor: Aplikovaná elektronika

Vedoucí práce: Prof. Ing. František Vejražka, CSc.

Rostislav Karásek

Praha 2015

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou bakalářskou práci zpracoval sám a použil jsem podklady uvedené v příloženém seznamu.

V Praze dne 22.5.2015:

.....

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **K A R Á S E K Rostislav**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika

Obor: Aplikovaná elektronika

Název tématu: **Použití signálů DVB-T pro určování polohy**

Pokyny pro vypracování:

1. Zpracujte studii o využití signálu DVB-T pro měření vzdálenosti, resp. určení polohy přijímače.
2. Pro experimenty využijte vhodné přístroje generující tyto signály.
3. Pokuste se ověřit Vámi navrhované metody na reálném signálu.

Seznam odborné literatury:

- [1] Vejražka, F.; Kovář, P.; Eška, M.; Puričer, P.: DVB-T Signal Ranging. In: NAV07. [CD ROM]. Royal Institute of Navigation, London. 2007, 7a2pap, p. 1-6.

Vedoucí: **prof.Ing. František Vejražka, CSc.**

Platnost zadání: 31. 8. 2016



prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 14. 1. 2015

Poděkování

Děkuji vedoucímu práce prof. Františku Vejražkovi za pomoc, vedení a zabezpečení podmínek, bez kterých by tato práce nemohla vzniknout.

Děkuji Ing. Štěpánu Matějkovi za významnou pomoc a cenné rady.

Děkuji svým rodičům za jejich trvalou podporu a za vytvoření podmínek pro vznik této práce.

Anotace:

Bakalářská práce se zabývá zpracováním signálu DVB-T za účelem využití jako navigační systém na principu TDoA metody. Systém bude využit v multi konstelačním navigačním systému vyvíjeném v rámci grantu No. TE01020186.

Klíčková slova:

DVB-T, navigační systém, Signal of Opportunity, signálové zpracování, vzájemná funkce neurčitosti

Summary:

This Bachelor's thesis describes signal processing of DVB-T signal for navigation system based on TDoA method. This system will be used in multi constellation navigation system developed under the grant No. TE01020186.

Index Terms:

DVB-T, navigation system, Signal of Opportunity, signal processing, cross ambiguity function

Obsah

1 Úvod	1
1.1 Cíl práce	1
1.2 Popis signálu DVB-T	1
2 Zpracování signálu DVB-T	3
2.1 Digitalizace signálu	3
2.2 Určení délky ochranného intervalu	4
2.3 Nalezení počátku OFDM symbolu a frekvenčního offsetu	6
2.4 Odstranění ochranného intervalu	8
2.5 Korekce časového posunu pomocí CP	9
2.6 Nalezení aktuálního rozmístění SP	11
2.7 Odhad přenosové funkce kanálu pomocí SP	13
2.8 Obnovení původního signálu	15
2.9 Vzájemná funkce neurčitosti CAF a její využití pro navigaci v DVB-T síti	16
3 Algoritmy pro měření vzdálenosti, resp. určení polohy přijímače	17
3.1 Určení polohy přijímače	18
3.2 Zvolení testovací sítě DVB-T	18
4 Dosažené výsledky se signálem z generátoru	19

4.1	Parametry provedeného měření	20
4.2	Počáteční úpravy signálu	20
4.3	Určení délky ochranného intervalu	22
4.4	Nalezení počátku symbolu a vliv CNR na jeho správné určení	23
4.5	Odstranění ochranného intervalu, rozdělení na jednotlivé sym- boly, převzorkování a uložení do matice	25
4.6	Korekce přijatého signálu pomocí odhadnuté přenosové funkce kanálu	27
4.7	Výpočet modelu přenosového kanálu	31
5	Dosažené výsledky s reálnými signály	33
5.1	Model přenosového kanálu DVB-T v reálné síti se třemi vysílači	35
5.2	Určení polohy z modelu přenosového kanálu	36
6	Závěr	37
6.1	Shrnutí dosažených výsledků	39
6.2	Směr další činnosti	39
7	Seznam použitých zkratk a symbolů	41
8	Seznam použité literatury	43
9	Přílohy	45
9.1	Popis programu a funkcí	45
9.1.1	Hlavní program	45

9.1.2	Funkce zjisti_Tdel	47
9.1.3	Funkce PRBSgenerator	49
9.1.4	Funkce max_posl	51
9.1.5	Funkce rough_cor	53
9.1.6	Funkce rozmisteni_SP	55
9.1.7	Funkce imp_response	57
9.1.8	Funkce rekonstrukceS	59
9.1.9	Funkce rekonstrukce_signal	61
9.1.10	Funkce MODEL	63

1 Úvod

V dnešní době, kdy je navigace pomocí satelitních systémů široce rozšířená, by nebylo perspektivní snažit se využívat dostupných signálů, které primárně neslouží pro navigaci v místech, kde je dostupná satelitní navigace, protože by takto koncipované systémy nebyly konkurenceschopné. Problém je ovšem v tom, že satelitní systémy mají takovou výkonovou bilanci, že už při hustší vegetaci může nastat problém s jejich příjmem.

Z tohoto důvodu se mnoho institucí zabývá výzkumem takzvaných *Signal of Opportunity*. Jedná se o signály, které nejsou primárně určeny pro určování polohy, ale které mají vhodné vlastnosti na to, aby se k tomuto účelu daly využít. Jejich největší výhodou oproti satelitním navigačním systémům je mnohem přívětivější výkonová bilance daná blízkostí pozemních vysílačů k uživateli a také vyšším vysílacím výkonem. Díky tomu by bylo možné využít tyto běžně dostupné signály pro navigaci v prostorech, kde satelitní navigace selhává.[5]

Největším problémem je skutečnost, že nejsou primárně určeny pro navigaci. Z toho plynou problémy, značně zhoršující přesnost navigačních systémů využívajících tyto signály. Jedním z těchto dostupných signálů je vysílání pozemní televize. Tento systém se označuje jako DVB-T.

1.1 Cíl práce

Cílem této práce je seznámit se s algoritmy signálového zpracování, které je možné použít pro zpracování signálu DVB-T pro účely navigace. Výstupem je program v prostředí MatLab, který bude realizovat tyto algoritmy zpracování a bude je aplikovat na reálný signál DVB-T.

První část práce se zabývá vysvětlením použitých algoritmů signálového zpracování. V druhé části je popsáno, jak algoritmy pracují se signály s různými parametry, které byly generovány pomocí DVB-T generátoru a vzorkovány signálovým analyzátozem v základním pásmu. V poslední části jsou předchozí postupy aplikovány na reálný signál DVB-T vysílání.

1.2 Popis signálu DVB-T

Signál DVB-T jsou OFDM modulací modulovaná data. Jedná se o širokopásmovou modulaci dat. DVB-T se v České republice nejčastěji vysílá podle

[7] v módu používajícím šířku pásma přibližně 8MHz s 8192 subnosnými (8k mód), modulací 64QAM a kódovým poměrem 2/3. Detailní popis, včetně popisu jednotlivých módů vysílání, je dostupný v [2] a nemělo by význam podrobně signál popisovat. Popsány budou nejdůležitější části používané v této práci.

DVB-T signál je členěn na následující základní složky:

- subnosná
- symbol
- rámeček
- super rámeček

Základní složka signálu DVB-T je subnosná. Na ní se moduluje jedno n -bitové slovo. Subnosné se dělí na datové a pilotní subnosné. Datové subnosné, jak z názvu vyplývá, slouží pro přenos užitečných dat přenosu. Pilotní subnosné slouží k synchronizaci přijímače, bez kterého by nebylo možné přenášena data demodulovat. Datové subnosné jsou modulovány QAM (Quadrature Amplitude Modulation) modulací. Pilotní subnosné jsou modulovány BPSK (Binary-Phase Shift Keying) modulací a mají předem dané hodnoty, které jsou generovány generujícím polynomem. Spektrum subnosné je $\frac{\sin(x)}{x}$ a šířka pásma mezi prvními dvěma nulami je dána podle doby trvání efektivní délky symbolu T_U jako $\frac{1}{T_U}$ a to se zároveň rovná vzdálenosti mezi sousedními subnosnými. Tato skutečnost platí pouze pro signál s odstraněným ochranným intervalem.

Pilotní subnosné se dělí na tři druhy:

- Continual Pilots (CP)
- Scattered Pilots (SP)
- Transmission Parameter Signalling (TPS)

CP a SP slouží pro synchronizaci přijímače s vysílaným signálem a TPS přenáší informace o parametrech aktuálního vysílání. Vlastnosti a možnosti využití pilotních symbolů je podrobněji popsáno v kapitolách (2.5) a (2.6).

OFDM symbol obsahuje 8192 subnosných z nichž je 6817 využíváno pro přenos dat a ostatní jsou trvale nastaveny do nuly (platí pro 8k mód vysílání). 6817 nenulových subnosných je číslováno od nuly ($k = < 0, 6816 >$).

Skupina 68 OFDM symbolů se nazývá OFDM rámeček. Čtyři rámečky tvoří jeden super rámeček.

Ve vysílaném signálu neplatí ortogonalita jednotlivých subnosných, protože je do vysílání přidáván ochranný interval Δ , který prodlužuje dobu trvání symbolu a to má vliv na šířku spektra jednotlivých subnosných a způsobuje jejich vzájemné interference. Tento interval je po prvotní synchronizaci odstraněn a tím je ortogonalita obnovena. Ochranný interval je dlouhý T_Δ a obsahuje opakování vzorků signálu z konce symbolu. Celý OFDM symbol se skládá z efektivní délky symbolu trvajících T_U a z ochranného intervalu trvajících T_Δ . Celý symbol je tedy dlouhý $T_S = T_U + T_\Delta$.

2 Zpracování signálu DVB-T

Zpracování signálu DVB-T se dá rozdělit do následujících skupin algoritmů:

- Digitalizace signálu
- Nalezení počátku OFDM symbolu a frekvenčního offsetu
- Odstranění ochranného intervalu
- Odhad přenosové funkce kanálu v nízkém rozlišení
- Obnovení přijatého signálu
- Výpočet modelu přenosového kanálu

Po provedení těchto kroků bude k dispozici funkce modelující přenosový kanál, která nám umožní určovat časové rozdíly doby šíření signálu k přijímači od jednotlivých vysílačů. Z těchto rozdílů je možné vhodnou metodou určovat polohu. Je možné počítat funkci neurčitosti (CAF), která nám říká, jak se přenosová funkce kanálu (CTF) mění s frekvenčním posunem. Tímto lze určovat dopplerovský posun frekvence. To umožní odstranění vlivu rychle se měnících odrazů, které například mohou způsobit projíždějící automobily. Pomocí CAF je možné potlačit vliv chyby nastavení středního kmitočtu.

2.1 Digitalizace signálu

Signál DVB-T, který chceme přijímat, je spojitý v čase, a protože počítačové zpracování je v čase diskrétní, musíme provést digitalizaci přijímaného signálu. Budeme uvažovat nejsložitější možnou situaci. Nemáme k dispozici fázový záves ani synchronizované hodiny přijímače.

Uvažujeme, že známe frekvenci nosné, na které je přijímaný signál vysílán a mód DVB-T vysílání. Je nutné zvolit vhodnou vzorkovací frekvenci, která nám usnadní následné zpracování signálu. Při volbě vzorkovací frekvence musíme splnit Nyquistův-Shannonův teorém, který říká, že pro to, abychom

mohli provést rekonstrukci digitálního signálu na analogový, musíme ho vzorkovat minimálně dvojnásobnou frekvencí, než je nejvyšší frekvence obsažená ve vzorkovaném analogovém signálu.

Zvolení vhodné vzorkovací frekvence usnadní následující zpracování signálu. Můžeme zvolit takovou vzorkovací frekvenci, že rozestup mezi jednotlivými subnosnými bude celé číslo a poté budeme moci snadno zajistit, aby hodnoty po sobě jdoucích vzorků přímo odpovídaly n -bitovým slovům modulovaných na dané subnosné.

Toho je docíleno zvolením vzorkovací frekvence, která bude celočíselným násobkem frekvenčního rozestupu mezi jednotlivými subnosnými. Kdyby nebyl zvolen vhodný násobek, nebylo by možné lineární metodou zjišťovat správné hodnoty jednotlivých subnosných. Možným řešením by bylo využití nelineární interpolace, která by zvyšovala výpočetní náročnost celé úlohy.

2.2 Určení délky ochranného intervalu

Signál DVB-T může být vysílán s různými parametry. Tyto parametry jsou obsaženy v pilotních symbolech TPS.

Pro naše účely lze předpokládat, že většina parametrů je stejných v rámci vysílání v České republice. Jediný parametr, kterým se vysílání různí, je délka ochranného intervalu (T_{Δ}). Ta je v normě [2] stanovena zlomkem, který určuje délku ochranného intervalu podle délky efektivní části symbolu. Používané poměry jsou $1/4$, $1/8$, $1/16$ a $1/32$. Protože tento parametr má zásadní vliv na celkovou dobu trvání OFDM symbolu, tak je nutné tento parametr znát nebo určit, ještě před dalším krokem, kterým je nalezení počátku OFDM symbolu a rozdělení signálu na jednotlivé OFDM symboly. Za tímto účelem byl vyvinut a otestován jednoduchý algoritmus pro stanovení parametru délky ochranného intervalu.

Tento algoritmus se skládá ze dvou kroků. V prvním kroku je vypočtena funkce vycházející z funkce log-likelihood [3], která je podrobně vysvětlena v kapitole (2.3). Rozdíl je v tom, že v rovnici (4) se za L , místo délky ochranného intervalu N_{Δ} který hledáme, dosadí délka odpovídající nejdelšímu možnému ochrannému intervalu $N_{\Delta_{max}} = 1/4 \cdot N_U$. Takto určená funkce je normována. Následujícím krokem je derivace funkce získané v předchozím kroku podle m . Z obrázku (1) je vidět, že maximum derivace normované funkce log-likelihood, s ochranným intervalem menším než $1/4$, bude větší než derivace pro funkci s ochranným intervalem $1/4$. Lze odvodit, že pro ochranný interval $1/8$ bude hodnota derivace dvojnásobná, pro $1/16$ bude čtyřnásobná a pro $1/32$ bude

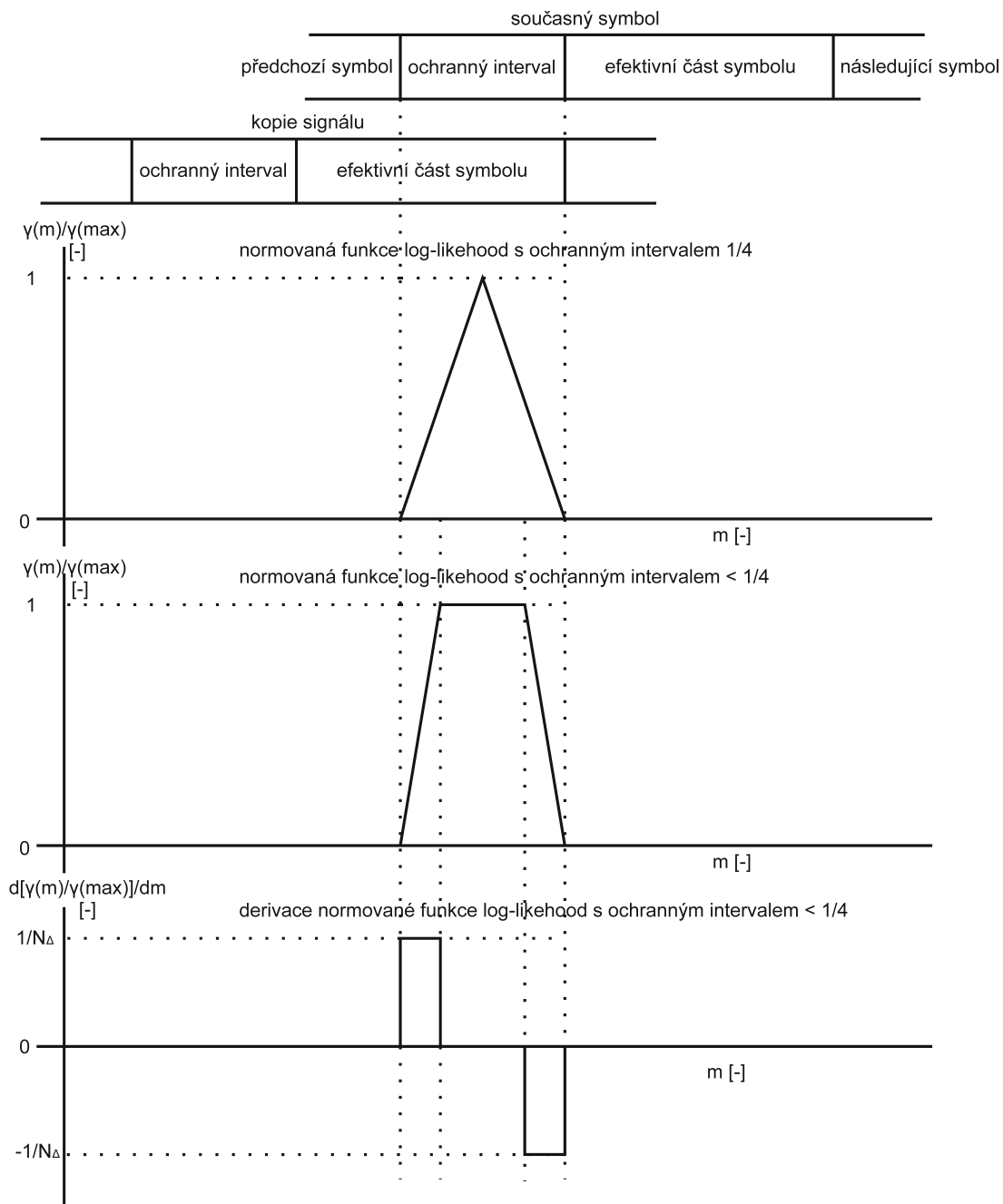
osminásobná. Tento algoritmus popisují rovnice (1),(2) a (3)

$$\gamma(m) = \sum_{k=m}^{N_{\Delta max}+m-1} (r(k)r^*(k + N_U)) \quad (1)$$

$$d\gamma(m) = \frac{d\gamma(m)}{\gamma(max)} \quad (2)$$

$$N_{\Delta} = \frac{1}{d\gamma(max)} \quad (3)$$

$\gamma(m)$	funkce log-likelihood
$d\gamma(m)$	derivace funkce log-likelihood podle m
$r(k)$	k-tý vzorek signálu r
N_U	počet vzorků odpovídající efektivní délce symbolu
$\gamma(max)$	maximum funkce $\gamma(m)$
*	komplexně sdružené číslo



Obrázek 1: Princip algoritmu pro zjištění délky ochranného intervalu

2.3 Nalezení počátku OFDM symbolu a frekvenčního offsetu

Nalezení počátku symbolu je první krok, který je nutné provést, aby bylo možné signál rozdělit na jednotlivé OFDM symboly, které se zpracovávají zvlášť. Pro jeho uskutečnění byl využit algoritmus z [3]. Tento algoritmus je schopen určit a korigovat časový a frekvenční offset dostatečně přesně pro další zpracování. Algoritmus využívá ochranného intervalu, který je zařazen na počátku každého

symbolu a odpovídá vzorkům z konce daného symbolu. Vytváříme funkci log-likelihood, v české literatuře také nazývaná funkce věrohodnosti, která je dána rovnicí (4).

$$\gamma(m) = \sum_{k=m}^{L+m-1} (r(k)r^*(k + N_U)) \quad (4)$$

$\gamma(m)$	m-tý vzorek funkce log-likelihood
$r(k)$	k-tý vzorek přijatého diskrétního signálu DVB-T
L	počet vzorků odpovídající délce ochranného intervalu
N_U	počet vzorků odpovídající efektivní délce jednoho symbolu

Tento vztah není autokorelační funkce, jak je často zaměňováno. Nehledáme vzájemnou energii signálu se sebou samým v závislosti na vzájemném posunutí. Posunutí je konstantní a mění se pouze meze integrace. Šum ovlivňuje funkci log-likelihood, proto mohou jeho vlivem nastat falešná maxima funkce, která způsobují nejistotu určení počátku OFDM symbolu.

Z rovnice (4) a charakteru DVB-T signálu vyplývá, že průběh pro ideální signál má minimum, pokud jsou integrační meze mimo ochranný interval, a maximum, pokud integrujeme od začátku do konce ochranného intervalu. Šumové napětí přičtené k tomuto ideálnímu signálu může způsobit, že se maximum funkce bude nacházet jinde než při aplikaci algoritmu na signál bez šumu. Proto lze před samotným stanovením maxima provést aproximaci funkce log-likelihood pro dosažení přesnějších hodnot.

Časový (Θ) a frekvenční (ε) offset se určí z maxima funkce podle rovnic (5) a (6).

$$\Theta = \operatorname{argmax} \gamma(m) \quad (5)$$

$$\varepsilon = \operatorname{arg}(\gamma(\Theta)) \quad (6)$$

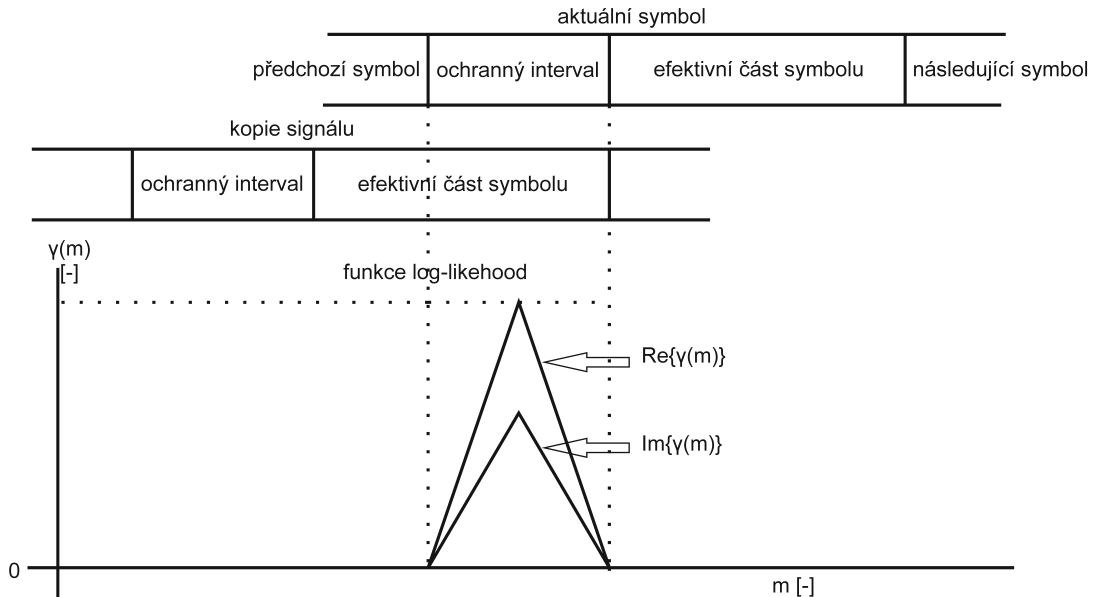
Θ	počet vzorků od počátku signálu do počátku symbolu
$\operatorname{argmax}(\gamma(m))$	index maxima funkce $\gamma(m)$
ε	frekvenční offset signálu
$\operatorname{arg}(\gamma(\Theta))$	argument bodu s indexem Θ funkce $\gamma(m)$

Korekci signálu poté můžeme provést podle rovnice (7)

$$r(k) = s(k + \Theta) \exp\left(\frac{j\varepsilon}{N_U}\right) \quad (7)$$

- $r(k)$ korigovaný signál
- $s(k)$ přijatý signál
- N_U počet vzorků odpovídající délce OFDM symbolu
- j komplexní jednotka

Princip funkce algoritmu pro nalezení počátku symbolu je zobrazen na obrázku (2)



Obrázek 2: Princip algoritmu pro nalezení počátku OFDM symbolu

2.4 Odstranění ochranného intervalu

V signálu DVB-T je použit ochranný interval, v literatuře [2] značený Δ , který jsme využili pro prvotní synchronizaci. Dalším krokem je odstranění ochranného intervalu ze signálu. Tím docílíme odstranění vlivu cyklického prodloužení signálu na spektrum subnosných a dojde k obnovení jejich vzájemné ortogonality.

Odstranění intervalu Δ se docílí vybráním N_U vzorků ze signálu, kde N_U je počet vzorků odpovídající době trvání efektivní části symbolu. Tyto vzorky musí obsahovat celou efektivní část symbolu.

Toho je docíleno tak, že první vzorek je o N_Δ vzorků od počátku signálu $r(k)$. Toto by platilo, pokud by vlivem šumu nedošlo ke zkreslení log-likelihood funkce a my bychom přesně znali počátek symbolu. Protože by vlivem šumu mohlo dojít k chybnému určení počátku symbolu a tím i k porušení podmínky

obsahu celé efektivní části symbolu ve vybraných vzorcích, tak za první vzorek posloupnosti není brán vzorek o N_Δ vzorků od počátku, ale o určitý počet vzorků dříve. Protože ochranný interval obsahuje cyklické opakování efektivní části symbolu, tak se vybraná posloupnost vzorků bude jevit jako celý symbol, pouze cyklicky posunut. Toto zkreslení se projeví jako fázová chyba ve spektru signálu a lze ji odstranit pomocí rovnic (8) a (9)

$$R(\omega) = FFT\{s(m)\}exp\left(\frac{j2\pi m(N_\Delta - k_s)}{N_\Delta}\right) \quad (8)$$

$$s(m) = r(k_s : k_s + N - 1) = IFFT\{S(\omega)\} \quad (9)$$

$R(\omega)$	korigované spektrum symbolu
FFT	rychlá Fourierova transformace
$s(m)$	N_U vzorků dlouhá posloupnost vybraná ze signálu $r(k)$
k_s	index prvního vzorku posloupnosti $s(m)$
$IFFT$	inverzní rychlá Fourierova transformace

Takto získaná posloupnost $R(\omega)$ je spektrem symbolu a její prvky jsou komplexní čísla, která odpovídají kvadrurně modulovaným datům neseným v daném OFDM symbolu.

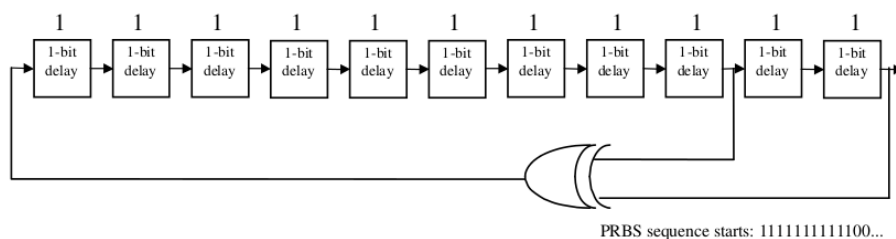
2.5 Korekce časového posunu pomocí CP

Continual Pilots (CP) jsou piloty, které mají pevně stanovenou pozici v DVB-T signálu a nachází se ve všech symbolech na stejných subnosných. Jejich rozmístění je dáno podle [2] koeficienty subnosných, které jsou vedeny v tabulce (1).

0	48	54	87	141	156	192	201	255	279	282
333	432	450	483	525	531	618	636	714	759	765
780	804	873	888	918	939	942	969	984	1050	1101
1107	1110	1137	1140	1146	1206	1269	1323	1377	1491	1683
1704	1752	1758	1791	1854	1860	1896	1905	1959	1983	1986
2037	2136	2154	2187	2229	2235	2322	2340	2418	2463	2469
2484	2508	2577	2592	2622	2643	2646	2673	2688	2754	2805
2811	2814	2841	2844	2850	2910	2973	3027	3081	3195	3387
3408	3456	3462	3495	3549	3564	3600	3609	3663	3687	3690
3741	3840	3858	3891	3933	3939	4026	4044	4122	4167	4173
4188	4212	4281	4296	4326	4347	4350	4377	4392	4458	4509
4515	4518	4545	4548	4554	4614	1677	4731	4785	4899	5091
5112	5160	5166	5199	5253	5268	5304	5313	5367	5391	5394
5445	5544	5562	5595	5637	5643	5730	5748	5826	5871	5877
5892	5916	5985	6000	6030	6051	6054	6081	6096	6162	6213
6219	6222	6249	6252	6258	6318	6381	6435	6489	6603	6795
6816										

Tabulka 1: Tabulka indexů subnosných obsahujících CP v 8k módu DVB-T

Časový posun se Fourierovou transformací zobrazí jako fázový posun spektra symbolu. Tuto chybu lze stanovit pomocí pilotních symbolů, protože známe jak jejich pozici tak i jejich hodnoty. Podle [2] je hodnota pilotních symbolů udána podle PRBS (PseudoRandom Binary Sequence) generátoru definovaným jako zpětnovazební posuvný registr Fibonacciho typu. V normě je uveden obrázkem:



Obrázek 3: PRBS generátor (Převzato z normy [2])

To odpovídá polynomu $x^{11} + x^9 + 1$ s počáteční sekvencí 1111111111; v [2] je uveden polynom $x^{11} + x^2 + 1$, který odpovídá inverznímu zápisu generujícího polynomu.

Chybu určení počátku symbolu způsobenou šumem, jak je popsáno v kapitole (2.3), můžeme korigovat. Víme, že piloty jsou modulovány BPSK modulací, a známe posloupnost, podle které nabývají svých hodnot. Díky tomu můžeme provést součet všech těchto pilotů, které před sčítáním vynásobíme hodnotou, kterou na dané nosné mají podle generujícího polynomu nabývat.

Podle generujícího polynomu mohou piloty nabývat pouze hodnot 1 a -1, ale vlivem chybného určení počátku narůstá s frekvencí jejich fázové posunutí oproti předpokládané hodnotě. Pokud provedeme součin každého pilotu s jeho odpovídající hodnotou generovanou polynomem, pak získáme posloupnost jedniček a jejich sečtením získáme číslo, které bude mnohonásobně větší než součet pilotů zatížených fázovou chybou, kde by se součet blížil nule. Tento algoritmus je inspirován [6] a lze ho popsat rovnicemi (10), (11) a (12).

$$S(\Omega) = FFTs(t + k) \quad (10)$$

$$f(k) = \sum_{CP} PRN(CP)S(CP) \quad (11)$$

$$\Theta = argmax(f(k)) \quad (12)$$

$S(\Omega)$	spektrum signálu $s(t + k)$
FFT	rychlá Fourierova transformace
$s(t + k)$	signál posunutý o k vzorků
CP	indexy OFDM symbolu obsahující CP
$PRN(CP)$	vzorky pseudo-náhodné posloupnosti na indexech CP
Θ	časový offset
$argmax(f(k))$	index maxima funkce $f(k)$

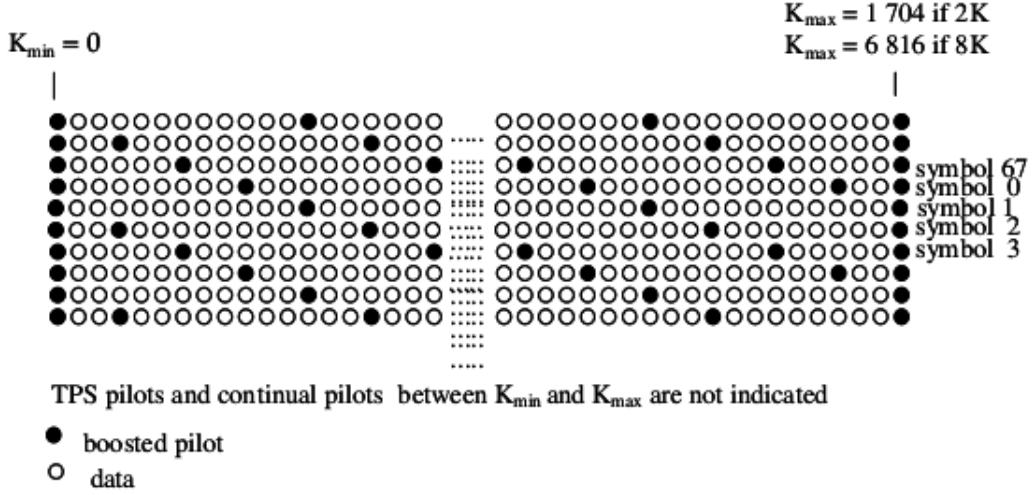
Takto je možné stanovit skutečný počátek symbolu na vzorek přesně. Algoritmus pro nalezení skutečného počátku symbolu je založen na testování velikosti součtu hodnot pilotních symbolů v závislosti na časovém posunutí signálu. Tento algoritmus je v programu zajišťován funkcí *rough_cor*, jejíž výstupní hodnotou je počet vzorků, o který musíme signál posunout v čase, aby první vzorek signálu byl zároveň první vzorek OFDM symbolu.

2.6 Nalezení aktuálního rozmístění SP

Piloty SP(Scattered Pilots) jsou pilotní symboly, které také nabývají hodnot podle generujícího polynomu uvedeného v kapitole (2.5), ale na rozdíl od CP nemají ve všech symbolech stejné umístění. Jsou rozesety v čase a frekvenci. Předpis jejich rozmístění je dán podle normy [2] vztahem (13).

$$k = K_{min} + 3(lmod(4)) + 12p \quad (13)$$

- k číslo subnosné, $\langle 0, 6816 \rangle$
- l číslo symbolu v rámci, $\langle 0, 67 \rangle$
- p celé číslo, $\langle 0, 567 \rangle$



Obrázek 4: Rozmístění SP (převzato z normy [2])

Z obrázku (4) je patrné, že jednotlivé SP jsou od sebe vzdálené 12 subnosných. V následujícím OFDM symbolu jsou pozice o 3 subnosné posunuty oproti předchozímu. Každé 4 symboly se předpis rozmístění opakuje. Hodnoty SP jsou, stejně jako hodnoty CP, dány podle hodnot PRBS generátoru.

Aktuální rozmístění lze zjišťovat pomocí algoritmu popsaneho v patentu [4] tak, že se vypočítají 4 sumy posloupností, které se získají porovnáním předpokládaných pozic SP v jednom symbolu s předpokládanými pozicemi SP v symbolu následujícím. Jedna z těchto sum bude mnohem větší než ostatní, protože ostatní budou obsahovat porovnání kvadraturně modulovaných dat, které budou slabě korelované, a proto bude suma blízká nule, zatímco jedna z těchto sum bude obsahovat součet BPSK modulovaných jedniček násobených pseudonáhodnou sekvencí, a proto po vynásobení touto sekvencí budou data silně korelovaná a tato suma bude značně větší než ostatní. V programu toto realizuje funkce *rozmisteni_SP*. Předpis algoritmu pro nalezení aktuálního rozmístění SP je dán rovnicí (14).

$$C_l(m) = \sum_{p=0}^{567} [(R_{l,12p+3m} P_{12p+3m}) (R_{l-1,12p+3(m-1)}^* P_{12p+3(m-1)}^*)] \quad (14)$$

- $C_l(m)$ m -tá suma, $m \in \{1, 2, 3, 4\}$
- l index OFDM symbolu
- $R_{l,12p+3m}$ spektrální složka symbolu l s koeficientem $12p+3m$
- P_{12p+3m} hodnota PRBS s indexem $12p+3m$

Předpis pro aktuální rozmístění SP udává rovnice (15)

$$k = K_{min} + 3(\operatorname{argmax}(C_l(m)) - 1) + 12p \quad (15)$$

Jedná se o podobný předpis, jako je dán normou [2] v rovnici (13), ale člen $l \bmod(4)$ je nahrazen členem $\operatorname{argmax}(C_l(m)) - 1$.

2.7 Odhad přenosové funkce kanálu pomocí SP

CTF je funkce popisující vliv přenosového řetězce na spektrum signálu, který tímto řetězcem prošel. Pokud je CTF známá, pak je možné potlačit vliv přenosového řetězce na signál a plně obnovit původní tvar signálu.

Protože není možné tuto funkci přesně určit, tak není možné potlačit některé vlivy. Například vliv šumu a jiných náhodných veličin, které není možné předpovídat. Je možné určit odhad CTF, díky kterému je možné částečně obnovit signál. Je možné potlačit vliv útlumu a fázových posunů v přenosovém řetězci. Je možné potlačit vliv nepřesnosti zpracování signálu jako je nepřesnost určení časového a frekvenčního offsetu určených z algoritmů (2.3) a (2.5). Možnost potlačit tato zkreslení umožní obnovit signál natolik přesně, aby bylo možné určit signálem přenášená data.

Po zjištění předpisu pro rozmístění SP ve spektru v aktuálním OFDM symbolu podle kapitoly (2.6) je možné provést odhad přenosové funkce kanálu $H_{LR}(k)$ a následně regenerovat přijatý signál.

Hodnoty SP vynásobené jejich hodnotami podle generujícího polynomu PRBS sekvence popsané v kapitole (2.5) přímo odpovídají vzorkům CTF. Je možné získat stejný počet vzorků CTF jako je počet SP v jednom OFDM symbolu. Lineární interpolací získáme odhad CTF pro celý OFDM symbol.

Vlivem nízkého rozlišení algoritmus popsáný v [6] selhává při existenci vícecestného šíření a v síti s více vysílači. Proto bylo nutné tento algoritmus upravit. Pokud lze předpokládat, že je kanál v rámci milisekund statický, pak je možné využít změn rozmístění SP ve spektru a průměrem přes 5 OFDM symbolů dosáhnout čtyřnásobného rozlišení podle rovnice (16). Takto získaný odhad přenosové funkce se osvědčil jako plně funkční při zpracování reálného signálu v síti se třemi vysílači. Odhad CTF je lineárně interpolován konvolucí s hřebenovým filtrem, který je zobrazen na obrázku (5), podle rovnice (17).

Určený odhad CTF je použit pro regeneraci přijatého signálu podle

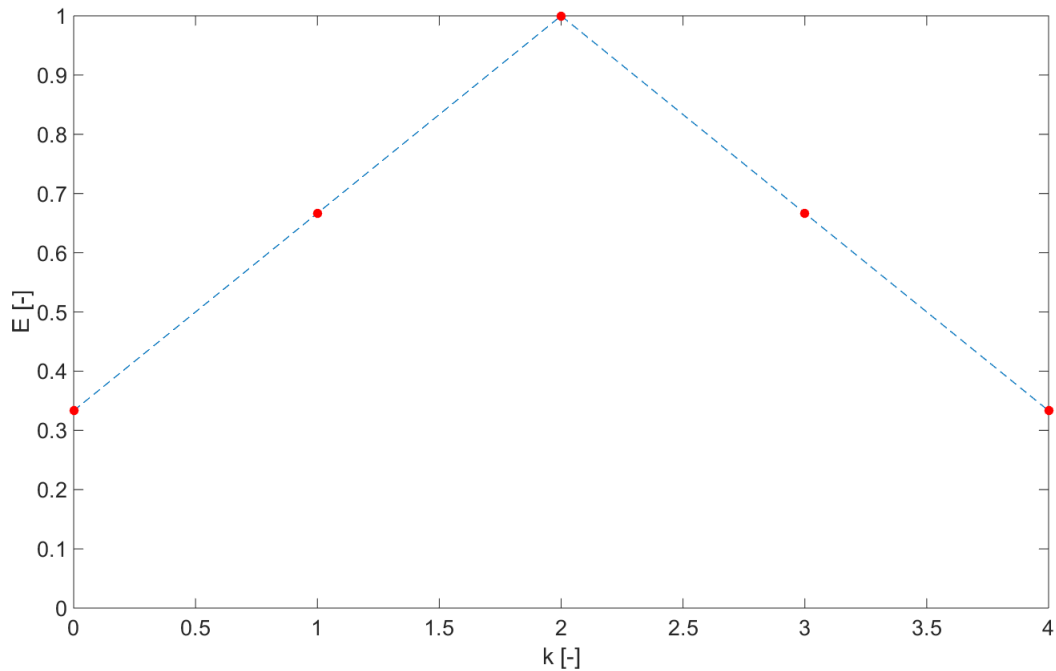
vztahu (18)

$$H_{lr} = PRN(k) \cdot \sum_{l=n+1}^{n+3} (S_l(SP_l)) + \frac{1}{2}[S_n(SP_n) + S_{n+4}(SP_{n+4})] \quad (16)$$

$$H_{LR}(k) = H_{lr}(k) * Fil(k) \quad (17)$$

$$R(k) = S(k)/H_{LR}(k) \quad (18)$$

H_{lr}	neinterpolovaný odhad přenosová funkce kanálu
$S_n(SP_n)$	vzorky spektra n-tého OFDM symbolu odpovídající rozmístění SP v n-tém OFDM symbolu
$PRN(k)$	vzorek PRBS sekvence pro k-tou subnosou
$H_{LR}(k)$	hodnota přenosové funkce kanálu na k-té subnosné
Fil	hřebenový filtr
$S(k)$	k-tý vzorek spektra přijatého signálu
$R(k)$	k-tý vzorek spektra regenerovaného signálu
k	číslo subnosné $k \in \mathbf{Z}, k = \langle 0; 6816 \rangle$
*	funkce konvoluce

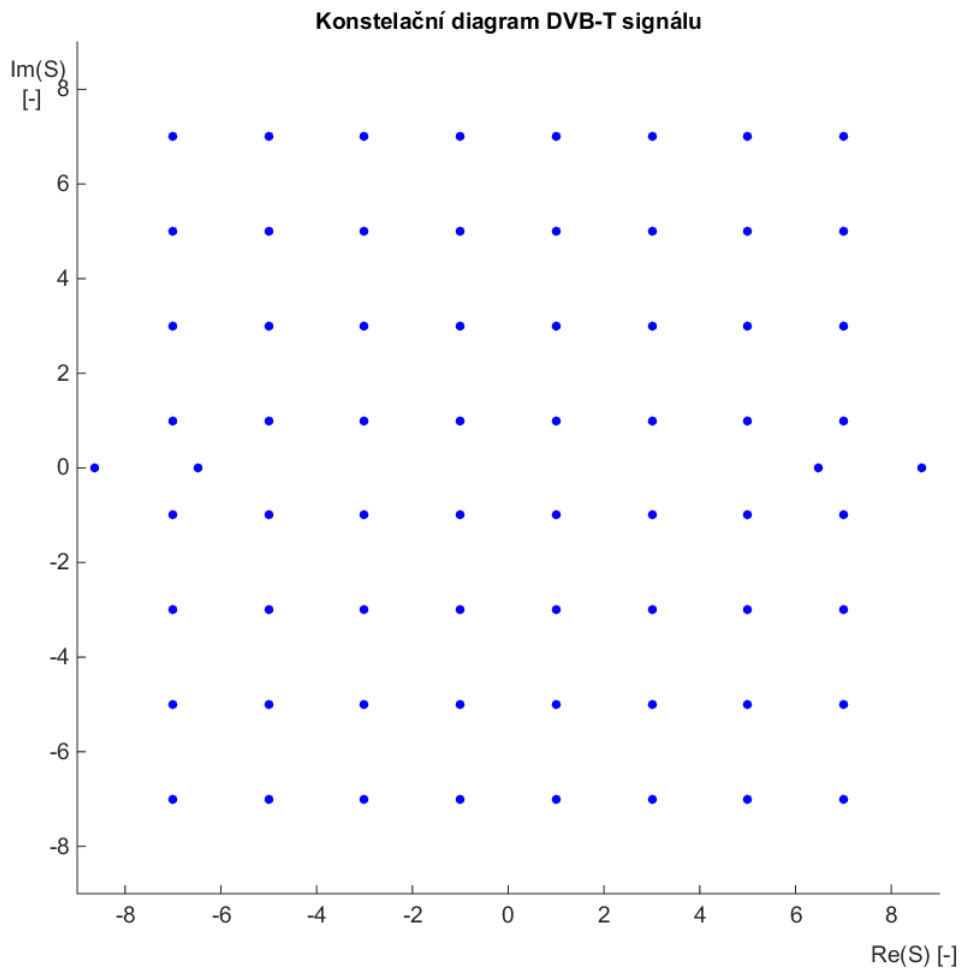


Obrázek 5: Hřebenový filtr realizující lineární interpolaci

2.8 Obnovení původního signálu

Po provedení korekcí podle výše uvedených algoritmů následuje obnovení původního signálu. Jedná se o program, který vyhodnotí úroveň subnosné a přiřadí jí hodnotu danou podle normy. Po aplikaci tohoto programu na všechny subnosné v celém OFDM symbolu je získán původní ideální OFDM symbol.

Po provedení korekce signálu pomocí přenosové funkce kanálu získané podle kapitoly (2.7) je úroveň pilotních symbolů v korigovaném signálu rovna jedné. Podle normy [2] je dáno, že základní úroveň je $\sqrt{42}$ a ta odpovídá úrovni pilotů TPS. Pilotní symboly jsou přenášeny se zvýšenou úrovní, a to o $1/3$ větší než je základní úroveň. Proto musíme ještě před začátkem vyhodnocování signál vynásobit $\sqrt{42} \cdot \frac{4}{3}$. Nyní je možné provést obnovení signálu podle rozhodovacích úrovní, které jsou odvozeny podle úrovní jednotlivých 64+4 slov, které jsou kódovány v signálu pomocí 64QAM a BPSK modulací pro datové a pilotní subnosné. Konstelační diagram je zobrazen na obrázku (6).



Obrázek 6: Konstelační diagram pro DVB-T 64QAM nehierarchický

2.9 Vzájemná funkce neurčitosti CAF a její využití pro navigaci v DVB-T síti

Vzájemná funkce neurčitosti (CAF) se v praxi používá pro aktivní i pasivní detekci cílů. Pro tento princip určování cílů je tato funkce stěžejní. Jedná se o funkci, která vyjadřuje korelaci mezi přijímaným a vysílaným signálem v závislosti na frekvenčním posunu. Díky tomu je možné detekovat zpožděné kopie signálu a dokonce i kopie způsobené odrazem od pohyblivé se překážky. Odrazem od pohyblivé se překážky dochází k Dopplerovské změně frekvence. Změnu frekvence využívají radary pro rozeznání pohyblivých se předmětů a potlačení vlivu odrazů od nepohyblivých se předmětů. Pro účely této práce poslouží pro potlačení vlivu odrazů od pohyblivých se předmětů. Touto funkcí a různými způsoby jejího výpočtu se zabývá práce [8]. Vzájemná funkce neurčitosti je popsána rovnicí (19), která byla převzata z [8].

$$CAF(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_T^*(t) s_R(t + \tau_D) e^{-j\omega t} dt \quad (19)$$

$CAF(\tau, \omega)$	vzájemná funkce neurčitosti
$s_T^*(t)$	komplexně sdružený vysílaný signál
$s_R(t + \tau_D)$	přijatý signál posunutý o τ_D
ω	úhlová frekvence

V literatuře jsou popsány metody číslicového výpočtu CAF. Nejúčinnější metodou je FFT metoda založená na rychlé Fourierově transformaci korelační funkce [8]. Tato metoda je dána rovnicí (20) převzatou z [8]:

$$CAF(m, k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_T^*[n] s_R(n + m) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \rightarrow FFT[r_m[n]] \quad (20)$$

$CAF(m, k)$	vzájemná funkce neurčitosti
$s_T^*(n)$	komplexně sdružený vysílaný diskrétní signál
$s_R(n + m)$	přijatý diskrétní signál posunutý o m
k	frekvence s diskrétním krokem
FFT	rychlá Fourierova transformace
$r_m[n]$	korelační funkce

Protože je nutné potlačit vliv frekvenčního offsetu mezi vysílanou nosnou a nastavenou frekvencí směšovače přijímače, která slouží pro převod signálu do základního pásma, tak by frekvenční krok CAF daný vzorkovací frekvencí nebyl dostatečný. Pro zjemnění kroku je možné provést interpolaci přijímaného a rekonstruovaného signálu, nebo provést převzorkování přijímaného

signálu. Obě tyto metody exponenciálně prodlouží výpočet CAF a proto ani jedna z těchto metod nebyla v této práci využita.

Pro zmenšení frekvenčního kroku byl použit zlomkový posun spektra pomocí násobení signálu komplexní exponenciálou v časové oblasti. Protože není očekáván velký frekvenční offset, tak je výpočet zjednodušován. Nebude počítána celá CAF, ale pouze menší oblast ve které je očekávána informace nutná pro určení polohy. Proto není metoda daná vzorcem (20) pro zpracování signálu DVB-T za účelem určení polohy vhodná. Z důvodu rychlosti výpočtu a snadnosti implementace v programu MatLab byla funkce CAF upravena na funkci $M(t, f)$ modelující přenosový kanál signálu. Jedná se o výpočet impulzní odezvy kanálu v závislosti na frekvenčním posunu. Frekvenční posun je prováděn násobením signálu v čase komplexní exponenciálou. Tím je možné udělat libovolně jemný frekvenční krok.

$$M(t, f) = \sum_F^{F_{max}-1} \frac{S_T(F + f)}{S_R^*(F)} e^{j2\pi t \frac{F}{F_{max}}} \equiv IFFT \frac{FFT(s_T(t) e^{-j2\pi t \frac{f}{F_{max}}})}{FFT(s_R(t))^*} \quad (21)$$

$M(t, f)$	model přenosového kanálu v závislosti na čase a frekvenčním posunu
$S_T(F + f)$	F-tý index posunutého frekvenčního spektra přijatého signálu o f
$S_R(F)$	F-tý index frekvenčního spektra rekonstruovaného signálu

3 Algoritmy pro měření vzdálenosti, resp. určení polohy přijímače

Signál DVB-T neobsahuje informaci o počátku vysílání, která je potřeba pro stanovení doby šíření od vysílače k přijímači. Z časového zpoždění mezi přijatými signály od jednotlivých vysílačů je možné určit polohu přijímače metodou TDoA. Pro určení polohy metodou TDoA je nutné přijímat signál alespoň od tří vysílačů a znát jejich polohu. Pokud jsou tyto podmínky splněny, tak je možné sestavit hyperboly, které se protnou v místě přijímače.

3.1 Určení polohy přijímače

Polohu přijímače je možné stanovit podle rovnice (22). Jedná se o rovnici převzatou z [9], pouze byla doplněna o osu z určující nadmořskou výšku. Vysílače jsou umístěny na vyvýšených místech a proto není vhodné uvažovat nulové převýšení mezi vysílači a přijímačem, které by do výpočtu zanášelo chybu.

$$t_1 - t_i = \frac{\sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2}}{c} \quad (22)$$

t_i	doba šíření signálu od i -tého vysílače k přijímači
x	souřadnice přijímače na ose x
y	souřadnice přijímače na ose y
z	souřadnice přijímače na ose z
x_i	souřadnice i -tého vysílače na ose x
y_i	souřadnice i -tého vysílače na ose y
z_i	souřadnice i -tého vysílače na ose z
c	rychlost světla

Tato metoda předpokládá synchronizované vysílače, které vysílají ve stejný okamžik a na stejné frekvenci. To vysílání DVB-T splňuje.

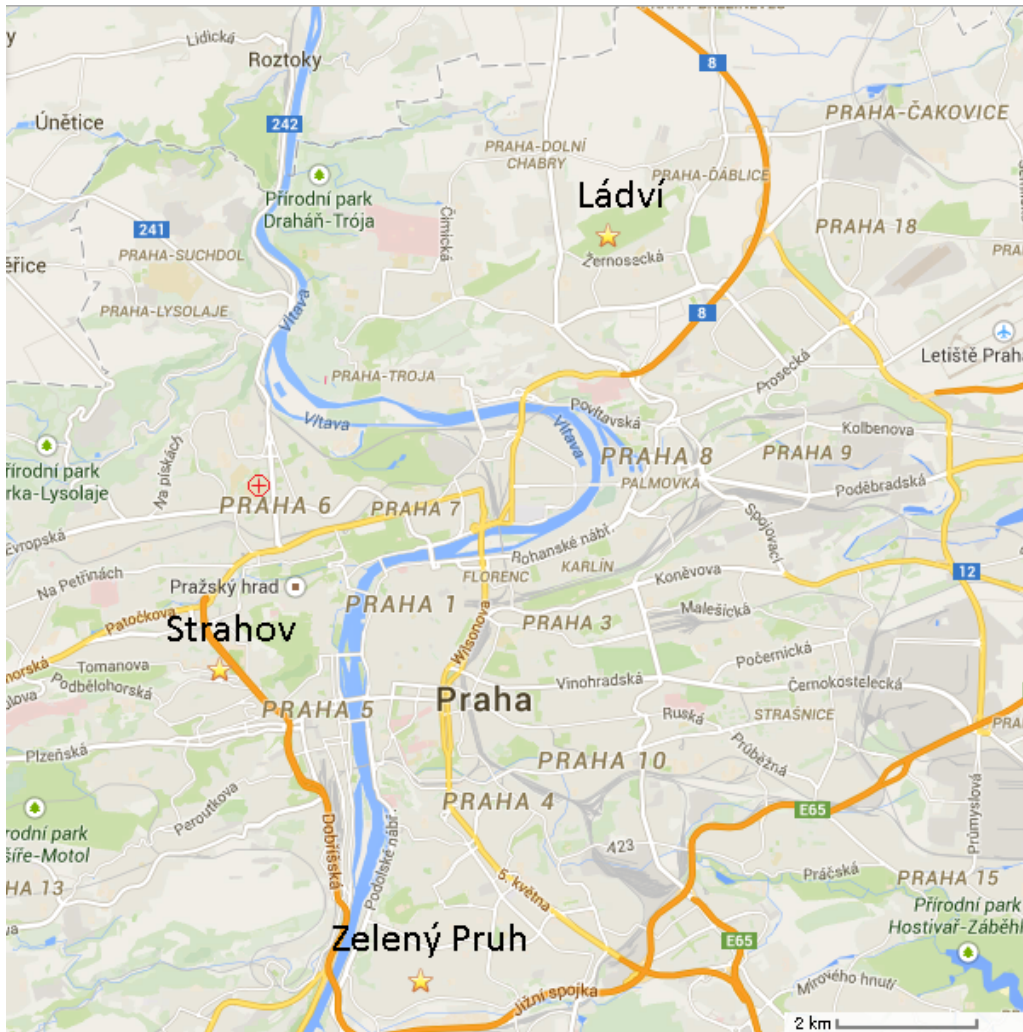
3.2 Zvolení testovací sítě DVB-T

Protože je pro určení polohy metodou TDoA nutná jednofrekvenční síť, která obsahuje alespoň tři vysílače, byl pro ověření funkčnosti algoritmů vybrán kanál 46 v Praze. Tato síť obsahuje tři vysílače rozmístěné po Praze s dostatečným vysílacím výkonem pro příjem téměř kdekoli v Praze. Informace o jednotlivých vysílacích kanálu 46 jsou zahrnuty v tabulce (2)

Na obrázku (7) jsou zakresleny vysílače a přijímač do mapy. Vysílače jsou značeny hvězdou a přijímač křížkem. Byla použita mapa dostupná na internetu na stránkách <http://www.mapy.cz/>. Souřadnice jsou zadány v geodetickém standartu WGS 84.

Název	ERP	Nadmořská výška	Zem. délka	Zem. šířka
-	[kW]	[m n. m.]	východní	severní
Praha - Ládví	5	355	14°27'45"	50°08'08"
Praha - Strahov	10	348	14°23'04"	50°04'46"
Praha - Zelený Pruh	4	265	14°25'29"	50°02'21"

Tabulka 2: tabulka vysílačů kanálu 46 v Praze [7]



Obrázek 7: Mapa Prahy se zakreslenými vysílači DVB-T kanálu 46

4 Dosažené výsledky se signálem z generátoru

Výše zmíněné algoritmy zpracování DVB-T signálu byly aplikovány na signál generovaný generátorem DVB-T signálu. Ten byl digitalizován a takto získaný signál byl dále zpracován pomocí programu MatLab verze 8.3.0.532 (R2014a).

4.1 Parametry provedeného měření

Přijímaný signál byl generován generátorem DVB-T signálu, na kterém byly nastaveny parametry signálu odpovídající nejčastěji používaným parametrům pro televizní vysílání v České republice podle [7]. Generátor umožňuje zařazení generátoru bílého šumu a simulaci vícecestného šíření. Parametry DVB-T generátoru byly nastaveny na přenos s šířkou pásma 8MHz v módu 8k. Vysílací výkon signálu byl nastaven na -20dBm. Kódový poměr byl nastaven na 2/3 s modulací 64QAM a s dobou trvání ochranného intervalu 1/4. Použitá nosná frekvence byla 520MHz.

Byla provedena měření s různými parametry odstupů nosné signálu od šumu (CNR) a parametry vícecestného šíření. Signál z generátoru byl přiveden na vstup signálového analyzátoru, kterým byl převeden do základního pásma. Poté byl vzorkován a jeho IQ složky posílány do PC přes rozhraní LAN. Signál byl vzorkován vzorkovací frekvencí (f_{vz}) určenou podle rovnice (23), která byla $f_{vz} = 18285714,29 Hz$. Tato frekvence byla zvolena proto, aby po odstranění ochranného intervalu každý vzorek přímo odpovídal jedné subnosné v daném OFDM symbolu. Toto je podrobněji popsáno v kapitole (2.1).

$$f_{vz} = 2(8192 \frac{1}{T_{sym}}) \quad (23)$$

T_{sym} doba trvání jednoho OFDM symbolu

Při každém měření bylo vzorkováno přibližně 1,1 [ms]. Přesně dva miliony vzorků (2[MS]) signálu z každého měření.

4.2 Počáteční úpravy signálu

Při digitalizaci je signál nejdříve převeden do základního pásma a poté vzorkován. To vlivem cyklického charakteru Fourierovy transformace způsobí cyklické posunutí spektra. Jev je zobrazen na obrázku (8).

Tento problém lze řešit několika způsoby. První možností je upravit program tak, aby se změnila indexace jednotlivých subnosných, tak aby korespondovaly s navzorkovaným cyklicky posunutým signálem. Tato metoda je ale složitější na implementaci a dělá program zbytečně složitým a málo přehledným.

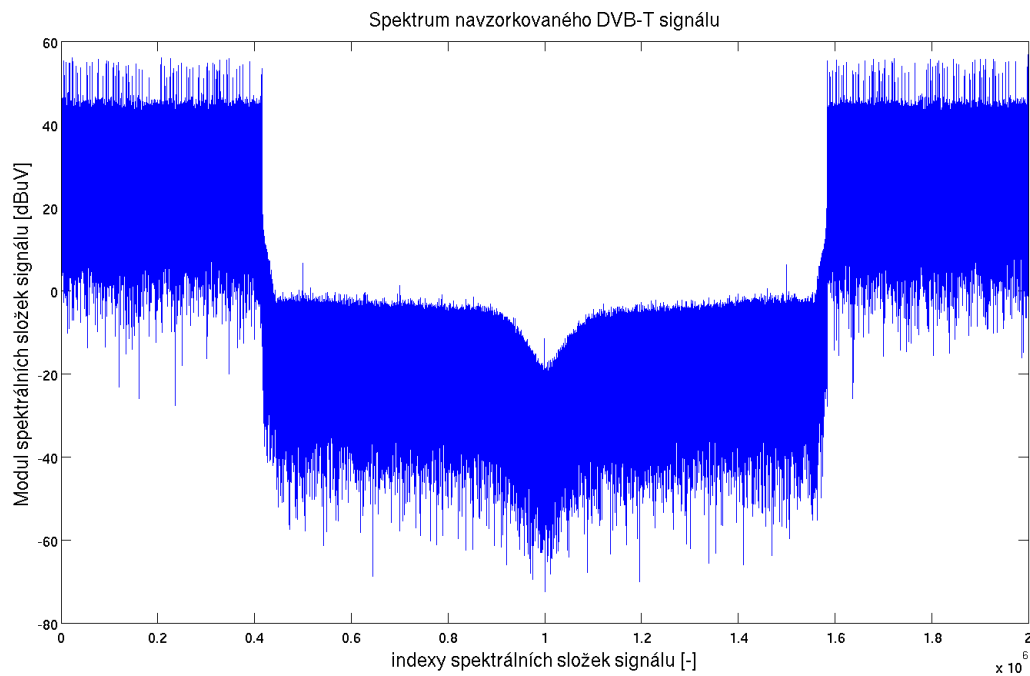
Druhou možností je cyklická rotace spektra signálu o polovinu jeho délky. Tato možnost vyžaduje využití funkce MatLabu pro rychlou Fourierovu transformaci a následně funkce *circshift* pro cyklickou rotaci o polovinu

délky signálu a nakonec inverzní Fourierovu transformaci. Pokud by bylo potřeba spektrum rotovat a frekvenci, která neodpovídá celému počtu vzorků, pak by tuto metodu nebylo možné použít.

Další možností je vynásobení signálu komplexní exponenciálou. Z věty o posunu signálu v čase Fourierovy transformace lze odvodit, že ve spektru se tato úprava zobrazí jako cyklický posun signálu. Toto lze vyjádřit rovnicí (24).

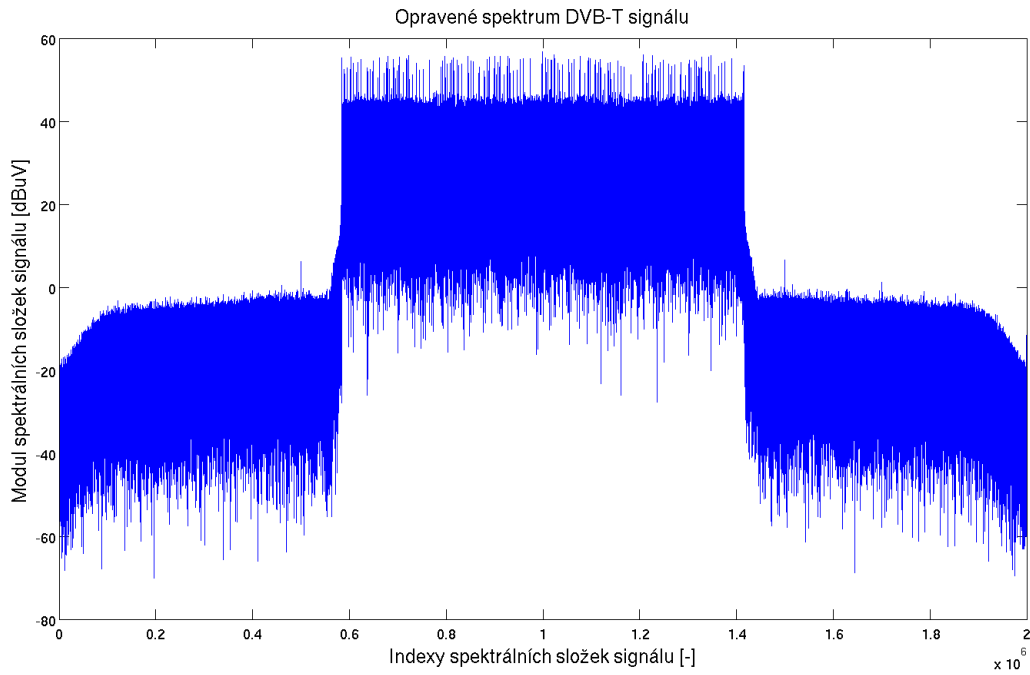
$$S(\Omega + a) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k)e^{-j\Omega ka} e^{-j\Omega k} \quad (24)$$

$S(\Omega + a)$ spektrum signálu $s(k)$ posunuté o a
 Ω úhlová frekvence



Obrázek 8: Vliv vzorkování v základním pásmu na spektrum signálu

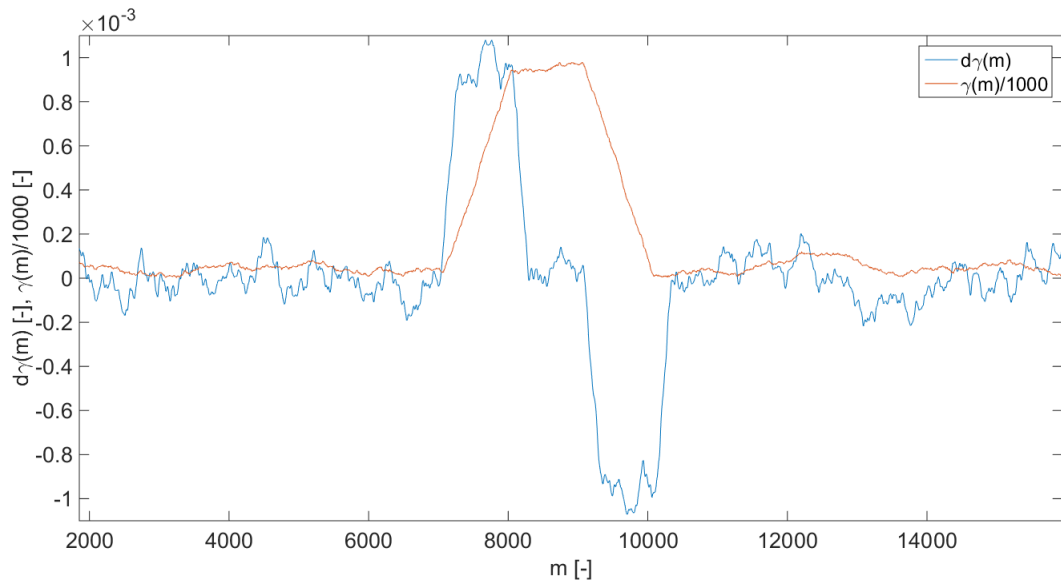
Z obrázku (8) je patrné, že střed spektra signálu se nachází na prvním bodě osy x, zatímco uprostřed se nacházejí okraje spektra. Odstranění tohoto jevu pomocí rovnice (24) je ukázáno na obrázku (9).



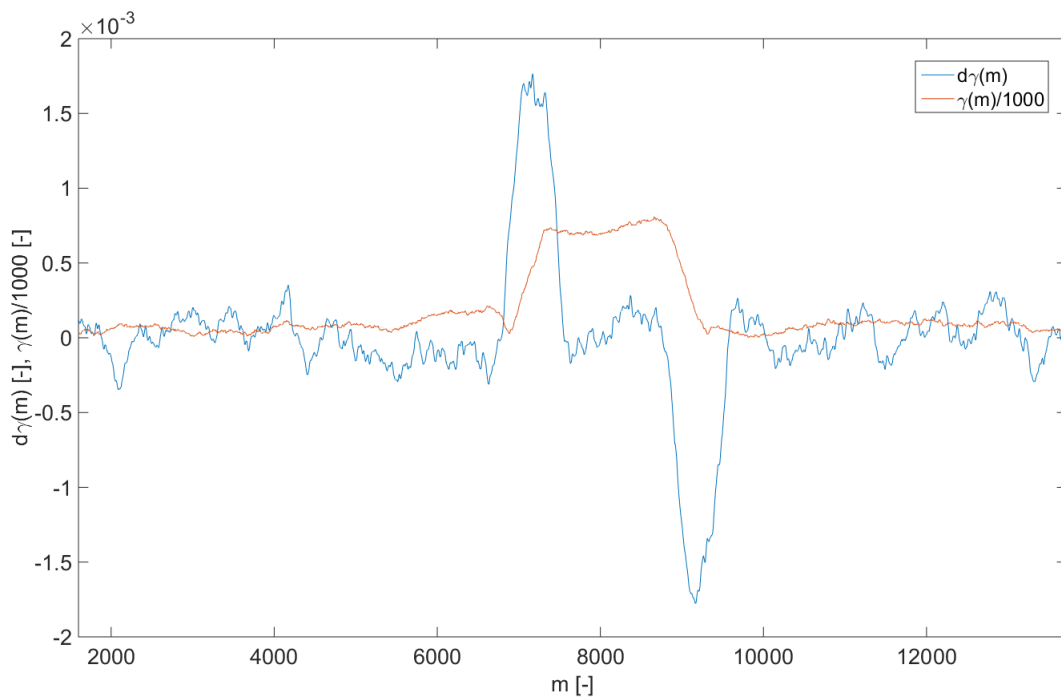
Obrázek 9: Oprava vlivu vzorkování v základním pásmu na spektrum signálu

4.3 Určení délky ochranného intervalu

Délku ochranného intervalu vrací funkce *zjisteni_Tdel.m*, která aplikuje algoritmy popsané v kapitole (2.2). Vliv šumu silně zkresluje derivaci prováděnou podle rovnice (2). Proto byl výpočet funkce $d\gamma(m)$ upraven pomocí průměrování, aby došlo k potlačení vlivu šumu. Příklady funkce algoritmu pro různé délky ochranného intervalu s reálnými signály DVB-T jsou zobrazeny na obrázcích (10) a (11). Průběh $\gamma(m)$ je pro lepší názornost vydělen hodnotou 1000. Z maximální hodnoty funkce $d\gamma(m)$ lze odhadnout délku ochranného intervalu. Například pro obrázek (10) je maximum funkce $d\gamma(m)$ přibližně $1,081e-3$. Po dosazení do rovnice (3) nám vyjde $N_{\Delta} = 925$. To lze podle jednoduché rozhodovací logiky přiřadit známé délce 1024, která odpovídá ochrannému intervalu $1/8$. Obdobně lze postupovat pro obrázek (11), kde dospějeme k délce ochranného intervalu $1/16$.



Obrázek 10: Použití algoritmu na signál s délkou ochranného intervalu 1/8



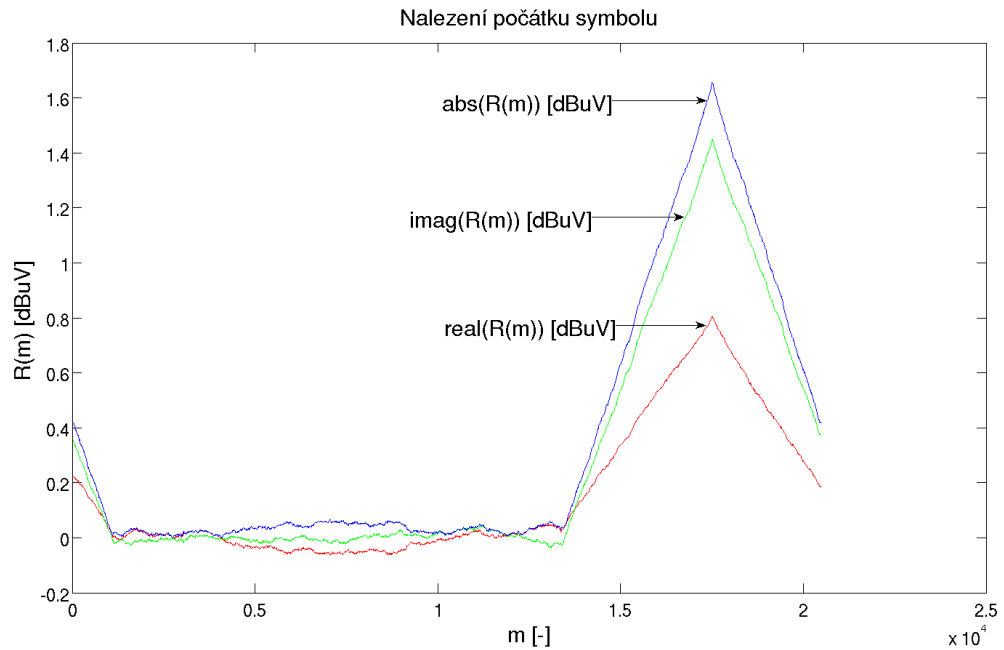
Obrázek 11: Použití algoritmu na signál s délkou ochranného intervalu 1/16

4.4 Nalezení počátku symbolu a vliv CNR na jeho správné určení

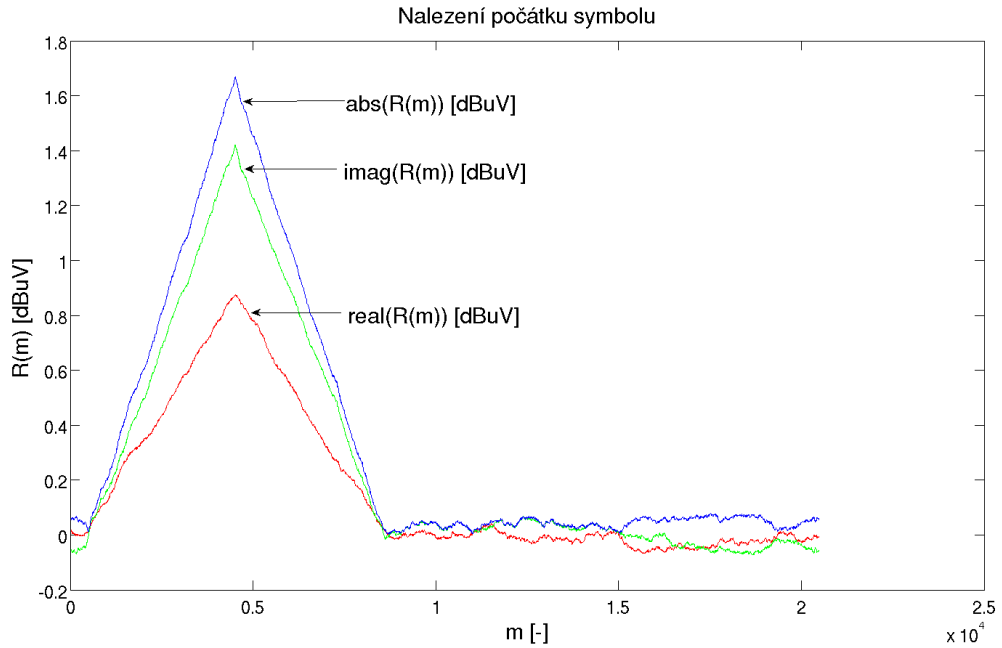
Dále byl aplikován algoritmus popsáný v (2.3). Tento algoritmus je ovlivňován šumem. Následující obrázky ukazují log-likelihood funkci pro dvě různé hodnoty CNR. Z této funkce nás zajímá pouze její maximální hodnota. Bod

na ose x , kde se nachází maximum funkce, odpovídá časovému posunu do počátku OFDM symbolu a argument maxima této funkce odpovídá frekvenčnímu offsetu.

Obrázek (12) ukazuje funkci log-likelihood pro signál bez přidaného šumu $CNR = 55dB$. Obrázek (13) ukazuje funkci pro průběh s přidaným šumem $CNR = 5dB$. To je hodnota, při které v žádném případě není možné dekódovat data v DVB-T signálu, a to ani BPSK modulované piloty, a proto by takto rušený signál neměl žádný význam pro použití v navigaci.



Obrázek 12: Průběh funkce log-likelihood signálu s $CNR = 55dB$



Obrázek 13: Průběh funkce log-likelihood signálu s $CNR = 5dB$

Na obrázcích je vidět, že funkce log-likelihood je jen slabě ovlivňována šumem, protože není vidět výrazné zkreslení předpokládaného trojúhelníkového průběhu, který je zobrazen na obrázku (2). Falešné maximum je oproti skutečnému počátku OFDM symbolu posunuto maximálně o desítky vzorků. Tuto chybu určení počátku opraví algoritmus popsáný v kapitole (2.5).

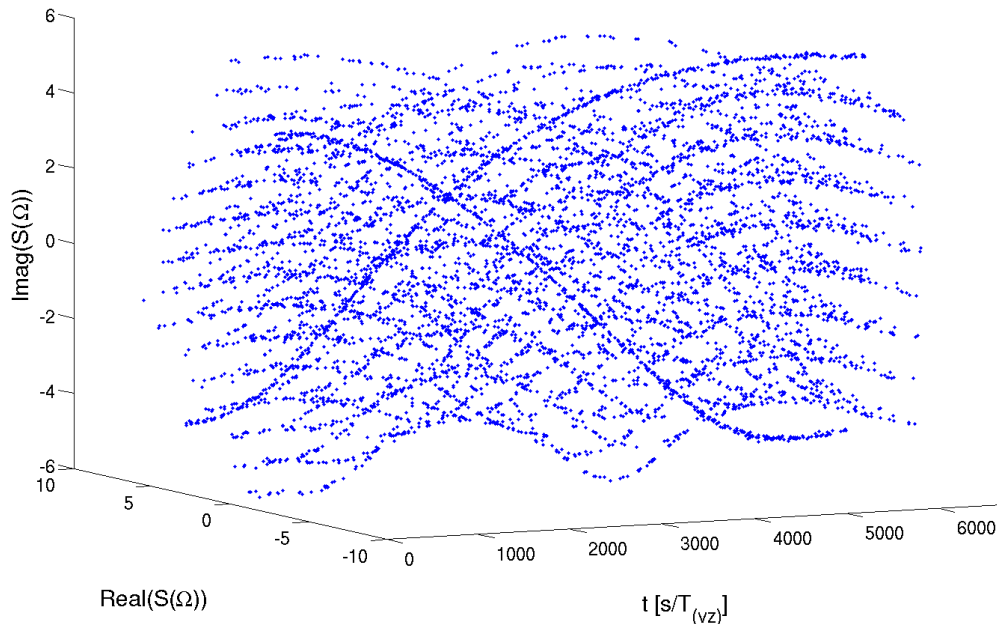
4.5 Odstranění ochranného intervalu, rozdělení na jednotlivé symboly, převzorkování a uložení do matice

Z funkce log-likelihood byl zjištěn podle kapitoly (2.3) časový offset a funkce byla přesunuta do počátku symbolu. V dalším kroku je signál rozdělen na jednotlivé OFDM symboly a zároveň je odstraňován ochranný interval.

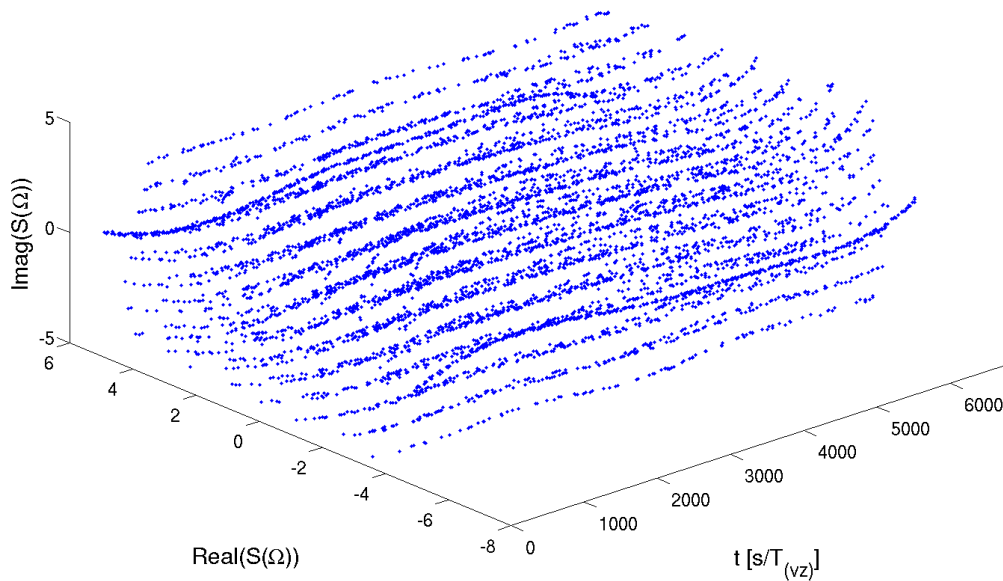
Pro nalezení maxima funkce log-likelihood je použita funkce $max_posl.m$. Ta nalezne index maxima posloupnosti. Tím je nalezen index vzorku, který odpovídá časovému offsetu do počátku OFDM symbolu. Jedná se o aplikaci funkce $argmax()$, která je použita v rovnici (5) pro nalezení počátku ochranného intervalu. Poté je vytvořena nová posloupnost začínající v takto určeném počátku symbolu. Posloupnost je rozdělena na jednotlivé OFDM symboly do matice s n řádky a N_U sloupci.

Počátek OFDM symbolu je stanoven s určitou nepřesností, proto je k určenému časovému offsetu přičtena polovina délky ochranného intervalu N_Δ

a od tohoto vzorku je naplněn řádek matice N_U následujícími vzorky. Na další řádek matice je vloženo N_U vzorků začínajících o N_Δ vzorků dále. Takto se pokračuje, dokud není matice naplněna požadovanými n OFDM symboly. Vlivem cyklického charakteru ochranného intervalu budou tyto OFDM symboly cyklicky posunuty přibližně o délku poloviny ochranného intervalu, proto jsou cyklicky posouvány v opačném směru. Nyní je OFDM symbol cyklicky posunut pouze o nejistotu určení počátku OFDM symbolu způsobenou zkreslením funkce log-likelihood vlivem šumu a dalších nepříznivých vlivů. Pro korekci této chyby je volána funkce *rough_cor.m* zajišťující algoritmus popsany v kapitole (2.5). Tím je určena chyba nalezení počátku OFDM symbolu o kterou je signál posunut. Nepřesně určený počátek OFDM symbolu se projevuje rotací fáze jednotlivých subnosných a je nejlépe patrný při zobrazení konstelačního diagramu v závislosti na indexu subnosné v 3D grafu, jak je zobrazeno na obrázcích (14) a (15).



Obrázek 14: Konstelační diagram bez korekce chyby určení počátku OFDM symbolu

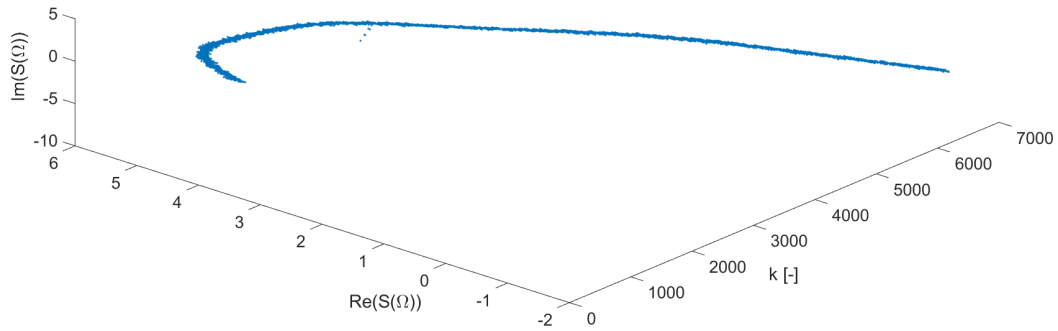


Obrázek 15: Konstelační diagram s korekcí chyby určení počátku OFDM symbolu

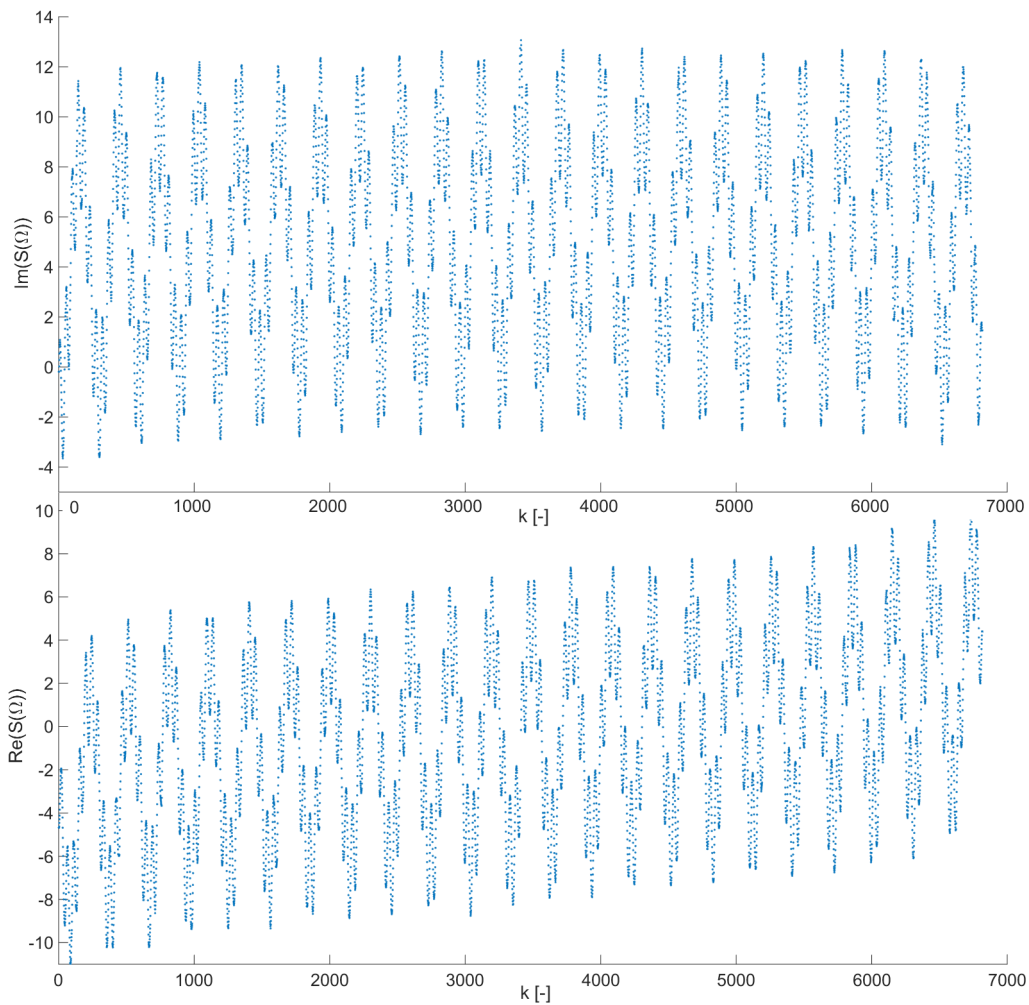
Na obrázku (14) je vykreslen konstelační diagram DVB-T symbolu bez použití korekce chyby určení časového posunu, která se ve spektru projeví jako chyba fáze. V konstelačním diagramu je patrná jeho rotace s rostoucím indexem subnosné. Obrázek (15) ukazuje stejný symbol s korigovanou chybou fáze podle kapitoly (2.5). Po provedení této korekce může v konstelačním diagramu stále zůstat patrná rotace odpovídající chybě určení počátku OFDM symbolu $\frac{1}{2}$ vzorku. To není problém, protože algoritmus, který je následně použit opraví i několikanásobně větší chybu určení počátku OFDM symbolu.

4.6 Korekce přijatého signálu pomocí odhadnuté přenosové funkce kanálu

V tuto chvíli je přijatý signál zkreslen zlomkovou chybou určení počátku symbolu a frekvenčního offsetu. Dalšími vlivy, ovlivňující signál jsou zvlnění přenosové charakteristiky na straně vysílače i přijímače a vlivy prostředí ve kterém se signál šíří. Některé tyto vlivy je možné potlačit pomocí odhadnuté CTF z pilotních symbolů jak je popsáno v kapitole (2.7). Tímto algoritmem je možné obnovit signál natolik přesně, aby bylo možné určit data, která byla vyslána a z nich vytvořit repliku signálu, která bude sloužit pro výpočet modelu přenosového kanálu, z které bude počítána poloha přijímače.



Obrázek 16: Odhadnutá CTF ze signálu bez vícecestného šíření



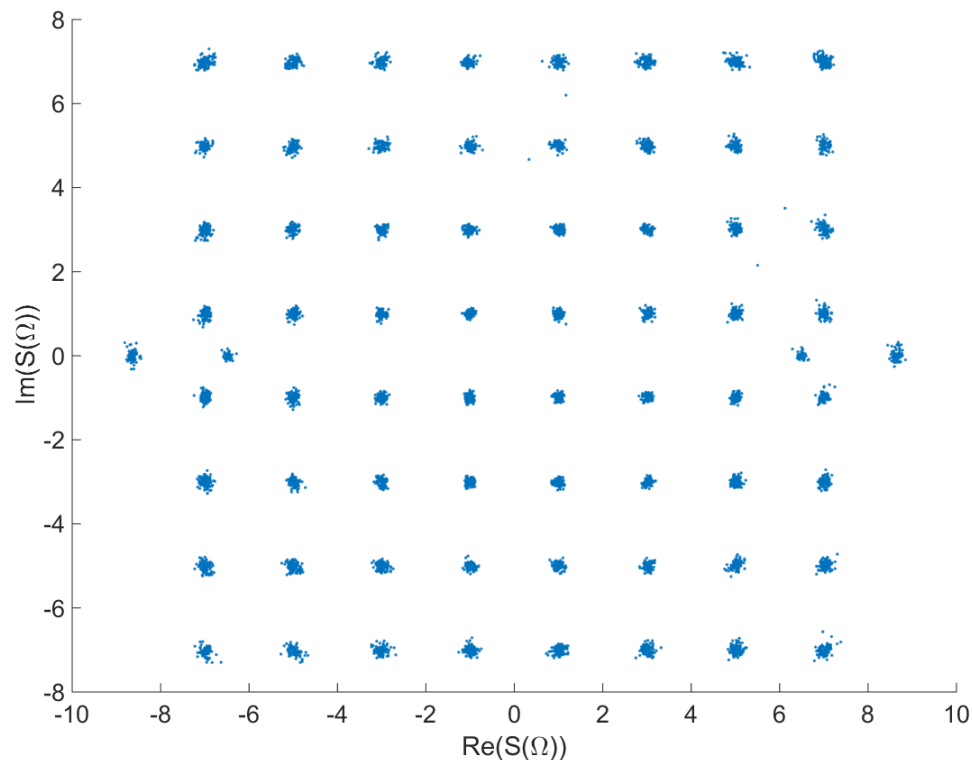
Obrázek 17: Odhadnutá CTF ze signálu se třemi cestami vícecestného šíření

Na obrázku (16) je vykreslena přenosová funkce kanálu pro signál bez vícecestného šíření. Amplitudově-fázové zkreslení, kterým je signál zkreslen způsobilo zvlnění výstupního filtru generátoru. Signál je možné regenerovat dosažením do vztahu (18). Tímto postupem regenerovaný signál je zobrazen na obrázku (18). Hodnoty modulovaných dat jsou obnoveny do původní velikosti a amplitudově-fázové zkreslení je odstraněno. Signál zůstává zkreslen šumem, který

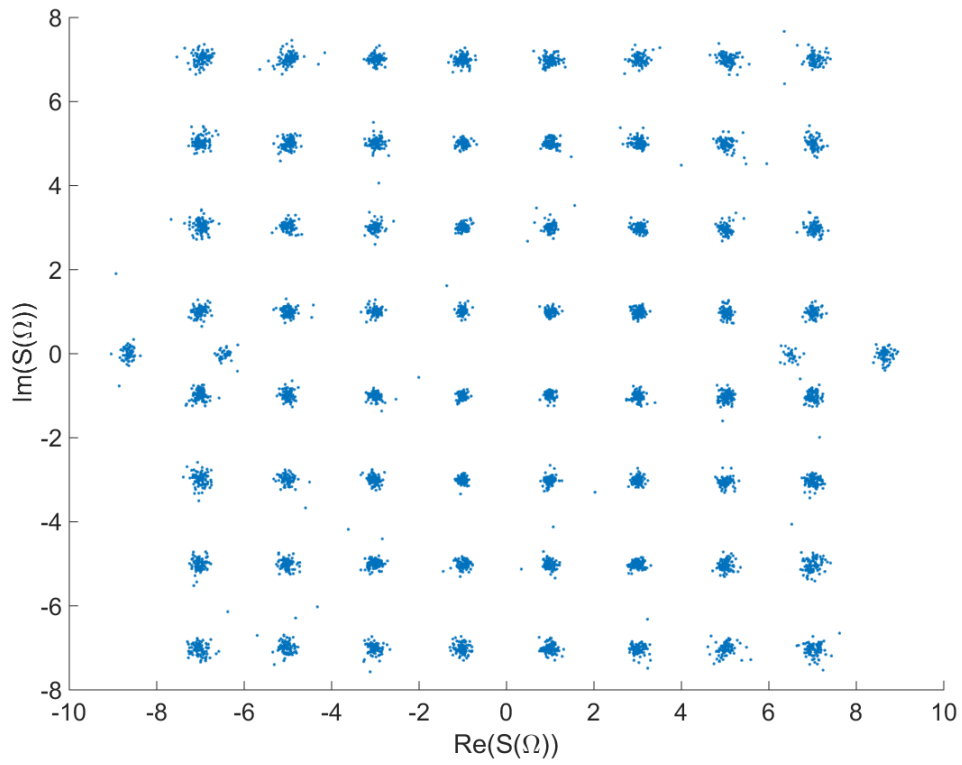
by zhoršoval výsledky výpočtu modelu přenosového kanálu. Tento problém řeší funkce *rekonstrukce_signal.m*, která provádí rekonstrukci signálu. Volá funkci *rekonstrukceS.m*, která podle rozhodovacích úrovní rozhoduje jaká data jsou modulována na jednotlivé subnosné a vytváří ideální konstelační diagram, ze kterého funkce *rekonstrukce_signal.m* vytvoří ideální repliku vysílaného DVB-T signálu. Konstelační diagram repliky signálu je zobrazen na obrázku (20).

Na obrázku (17) je vykreslena přenosová funkce kanálu pro signál s vícecestným šířením. V tomto případě jsou patrné hluboké úniky, které jsou způsobeny odečtením replik signálu od signálu v místech s opačnou fází. Jedná se o běžný jev vznikající v jednofrekvenčních sítích, který může působit natolik rušivě, že vysílání nebude možné vůbec přijímat. Je možné odvodit, že periody těchto úniků ve spektru odpovídají časovým rozdílům mezi příchodem přímého signálu a jeho zpožděných odrazů a ohybů. Pro určování polohy využíváme replik signálu od jednotlivých vysílačů, ale existence odrazů a ohybů působí rušivě. Je nutné rozlišit odrazy od přímých cest signálu a pro navigaci využívat pouze přímé cesty signálu od jednotlivých vysílačů.

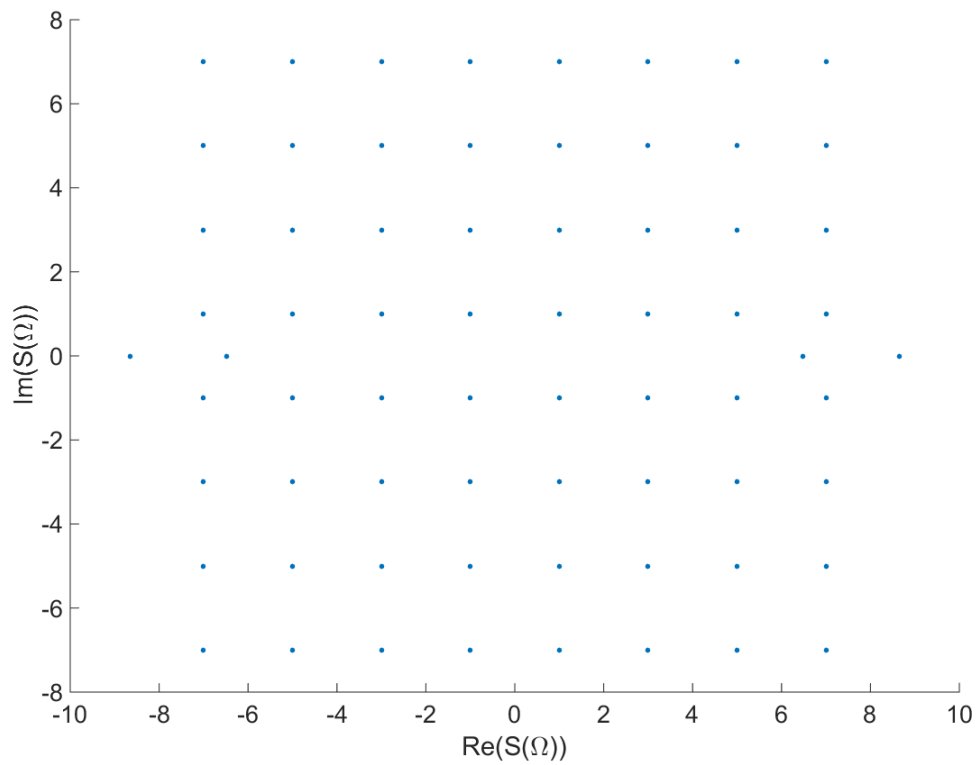
Díky průměrování přes více OFDM symbolů, jak je popsáno v kapitole (2.7), bylo možné zrekonstruovat dostatečně přesný odhad CTF, který bylo možné použít pro regeneraci signálu, který byl ovlivněn vícecestným šířením. Takto regenerovaný signál je zobrazen na obrázku (19).



Obrázek 18: Konstelační diagram regenerovaného signálu bez vícecestného šíření



Obrázek 19: Konstelační diagram regenerovaného signálu s vícecestným šířením



Obrázek 20: Konstelační diagram rekonstruovaného signálu

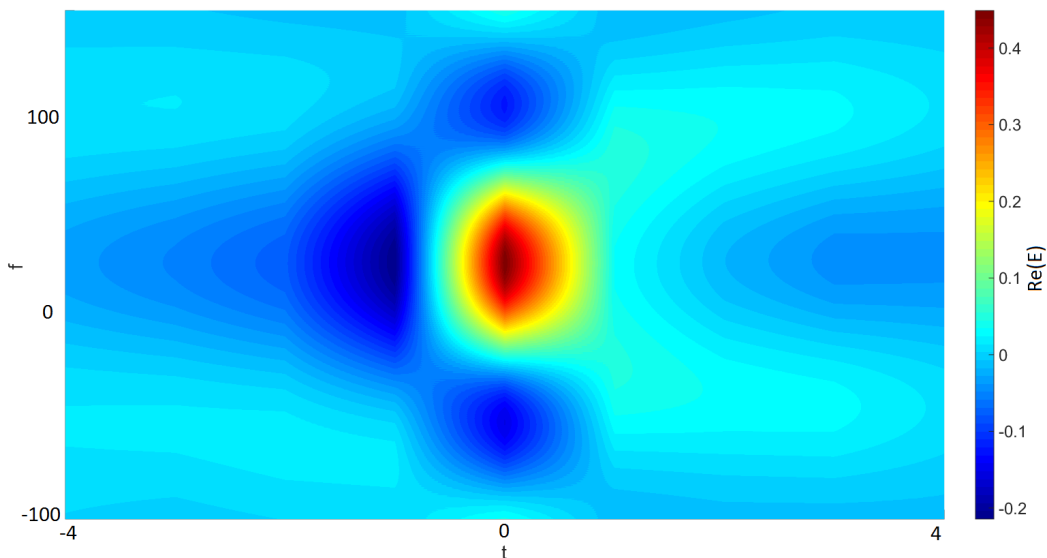
Obrázek (20) zobrazuje konstelační diagram rekonstruovaného signálu.

Jedná se o data modulovaná na jednotlivé subnosné OFDM symbolu s hodnotami podle normy [2].

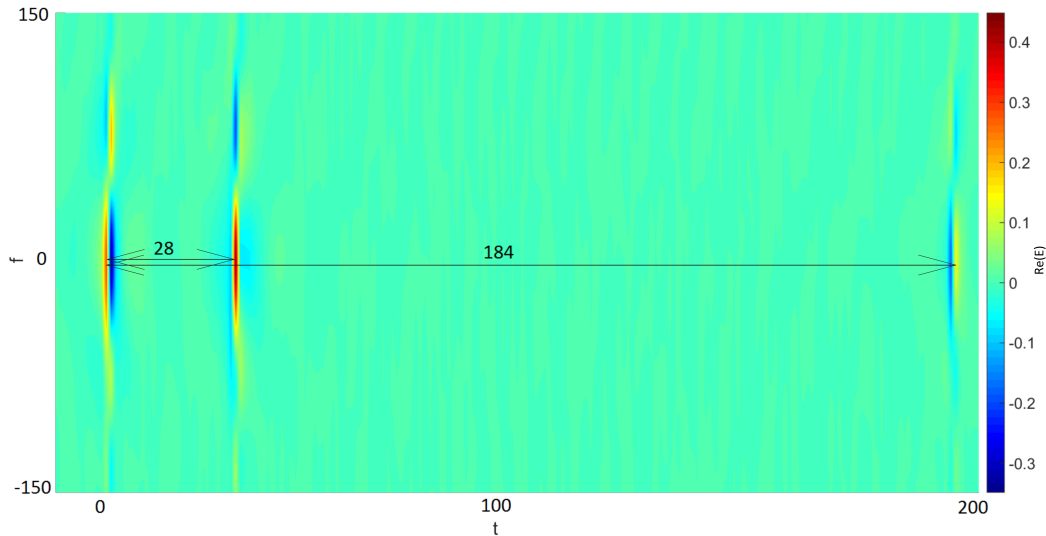
4.7 Výpočet modelu přenosového kanálu

Výpočet modelu přenosového kanálu je z celého zpracování signálu nejnáročnější. Jeho složitost závisí na způsobu výpočtu a počtu počítaných bodů funkce. Jedná se o třírozměrnou funkci závislou na čase a frekvenci. Její výhodou oproti CAF je možnost libovolně malého frekvenčního kroku bez nutnosti interpolace signálu.

Výpočet je prováděn podle rovnice (21) popsaného v kapitole (2.9). Její realizaci zajišťuje funkce *model_SF.m*. Úpravou komplexní exponenciály a počtem kroků výpočtu je možné měnit velikost frekvenčního kroku a meze nastavovaného frekvenčního posunu.



Obrázek 21: Model kanálu bez vícecestného šíření



Obrázek 22: Model kanálu s přímou cestou a zpožděnými replikami

Na obrázcích (21) a (22) jsou zobrazeny modely přenosového kanálu vypočtené ze signálu generovaného generátorem DVB-T signálu. Na obrázcích je zobrazena relevantní část modelu. Osy jsou popsány počtem kroků výpočtu. Časová osa t je v měřítku $\frac{896}{8192}\mu s/vzorek$. Frekvenční osa f je v měřítku $10Hz/vzorek$.

Obrázek (21) zobrazuje model vytvořený ze signálu, ve kterém nebyly přítomny repliky signálu. V modelu se nachází pouze jedno maximum které odpovídá přímé cestě signálu. Ve frekvenční ose klesá amplituda směrem od maxima podle funkce $\frac{\sin(x)}{x}$.

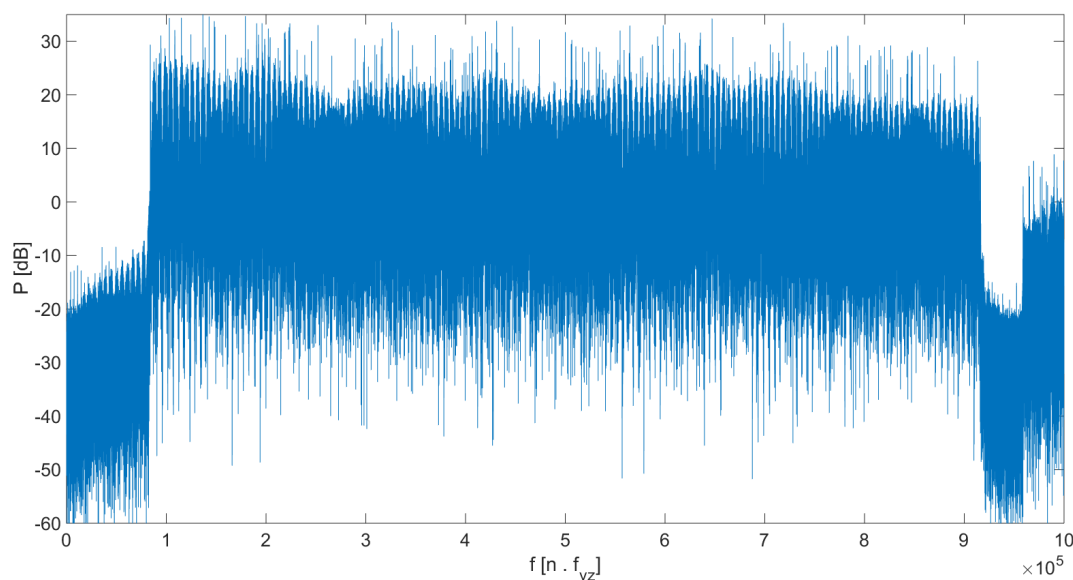
Obrázek (22) zobrazuje model vytvořený ze signálu generovaného generátorem DVB-T signálu s přidáním replikami signálu. Byly přidány dvě repliky signálu. První replika byla vysílána se stejným výkonem jako původní signál a byla zpožděna o tři mikrosekundy. Druhá replika byla vysílána s výkonem o šest decibelů méně než původní signál a byla zpožděna o dvacet mikrosekund. Na obrázku jsou zobrazeny vzdálenosti mezi maximy modelu. Bylo změřeno, že vzdálenost mezi prvním a druhým maximem je 28 vzorků a mezi prvním a třetím maximem 184 vzorků. Vzorky lze přepočítat podle měřítka na časové zpoždění. Bylo vypočteno, že 28 vzorků odpovídá zpoždění přibližně $3,06\mu s$ a 184 vzorků odpovídá přibližně $20,1\mu s$. Tyto výsledky odpovídají skutečnému nastavení generátoru DVB-T signálu.

5 Dosažené výsledky s reálnými signály

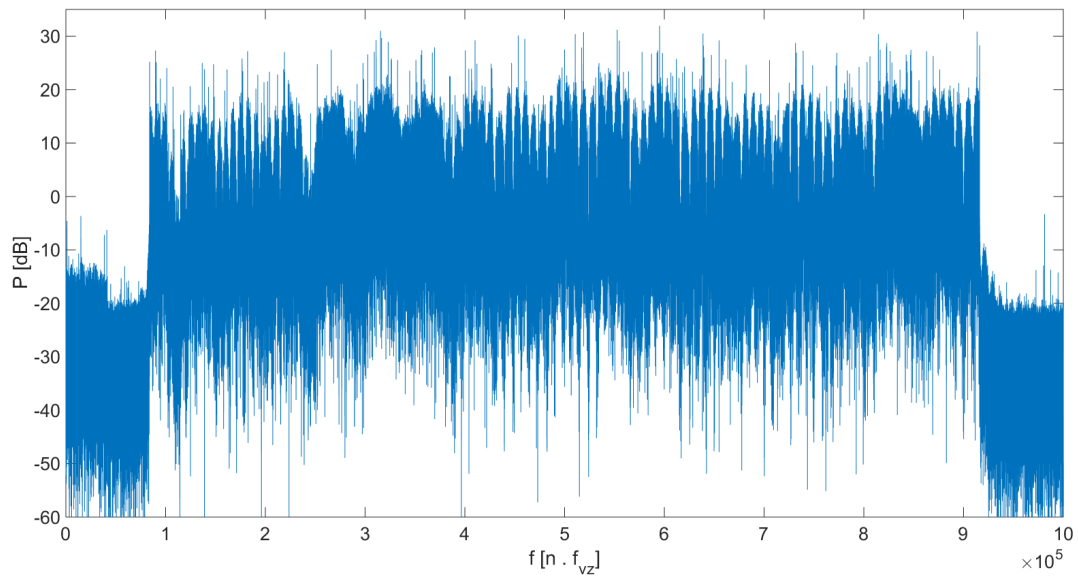
Signálové zpracování aplikované na signál generovaný generátorem signálu DVB-T bylo aplikováno na reálné signály DVB-T přijímané signálovým analyzátozem, který poskytoval nesynchronizované IQ složky přes rozhraní LAN do počítače. Pro příjem byla využita dipólová televizní anténa. Nebyl použit předzesilovač, aby byly přijímací podmínky náročnější a byla ověřena robustnost použitých algoritmů signálového zpracování.

Na obrázcích (23), (24) a (25) jsou zobrazeny spektra přijatých signálů. Důležitým parametrem je SNR. Z obrázků je patrné, že se pohybuje mezi 30dB a 40dB. Tato hodnota je dostatečná pro příjem signálu modulovaného 64QAM.

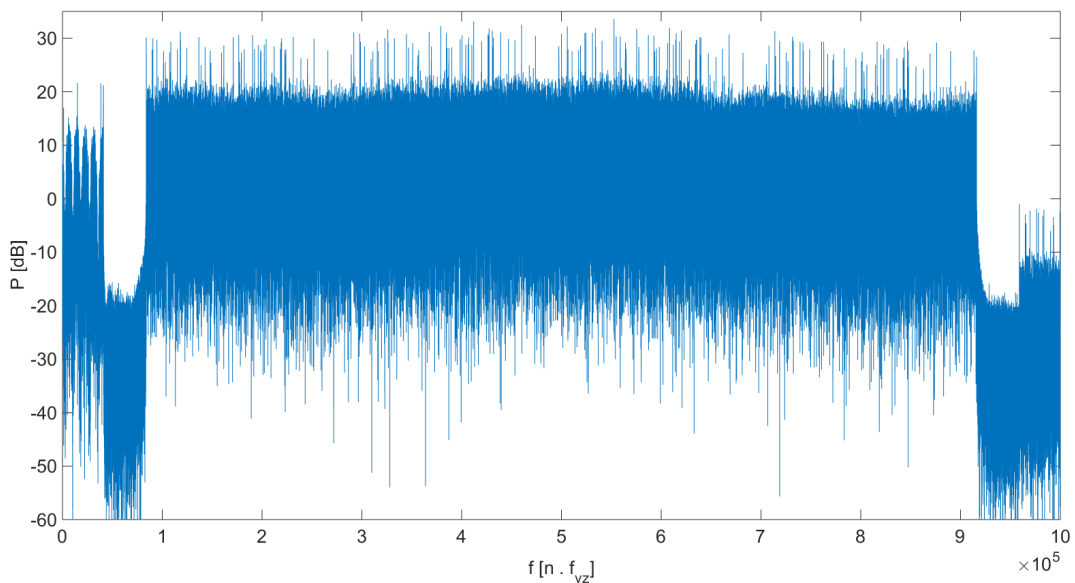
Vícecestné šíření zhoršuje přesnost obnovení signálu, který je nutný pro výpočet modelu kanálu popsaného v kapitole (2.9). Z tohoto důvodu by se jako ideální mohl jevit kanál 53 zobrazen na obrázku (25), ve kterém nejsou patrné hluboké úniky, které jsou typické pro vícecestné šíření. Ale ze stejného důvodu je tento signál pro naše účely nepoužitelný. Z množství hlubokých úniků se dá odhadnout počet vysílačů jednofrekvenční sítě. Ve spektru se hluboké úniky periodicky opakují s periodou úměrnou době zpoždění repliky signálu. Tento jev je patrný z obrázku (24). Hloubka úniku je úměrná síle zpožděné repliky. V obrázku lze pozorovat dvě různé periody opakování hlubokých úniků. Tím lze rovnou odhadnout, že tento kanál tvoří nejspíše síť se třemi vysílači.



Obrázek 23: Spektrum přijatého signálu DVB-T, kanál 42



Obrázek 24: Spektrum přijatého signálu DVB-T, kanál 46

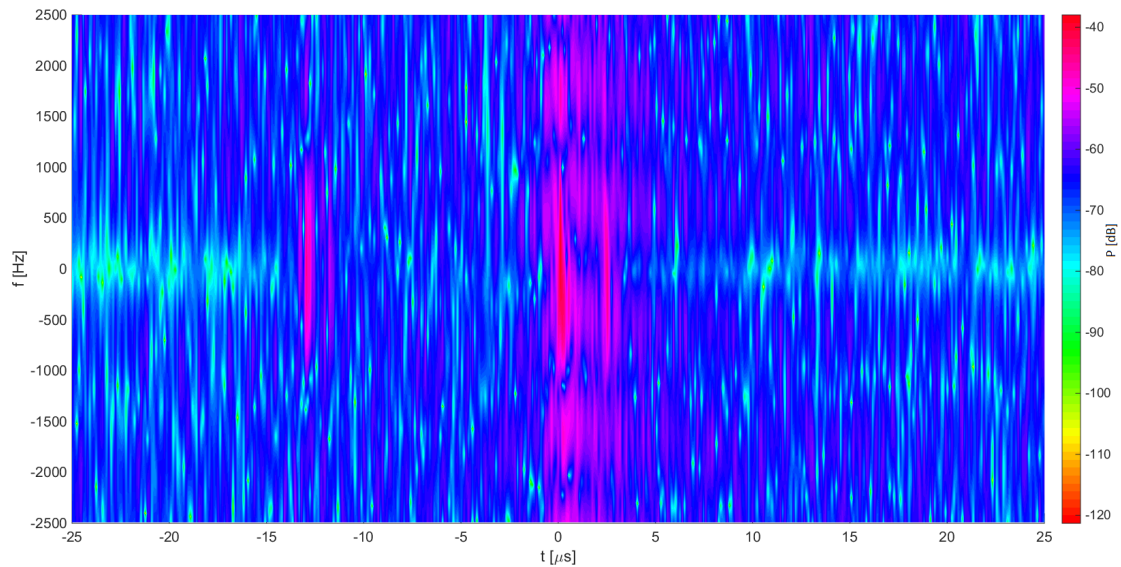


Obrázek 25: Spektrum přijatého signálu DVB-T, kanál 53

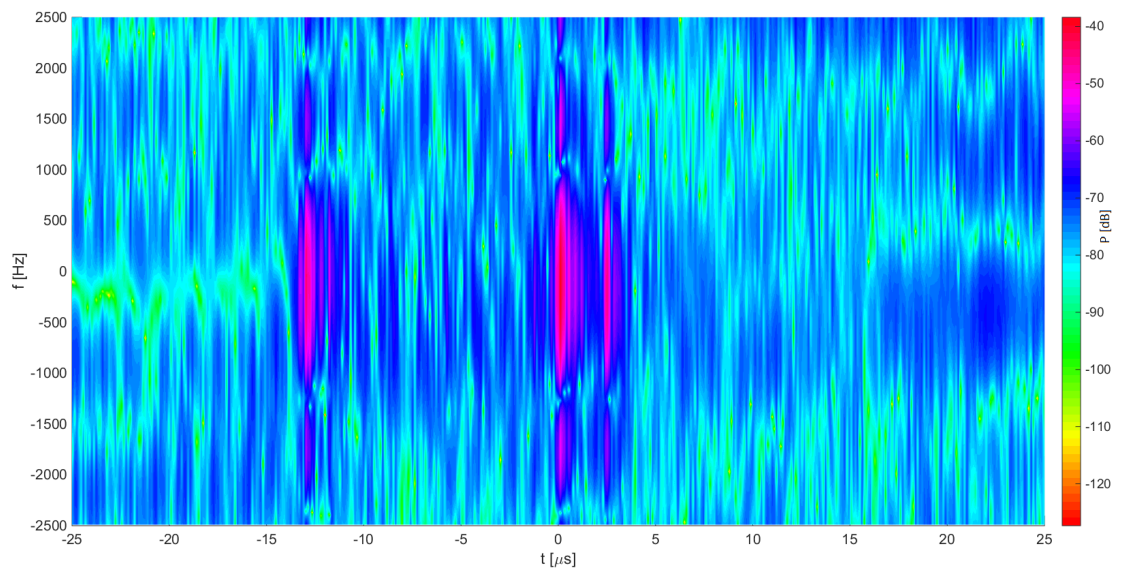
Pro určení polohy podle kapitoly (3) potřebujeme síť alespoň se třemi vysílači. Z tohoto důvodu se další postup omezí pouze na kanál 46, který je vysílán třemi vysílači. Parametry vysílačů jsou popsány v tabulce (2). Není potřeba se znovu podrobně zabývat aplikací všech algoritmů, které byly popsány v kapitole (4). Tyto algoritmy obnovují reálný signál DVB-T stejně úspěšně jako obnovovaly signál generovaný generátorem DVB-T signálu. Proto v této kapitole přeskočíme algoritmy vytvářející rekonstruovaný signál a budeme se zabývat modelem přenosového kanálu popsaného v kapitole (2.9) a určením polohy přijímače.

5.1 Model přenosového kanálu DVB-T v reálné síti se třemi vysílači

Model přenosového kanálu lze využít pro určování polohy metodou TDoA popsané v kapitole (3). Z modelu je možné odečíst rozdíly času šíření signálu od vysílačů k přijímači. V takto získaném modelu je nutné dosáhnout dostatečného SNR, abychom byli schopni rozlišit jednotlivé přímé cesty signálu od šumu. Zlepšení lze dosáhnout integrováním přes delší úsek signálu. Na obrázcích (26) a (27) jsou zobrazeny modely kanálu 46 pro různé doby integrace.



Obrázek 26: Model přenosového kanálu DVB-T integrovaného přes jeden OFDM symbol



Obrázek 27: Model přenosového kanálu DVB-T integrovaného přes 70 OFDM symbolů

Z modelů zobrazených na obrázcích (26) a (27) bylo stanoveno zlepšení SNR více než 10dB. Pokud by byl přijímač v pohybu, tak by dlouhá doba integrace způsobila rozmazání maxim modelu přenosového kanálu. Proto je nutné volit délku integrace úměrnou rychlosti pohybu přijímače. Větším problémem je exponenciální nárůst výpočetní náročnosti. Výpočet modelu zobrazeného na obrázku (26) byl proveden za $t_1 = 0,675s$, zatímco model na obrázku (27) byl vytvořen za $t_2 = 32,910s$. Čas výpočtu nezávisí pouze na době integrace, ale také na počtu kroků frekvenčního posunu. Správnou optimalizací by bylo možné zkrátit dobu výpočtu na hodnotu umožňující určování polohy téměř v reálném čase.

5.2 Určení polohy z modelu přenosového kanálu

Určení polohy z modelu přenosového kanálu je prováděno podle rovnice (22). Z modelu přenosového kanálu, který je zobrazen na obrázku (27), je možné určit rozdíly časů mezi jednotlivými vysílači a protože známe polohy vysílačů, tak je možné vypočítat polohu přijímače ze tří sestavených rovnic. Vícecestné šíření v kanálu způsobuje maxima v modelu, která neodpovídají přímé cestě signálu od vysílače, ale snadno může dojít k jejich záměně. Přímý signál od vysílače přichází jako první a až po něm vícecestná šíření. Přímý signál může být natolik zatlumen, že bude maximum modelu, odpovídající okamžiku příchodu tohoto signálu, pod úrovní šumu. Dostatečná doba integrace je schopna tento problém potlačit. Další problém nastává, pokud je přijímač umístěn ve stejné vzdálenosti od více vysílačů. Tento problém a možnosti jeho řešení jsou popsány v literatuře [5].

Pro ověření funkčnosti metody byl vybrán zjednodušený postup, ve kterém se porovnaly rozdíly dob šíření od jednotlivých vysílačů k přijímači, odečtených z modelu přenosového kanálu se správnými hodnotami. Správné hodnoty byly stanoveny pomocí mapy. Byla stanovena vzdálenost jednotlivých vysílačů od pozice přijímače. Rozdíly vzdáleností (l_i) byly přepočítány na rozdíly doby šíření signálu (t_i) pomocí vzorce (25). Metoda není příliš přesná, ale cílem je ověření funkčnosti algoritmů, nikoli studie o dosahovaných přesnostech určení polohy. To by bylo nad rámec této práce.

$$t_i = \frac{l_i}{c} \quad (25)$$

- d_i rozdíl vzdáleností dvojice vysílačů od přijímače
- t_i rozdíl doby šíření signálu dvojice vysílačů od přijímače
- c rychlost světla

Z modelu zobrazeného na obrázku (27) byly stanoveny časové rozdíly mezi příchody signálu od jednotlivých vysílačů. Pro ověření použitelnosti metody bylo měření prováděno uvnitř budovy a nebyla zabezpečena přímá viditelnost na žádný z vysílačů. Autor odhadem stanovil z modelu přímé cesty. Bylo odhadnuto první maximum a to bylo považováno za přímou cestu. V budoucnu by mělo být rozhodování prováděno automaticky. Časové rozdíly sloužící pro výpočet polohy jsou uvedeny v tabulce (3). Výsledné hodnoty odpovídají předpokládaným hodnotám. Nelze z nich vyvozovat údaj o přesnosti navigačního systému, který by k určování polohy využíval signálu DVB-T.

Ve skutečnosti hodnota označena jako správná, je zatížena nepřesnostmi. Například nerespektování výškových rozdílů mezi přijímačem a vysílači. Hodnota určená z modelu je zatížena chybami. Například chyba způsobená velikostí časového kroku. Minimální krok v čase je dán vzorkovací frekvencí. V tomto případě byl krok $\frac{7}{64}[\mu s]$. Tuto chybu by bylo možné snížit použitím vyšší vzorkovací frekvence nebo použitím interpolace. Tím by došlo k vysokému nárůstu výpočetní náročnosti. Mohla nastat chyba určení přímé cesty. Správné rozlišení přímé cesty od odrazů je jen obtížně řešitelná úloha. Mohla by být použita vhodná neuronová síť řešící tento problém. Jednodušší řešení by mohlo být hledání lokálních maxim. Z nich by byla vhodnou logikou rozpoznávána přímá cesta.

Název	správná hodnota t_i	stanovená hodnota t_i
-	$[\mu s]$	$[\mu s]$
Ládví - Strahov	11,67	11,70
Zelený pruh - Strahov	15,90	15,75
Zelený pruh - Ládví	4,23	4,04

Tabulka 3: Tabulka hodnot

Stanovené hodnoty se značně liší od správných hodnot. To je nejspíše způsobeno chybnými souřadnicemi vysílačů. Vysílače budou přesně zaměřeny přesným GPS přijímačem a měření bude zopakováno, aby byla ověřena správnost metody.

6 Závěr

Byla zpracována studie o využití signálu DVB-T pro měření vzdálenosti, resp. určení polohy přijímače. V rámci studie byl vytvořen program v jazyce MatLab realizující studované algoritmy signálového zpracování signálu DVB-T.

Systém využívá výhod signálu DVB-T. Není prováděna korelace se známou posloupností pilotních symbolů, které jsou v signálu umístěny, jak je popsáno v [1]. Snaží se využít vysokého SNR, kterého u jiných navigačních systémů nebývá dosahováno. Díky vysokému vysílacímu výkonu signálu DVB-T

je možné vysílaný signál přijmout a rozkódovat 64QAM, kterou jsou většinou data modulována. Díky tomu je možné vytvořit repliku signálu, která obsahuje mnohonásobně více bodů, než je obsaženo v pilotních symbolech. Postprocesingovým zpracováním je poté dosahováno vysokého potlačení vlivu šumu při výpočtu korelační funkce za mnohem kratší čas průměrování, než by bylo potřeba pro dosažení stejných hodnot pouze za použití pilotních symbolů.

Systém je postaven na principu softwarově definovaného rádia. Protože hardware neobsahuje fázový závěs, muselo být fázování zajištěno softwarově. Díky tomu bylo dosaženo vysoké robustnosti systému a je schopný přijmout a zpracovat i slabé a vícecestným šířením velmi zkreslené signály.

Podmínkou pro úspěšný příjem je dostatečná hodnota SNR nutná pro dekódování quadraturní modulace, kterou jsou data v signálu DVB-T modulována. Pokud by byla hodnota SNR příliš nízká na dekódování QAM, ale stále vyšší než $6dB$, je systém stále schopný dekódovat pilotní symboly, které jsou modulovány BPSK modulací a stále vytvářet repliku části signálu obsahující pilotní symboly. Je možné s touto replikou provádět korelaci s původním signálem. Tento mód by obsahoval podstatně méně bodů, ale stále by obsahoval několikanásobně více bodů, než systém pracující na principu korelace posloupnosti pilotů CP, kterých je pouze 177 v jednom OFDM symbolu.

Díky násobnému zvýšení rozlišení repliky přijímaného signálu by mělo být možné nalézt mnohem přesněji korelační maxima, ze kterých je možné určovat rozdíly doby šíření od jednotlivých vysílačů k přijímači.

V systému jsou rozdíly časů šíření od vysílačů k přijímači zjišťována z funkce velmi blízké rozptylové funkci CAF popsané v literatuře [8]. Rozdíly mezi počítaným modelem přenosového kanálu a CAF nemá vliv na správnost určení hledaných rozdílů časů, ale umožňuje nastavení libovolně jemného frekvenčního kroku. Tímto je řešen problém nepřesnosti lokálního oscilátoru, kterým je přijímaný signál směřován na nulovou mezifrekvenci. Tato nejistota oscilátoru způsobí posun maxima modelu po frekvenční ose. Proto je počítán model v čase a frekvenci, nikoli korelace, ve které by vlivem nejistoty lokálního oscilátoru byly sníženy hodnoty korelačních maxim. Protože je charakter průběhu modelu ve frekvenční ose $\frac{\sin(x)}{x}$, mohlo by v krajním případě dojít k úplné ztrátě informace o vysílači. Není předpokládáno, že by byl použit takto nepřesný lokální oscilátor, ale protože hledáme přímou cestu signálu, která by v reálných podmínkách mohla být silně utlumena je kladen důraz na co nejpřesnější nalezení frekvenčního posunu, pro který je nutné použití velmi jemného kroku ve frekvenční ose. Navíc je možné rozlišit přímou cestu od odrazu od pohybujícího se předmětu a tím potlačit tento typ vícecestného šíření. Zároveň jsou sníženy nároky na přesnost lokálního oscilátoru a tím dochází k poklesu výrobní ceny celého systému.

6.1 Shrnutí dosažených výsledků

Funkčnost metod a algoritmů signálového zpracování byla ověřena na signálu DVB-T generovaným generátorem signálu DVB-T. Popis principů jednotlivých algoritmů se nachází v kapitole (2). Jejich realizace je popsána v kapitole (4).

Z navrhovaných metod a algoritmů byl vytvořen automatizovaný program, který ze vzorků DVB-T signálu vytvoří model přenosového kanálu, ze kterého je možné odečíst rozdíly časů šíření od vysílačů k přijímači, které lze použít pro výpočet polohy pomocí metody TDoA. Zatím je jen velmi těžké stanovit přesnost, jaké by dosahoval navigační systém využívající signál DVB-T. Není předpokládáno, že by byla zaručena přímá viditelnost přijímače na vysílače. Proto bude problém realizovat správné rozlišování přímé cesty signálu od odrazů a ohybů. Pokud by bylo zaručeno správné rozlišení přímé cesty, tak by mohlo být dosahováno přesností, které by byly omezeny parametry vysílačů. Přesnost synchronizace a její stabilita v čase nebude dosahovat kvality systémů primárně určených pro navigaci.

Nakonec byla ověřena funkčnost programu na vzorcích reálného signálu DVB-T. Byl objeven nedostatek, který vlivem silného zkreslení vícecestným šířením znemožňoval správnou funkci algoritmu pro odhad přenosové funkce kanálu, jak je popsán v literatuře [6]. Tento algoritmus byl upraven do podoby popsané v kapitole (2.7), který se osvědčil jako plně funkční i při aplikaci na silně zkreslené reálné signály. Výsledky získané ověřením funkčnosti programu na reálném signálu jsou uvedeny v kapitole (5). Povedlo se zpracovat reálný signál a vytvořit model přenosového kanálu, z kterého lze odečíst časové rozdíly nutné k určení polohy. Bylo ověřeno, zda získané výsledky udávají očekávané hodnoty. Zjištěná chyba očekávaných hodnot časových rozdílů je nejspíše způsobena chybnými souřadnicemi vysílačů. Tato teorie bude ověřena. Bude nutné přesně zaměřit jednotlivé vysílače a ověřit, jestli souřadnice vysílačů udané podle [7] jsou správné. Pokud se ukáží být správné, pak bude hledána skutečná příčina chybných výsledků. Dalším problémem, který mohl nastat, je správné rozlišení přímé cesty signálu od odrazu. Pokud byla přímá cesta signálu příliš utlumena, bylo by nutné prodloužit dobu integrace pro nalezení skutečné přímé cesty signálu, která mohla být pod hladinou šumu.

6.2 Směr další činnosti

Dalším postupem bude provedení optimalizace algoritmů pro výpočet modelu přenosového kanálu pro optimální možnosti rozlišení přímé cesty signálu od odrazů. Pro zpřesnění určení časového zpoždění bude upraven výpočet modelu kanálu tak, aby byl umožněn jemnější časový krok. Například interpolací signálu, nebo násobením komplexní exponenciálou ve frekvenční oblasti. Dále bude vyvíjena algoritmicizace pro rozlišování přímé cesty signálu od jejich od-

razů. Dále bude nutné přesně stanovit souřadnice vysílačů, aby mohla být funkčnost takto koncipovaného navigačního systému a otestována přesnost dosažitelná tímto systémem.

Výsledný navigační systém je určen pro vyvíjený multikonstelační navigační systém v rámci centra kompetence na katedře radioelektroniky, kde by měl sloužit jako doplněk k družicovým navigačním systémům. Převážně by měl být použit pro indoor navigaci. Indoor rádiová navigace je stále málo rozšířená a potýká se s mnoha problémy, které silně zhoršují přesnost určení polohy takto koncipovanými systémy. Proto je tato práce svým zaměřením velmi aktuální a otevírá nové možnosti pokračování v projektu realizující indoor navigaci.

7 Seznam použitých zkratk a symbolů

BPSK	Binary-Phase Shift Keying	druh jednobitové modulace
CAF	Cross Ambiguity Function	vzájemná funkce neurčitosti
CTF	Channel Transfer Function	přenosová funkce kanálu.
CNR	Carrier-to-noise ratio	poměr mezi modulem nosné ku střední hodnotě šumu v decibelech [dB].
CP	Continual Pilots	piloty, které mají pevně dané pozice v signálu.
DRM	Digital Radio Mondiale	digitální rádio nahrazující současné AM vysílání.
DSP	Digital Signal Processor	signálový procesor.
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial	systém pozemního televizního vysílání.
FFT	Fast Fourier Transform	funkce realizující rychlou Fourierovu transformaci.
FPGA	Field Programmable Gate Array	programovatelné hradlové pole.
$h(k)$		impulsní odezva LTI
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	inverzní funkce k FFT
LAN	Local Area Network	rozhraní pro propojení počítačů v síti.
LTI	Linear time-invariant	lineární a časově invariantní systém
N		počet vzorků odpovídající délce symbolu
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	druh digitální modulace s kmitočtovým dělením
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence	pseudonáhodná sekvence nejčastěji generována posuvným zpětnovazebním registrem
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	druh kvadraturní digitální modulace.
$r(k)$		diskrétní signál korigovaný
$R(\omega)$		spektrum diskrétního signálu po použití korekce
$s(k)$		diskrétní signál před použitím korekce
$S(\omega)$		spektrum diskrétního signálu před použitím korekce
SP	Scattered pilots	piloty, které nemají konstantní umístění v DVB-T signálu.
TDoA	Time Difference of Arrival	rozdíl časů přijetí signálů
T_s		doba trvání OFDM symbolu včetně ochranného intervalu.

T_{Δ}	doba trvání ochranného intervalu v OFDM symbolu.
Δ	počet vzorků odpovídající délce ochranného intervalu
$\delta(t)$	Diracův jednotkový impuls.
ε	frekvenční offset OFDM symbolu
τ	fázová chyba spektra OFDM symbolu
Θ	časový offset OFDM symbolu

8 Seznam použité literatury

- [1] *Vejražka, F.; Kovář, P.; Eška, M.; Puričer, P.: DVB-T Signal Ranging.* In: NAV07. [CD ROM]. Royal Institute of Navigation, London. 2007, 7a2pap, p.1-6.
- [2] *European Standard ETSI EN 300 744 V1.6.1 (2009-01): Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*
- [online] <http://www.etsi.org>
- [3] *van de Beek, J.-J. ; Sandell, M. ; Borjesson, P.O. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems*
IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, pp. 1800-1805, July 1997
- [online] <http://ieeexplore.ieee.org>
- [4] *INDUSTRIAL TECHNOLOGY RESEARCH INSTITUTE Time-frequency correlation-based synchronization for coherent OFDM receiver. Původce vynálezu: CHEN Ching-Yung, WANG Yi-Ting, HUNG Yung-Hua.*
United States of America. Patent Application Publication No. US 2006/0088133 A1. 27. 4. 2006
- [online] <http://www.freepatentsonline.com/20060088133.html>
- [5] *Huang, Jie Positioning Techniques with Signal of Opportunity: a Focus on Digital Television Systems*
Torino: POLITECNICO DI TORINO 2014. Disertační práce, Department of Electronics and Telecommunications
- [online] <http://porto.polito.it/id/eprint/2545742>
- [6] *Zelinka, Petr REALIZACE OFDM KODÉRU PRO POTŘEBY DVB-T*
Brno: VUT 2008. Diplomová práce, VUT, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky
- [online] <http://hdl.handle.net/11012/25442>
- [7] *Digitální Televize, PORTÁL TELEVIZNÍHO VYSÍLÁNÍ, OWP MEDIA s.r.o.*[vid. 26.9.2014]
[online] <http://www.digitalnitelevisze.cz/>
- [8] *Pidanič, Jan METODY PRO VÝPOČET VZÁJEMNÉ FUNKCE NEURČITOSTI*
Pardubice: UNIVERZITA PARDUBICE 2012. Disertační práce, UNIVERZITA PARDUBICE, DOPRAVNÍ FAKULTA JANA PERNERA
- [online] <https://dspace.upce.cz/handle/10195/46507>

- [9] *José A. del Peral-Rosado* **EVALUATION OF THE LTE POSITIONING CAPABILITIES IN REALISTIC NAVIGATION CHANNELS**

Bellaterra: Universitat Autònoma de Barcelona (UAB) 2014. Ph.D. Dissertation, Universitat Autònoma de Barcelona (UAB), Department of Telecommunications and Systems Engineering

[online]<http://spcomnav.uab.es/docs/thesis/thesisJADelPeral.pdf>

9 Přílohy

9.1 Popis programu a funkcí

Program realizuje funkce a algoritmy popsané v této práci. Je členěn na hlavní program a funkce programu, které jsou podle potřeby volány. Příloha obsahuje kód programu a funkcí. Kód je přiložen na konci dokumentu. Jednotlivé části jsou krátce popsány na následujících řádcích a také pomocí komentářů přímo v kódu, který následuje za každým popisem funkce.

9.1.1 Hlavní program

Hlavní program (MAIN) aplikuje algoritmy zpracování signálu, které jsou popsány v této práci. Jednotlivé části programu jsou popsány přímo v programu pomocí komentářů uvozených symbolem procenta. V MAIN je realizováno nalezení počátku OFDM symbolu a odstranění ochranného intervalu. Dále obsahuje podprogramy (funkce), které uskutečňují nějakou konkrétní funkci nebo algoritmus.

```

clc; clear all; uiopen;
prn=PRBSgenerator;
expl = exp(-1j*pi*(0:length(a)-1)); %vytvoření komplexní exponenciely
sigt=fft(a.*expl);
x=int64(length(a)/4); %polovina počtu vzorků po filtraci
sigt=ifft(sigt(((length(a)/2)+1-x):((length(a)/2)+x)));
del=zjisteni_Tdel(sigt,x);
Tsym=896e-6; %doba trvání OFDM symbolu
Tdel=(del)*Tsym; %ochranný interval delta
Cnos=8192; %celkem nosných v 8k módu
DatNos=6817; %celkem použitých nosných v 8K módu
UzNos=6048; %nosný přenášející data v 8k módu
bw_sym=1/Tsym; %symbolová frekvence
fvz = 2*Cnos*bw_sym; %zvolená vzorkovací frekvence při měření DVB-T signálu
fvz=2*fvz*x/2e6; %šířka pásma po filtraci
Nd=int64(Tdel*fvz); %Délka CP delta ve vzorcích
Nu=int64(Tsym*fvz); %Délka OFDM symbolu ve vzorcích
Rml=int64((Nu+2*Nd)); %délka posloupnosti Rm
Rm=zeros(1,Rml); %Vytvoření pole Rm
sigconj=conj(sigt); %Vytvoření komplexně sdruženého signálu k signálu sigt
CP=[0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450 483 525 531 618 636 714 759 765
780 804 873 888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146 1206 1269 1323
1377 1491 1683 1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905 1959 1983 1986 2037 2136 2154
2187 2229 2235 2322 2340 2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622 2643 2646 2673 2688
2754 2805 2811 2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195 3387 3408 3456 3462 3495
3549 3564 3600 3609 3663 3687 3690 3741 3840 3858 3891 3933 3939 4026 4044 4122 4167
4173 4188 4212 4281 4296 4326 4347 4350 4377 4392 4458 4509 4515 4518 4545 4548 4554
4614 4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160 5166 5199 5253 5268 5304 5313 5367 5391 5394
5445 5544 5562 5595 5637 5643 5730 5748 5826 5871 5877 5892 5916 5985 6000 6030 6051
6054 6081 6096 6162 6213 6219 6222 6249 6252 6258 6318 6381 6435 6489 6603 6795 6816];
%koeficienty subnosných obsahujících CP
TPS=[34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687 1738
1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442
3458 3617 3754 3821 3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002 5095 5146
5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6013 6185 6331 6374 6398 6581 6706 6799];
%koeficienty subnosných obsahujících TPS
m=Nd;
while m<Rml %hledání počátku symbolu
Rm(int64(m+1))=sum(sigt(1+m:int64(1+Nd+m)).*sigconj(Nu+1+m:int64(1+Nd+m+Nu)));
m=m+1;
end
maxRm=max_posl(Rm); %zjištění koeficientu počátku OFDM symbolu
posun=maxRm; %časový offset
e=angle(Rm(maxRm)); %frekvenční offset
sigshft=sigt(int64(posun+Nd/2):length(sigt));
sigshft=sigshft.*(exp(1j*(0:1:length(sigshft)-1)*(e/double(Nu))));
sigmat=zeros(90,Nu); i=0;
while i<91 %naplnění matice 90 OFDM symboly
cor=rough_cor(circshift(sigshft(int64(i*(Nd+Nu)+1):int64(i*(Nd+Nu)+Nu)), [0,-Nd/2]),
prn,CP);
sigmat(i+1,1:Nu)=circshift(sigshft(int64(i*(Nd+Nu)+1):int64(i*(Nd+Nu)+Nu)), [0,-
Nd/2+cor]);
i=i+1;
end
rekmat=rekonstrukce_signal(sigmat,prn,Nd,CP,TPS); %vytvoření rekonstruovaného signálu
model=MODEL(sigt,rekmat,Nd,Nu); %vytvoření modelu kanálu
figure %Zobrazení modelu ve 3D
colormap HSV
surf(20*log10(abs(model)), 'FaceColor', 'interp', 'EdgeColor', 'none')

```

9.1.2 Funkce zjisteni_Tdel

Funkce realizuje algoritmus pro stanovení délky ochranného intervalu, jak je popsáno v kapitole [\(2.2\)](#).


```

function del = zjisteni_Tdel(sigtx,x)
    Tsym=896e-6;           %doba trvání OFDM symbolu
    Tdel=(1/4)*Tsym;      %ochranný interval delta
    Cnos=8192;           %celkem nosných v 8k módu
    bw_sym=1/Tsym;       %symbolová frekvence
    fvz = 2*Cnos*bw_sym; %zvolená vzorkovací frekvence při měření DVB-T signálu
    fvz=2*fvs*x/2e6;     %šířka pásma po filtraci
    Nd=int64(Tdel*fvs);   %Délka CP delta ve vzorcích
    Nu=int64(Tsym*fvs);   %Délka OFDM symbolu ve vzorcích
    Rml=int64((Nu+Nd));   %počet cyklů while a délka posloupnosti Rm
    Rm=zeros(1,Rml);     %Vytvoření pole Rm do kterého budou ukládány výsledky cyklu
    sigconj=conj(sigtx); %Vytvoření komplexně sdruženého signálu k signálu sigtx
    m=0;
    while m<Rml           %hledání počátku symbolu
        Rm(int64(m+1))=sum(sigtx(1+m:int64(1+Nd+m)).*sigconj(Nu+1+m:int64(1+Nd+m+Nu)));
        m=m+1;
    end
    Rm=Rm*2048/max(Rm);   %normování funkce neurčitosti
    i=1; derRm=zeros(1,length(Rm));
    while i<length(Rm)-241 %derivace s průměrováním
        derRm(i-10)=(sum(Rm(i+230-10:i+230+10))/21-sum(Rm(i-10:i+10))/21)/230;
        i=i+1;
    end
    del=0;
    maxrm=max(abs(derRm)); %maximum derivace odpovídající délce ochranného intervalu
    if maxrm>0.5 && maxrm<1.5
        del=1/4;
    end
    if maxrm>1.5 && maxrm<3
        del=1/8;
    end
    if maxrm>3 && maxrm<6
        del=1/16;
    end
    if maxrm>6 && maxrm<11
        del=1/32;
    end
end
end

```

9.1.3 Funkce PRBSgenerator

Funkce generuje pseudonáhodnou sekvenci, kterou jsou kódovány pilotní symboly. Jedná se o realizaci zpětnovazebního posuvného registru.

```
function prn=PRBSgenerator() %zpětnovazební generátor pseudonáhodné sekvence
pol= true(1,12);
pol(1)=false;
numE=6817;
prn=zeros(1,numE);
num=1;

while num<numE+1
    prn(num)=int8(((~pol(12))+0.5)*2);
    pol=circshift(pol,[0,1]);
    pol(1)=xor(pol(10),pol(12));
    num=num+1;
end

end
```

9.1.4 Funkce max_posl

Funkce vrací index maxima posloupnosti. Realizace funkce `argmax()` použité například ve vzorci (12).

```
%hledá první maximum v posloupnosti s a vrací index pole s maximem
function x = max_posl(s)
maxrm=max(abs(s));
m=0;
while m<length(s)
    if abs(s(m+1))~maxrm
        end
    if abs(s(m+1))==maxrm
        x=m+1;
        m=length(s);
    end
m=m+1;
end
```

9.1.5 Funkce `rough_cor`

Funkce zjišťuje celočíselný posun do začátku symbolu a vrací hodnotu udávající počet vzorků o který je signál v čase posunut od počátku symbolu.

```
function cor = rough_cor(Sp,prn,CP) %odhadnutí chyby určení časového offsetu
P=zeros(1,41);

for m=-20:20
    Pp=fft(circshift(Sp,[0,m]));
    P(m+21)=sum(prn(CP+1).*Pp((CP+689)));
end

cor=max_pos1(P);
cor=(cor-21);
end
```

9.1.6 Funkce rozmisteni_SP

Funkce zjistí aktuální předpis rozmístění scattered pilots. Vrací číslo podle kterého je generována posloupnost určující rozmístění scattered pilots podle rovnice (15).


```

%zjištění předpisu rozmístění SP v aktuálním OFDM symbolu
function SP_vl = rozmisteni_SP(sig,prn,CP)
s1=sig(1,1:length(sig));           %aktuální OFDM symbol
S1=fft(s1);                         %spektrum aktuálního OFDM symbolu
s2=sig(2,1:length(sig));           %následující OFDM symbol
cor2=rough_cor(s2,prn,CP);         %zjištění chyby určení počátku OFDM symbolu
S2=fft(circshift(s2,[0,(cor2)])); %spektrum následujícího OFDM symbolu
y=zeros(1,4);
m=0;
yp=zeros(4,567);

while m<4                            %výpočet 4 součtů přes 4 možné předpisy rozmístění SP
    k=0;

    while k<567                      %součet součinů předpokládaných pozic SP
        yp(m+1,k+1)=sum((prn(1+12*k+3*m))*S1(689+12*k+3*m).*conj((prn(4+12*k+3*m))*S2(
689+12*k+3+3*m)));
        k=k+1;
    end

    y(m+1)=sum(yp(m+1,1:567));
    m=m+1;
end

    SP_vl=max_posl(y)-1;              %maximum udávající předpis rozmístění SP
end

```

9.1.7 Funkce `imp_response`

Funkce provádí odhad impulzní odezvy kanálu pomocí `scattered pilots`. Vrací odhad impulzní odezvy, který se slouží k obnovení původního signálu.

```

%odhad impulzní odezvy
function h=imp_response(mat,prn,CP)
SP_vl= rozmisteni_SP(mat(1:2,1:length(mat)),prn,CP);
%SP_vl předpis pro aktuální rozmístění SP podle 3.4
hodnoty_SP=zeros(6817);

for i=[2,3,4]           %pořadové číslo od prvního OFDM symbolu
    S=fft(mat(i,1:length(mat)));
    k_SP=3*(mod(SP_vl+i-1,4))+12*(0:1:567);
    hodnoty_SP(k_SP+1)=S(k_SP+689).*prn(k_SP+1);
end

i=1;
S(1,1:length(mat))=fft(mat(i,1:length(mat)));
S(2,1:length(mat))=fft(mat(i+4,1:length(mat)));
k_SP=3*(mod(SP_vl+i-1,4))+12*(0:1:567);
hodnoty_SP(k_SP+1)=(S(1,k_SP+689).*prn(k_SP+1)+S(2,k_SP+689).*prn(k_SP+1))/2;
filtr=[1/3,2/3,1,2/3,1/3];
H_LR=zeros(1,6817);
i=1;

while i<6817-2
    H_LR(i+2)=sum(hodnoty_SP(i+4-(0:1:4)).*filtr);
    i=i+1;
end

H_LR(1:2)=H_LR(3);
H_LR(6815:6817)=H_LR(6814);
%figure
% plot3(0:1:6816,real(H_LR),imag(H_LR),'LineStyle','none','Marker','.')
h=ifft(H_LR);

```

9.1.8 Funkce rekonstrukceS

Funkce realizuje rozhodovací logiku pro stanovení bitových slova na jednotlivých subnosných, které jsou použity pro vytvoření rekonstruovaného signálu.

```

function rek_sig = rekonstrukceS(S,data,SP,CP,TPS)
j=1;a=[-8 -6 -4 -2 0 2 4 6];
rek_sig=zeros(1,length(S));
while j<length(data)+1
    i=1;
    while i<9
        if (real(S(data(j)))>(0+a(i))) && (real(S(data(j)))<(2+a(i)))
            rek_sig(data(j))=rek_sig(data(j))+1+a(i);
        end
        if (imag(S(data(j)))>(0+a(i))) && (imag(S(data(j)))<(2+a(i)))
            rek_sig(data(j))=rek_sig(data(j))+1j*(1+a(i));
        end
        i=i+1;
    end
    j=j+1;
end
i=1;
while i<length(SP)+1
    if real(S(SP(i)+data(1)))>0
        rek_sig(SP(i)+data(1))=sqrt(42)*4/3;
    else
        rek_sig(SP(i)+data(1))=-sqrt(42)*4/3;
    end
    i=i+1;
end
i=1;
while i<length(CP)+1
    if real(S(CP(i)+data(1)))>0
        rek_sig(CP(i)+data(1))=sqrt(42)*4/3;
    else
        rek_sig(CP(i)+data(1))=-sqrt(42)*4/3;
    end
    i=i+1;
end
i=1;
while i<length(TPS)+1
    if real(S(TPS(i)+data(1)))>0
        rek_sig(TPS(i)+data(1))=sqrt(42);
    else
        rek_sig(TPS(i)+data(1))=-sqrt(42);
    end
    i=i+1;
end
end
end

```

9.1.9 Funkce rekonstrukce_signal

Funkce vytvoří rekonstruovaný signál rozdělený na jednotlivé OFDM symboly.

```

function rekmat1=rekonstrukce_signal(sigmat,prn,Nd,CP,TPS)
rekmat=zeros(85,8192);
i=3;
while i<89
h=imp_response(sigmat(i-2:i+2,1:8192),prn,CP);
S1=fft(sigmat(i,1:length(sigmat)));
S1(689:7505)=((4/3)*sqrt(42))*S1(689:7505)./fft(h);
% sqrt(42) normovací faktor podle normy, 4/3 boostet power pilotu
SP_vl=rozmisteni_SP(sigmat(i:i+1,1:length(sigmat)),prn,CP);
k_SP=3*(mod(SP_vl+4,4))+12*(0:1:567);
rekmat(i-2,1:8192)=rekonstrukceS(S1,689:1:7505,k_SP,CP,TPS); i=i+1;
end
i=1;
while i<86
rekmat(i,1:8192)=ifft(rekmat(i,1:8192));
i=i+1;
end
rekmat1=zeros(50,8192+Nd);
i=1;
while i<86
rekmat1(i,Nd+1:8192+Nd)=rekmat(i,1:8192);
rekmat1(i,1:Nd)=rekmat(i,8192-Nd+1:8192);
i=i+1;
end
end

```

9.1.10 Funkce MODEL

Funkce MODEL vytváří model přenosového kanálu podle kapitoly (2.9), který slouží pro stanovení časových rozdílů, které jsou nezbytné pro určení polohy.


```

function model=MODEL(signt, rekmat, Nd, Ns)
srek=zeros(1,85*(Ns+Nd));
i=1; %Vytvoření časového úseku obnoveného signálu
while i<86
    srek((i-1)*(Ns+Nd)+1:i*(Ns+Nd))=rekmat(i,1:Ns+Nd);
    i=i+1;
end
i=1; %nalezení časového posunu k počátku symbolu v signt, kterým začíná srek
pocpos=zeros(1,(Ns+2*Nd));
while i<((Ns+2*Nd))
    pocpos(i)=sum(signt(i+2*(Ns+Nd):i+2*(Ns+Nd)+500-1).*(conj(rekmat(1,1:500))));
    i=i+1;
end
pospoc=max_posl(pocpos)+2*(Ns+Nd);
%korekce frekvenčního offsetu přijatého signálu způsobeného nejistotou nastavení
střední frekvence přijímače
i=1; Pocpos=zeros(1,(Ns+2*Nd));
Sig=fft(signt(pospoc:pospoc+length(srek)-1)); SigRek=conj(fft(srek));
while i<101
    Pocpos(i)=sum(circshift(Sig,[0,i-50]).*SigRek);
    i=i+1;
end
Pospoc=max_posl(Pocpos)-50;
%konvoluce realizovaná pomocí fft s různým zlomkovým frekvenčním offsetem
i=1; model=zeros(500,500);
sig=ifft(circshift(fft(signt(pospoc:pospoc+length(srek)-1)),[0,Pospoc]));
Srek=fft(srek);
while i<501
    Sig=fft(sig.*exp(-1j*pi*2*(0:1:length(srek)-1)*(i-249)/(length(srek)*1116/100)));
    modell(1:length(Sig))=circshift(ifft(Sig./Srek),[0,length(sig)/2]);
    model(i,1:500)=modell(length(sig)/2-249:length(sig)/2+250);
    i=i+1;
end

```