

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY
A TELEKOMUNIKACÍ**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Softwarové analyzování vysílání pikosatelitu
PilsenCUBE**

Autor práce: Vladimír Sahánek
Vedoucí práce: Ing. Ivo Veřtát

2012

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Vladimír SAHÁNEK**
Osobní číslo: **E09B0324P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**
Název tématu: **Softwarové analyzování vysílání pikosatelitu PilsenCUBE**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Pro projekt univerzitního pikosatelitu PilsenCUBE prostudujte efekt kolísání kvality přijímaného signálu rádiového vysílání pikosatelitů a možnosti provozování komunikace s optimální modulací za daných aktuálních podmínek kvality signálu. V práci se zaměřte na tato témata:

1. Prostudujte energetickou bilanci rádiové komunikace s pikosatelity na nízkých oběžných drahách.
2. Pro běžně používané modulace připravte algoritmy, které umožní průběžně vyhodnocovat kvalitu přijímaného signálu.
3. S využitím stávajícího pracoviště pořizujte dlouhodobě záznamy vysílání vybraných pikosatelitů a vyhodnocujte z nich změny v kvalitě signálu v závislosti na poloze (elevaci) pikosatelitů.
4. Vyberte pro pikosatelit PilsenCUBE modulaci s vysokou energetickou účinností s možností nekoherentní demodulace a připravte pro ni algoritmus softwarové modulace/demodulace.




Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

- 1. Vybrané pasáže z knihy Moderní radiotechnika / Moderní radioelektronika, nakladatelství BEN**
- 2. Doporučení ITU-R P.xxx o šíření rádiového signálu**
- 3. Dizertační a diplomové práce dle doporučení vedoucího**

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Ivo Veřtát**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací
Konzultant bakalářské práce: **Ing. Richard Linhart**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací
Datum zadání bakalářské práce: **17. října 2011**
Termín odevzdání bakalářské práce: **3. června 2012**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Anotace

Cílem této bakalářské práce je návrh softwarových metod a algoritmů pro vyhodnocení kvality rádiového spoje pikosatelitu. V důsledku charakteru komunikačního kanálu dochází ke změnám kvality přijímaného signálu, kterou je pro realizaci efektivního komunikačního systému nezbytné vyhodnotit. Pomocí navržených algoritmů je určen průběh kvality signálu z dlouhodobě pořizovaných záznamů signálu pikosatelitů. Závěrečná část práce obsahuje výsledky zhodnocené pomocí úvodního rozboru energetické bilance uvedeného rádiového spoje.

Klíčová slova

Energetická bilance satelitního rádiového spoje, pikosatelit, kvalita rádiového komunikačního kanálu, kvalita signálu, zpracování signálu

Abstract

The purpose of my bachelor thesis is to design software methods and algorithms to satellite link quality measurement. Link quality measurement is necessary when designing an effective communication system because the quality of received signal changes due to variable satellite link characteristics during the picosatellite passing in a range of the ground control center. Proposed algorithms and recorded signals of picosatellites are used for calculating time plot of signal quality parameters. In conclusion, the measured results are evaluated in terms of preliminary satellite link budget analysis.

Key words

Satellite radio link budget, picosatellite, radio link quality, signal quality, signal processing

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 6.6.2012

.....

Vladimír Sahánek

Poděkování

Tato práce vznikla za podpory Grantové agentury České republiky, v rámci řešení projektu číslo 102/09/0455: Energeticky úsporná platforma pro experimentální výzkum na bázi pikosatelitů.

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	I
SEZNAM OBRÁZKŮ	IV
1 ÚVOD A CÍLE PRÁCE	1
2 ROZBOR RÁDIOVÉHO KOMUNIKAČNÍHO SYSTÉMU PIKOSATELITU	2
2.1 KOMUNIKAČNÍ PODSYSTÉM PIKOSATELITU	2
2.2 TYPICKÉ PARAMETRY SPOJE LEO	3
2.3 POZEMNÍ SEGMENT	4
2.4 KVALITA PŘIJÍMANÉHO SIGNÁLU	4
2.5 ENERGETICKÁ BILANCE DRUŽICOVÉHO SPOJE	5
2.5.1 <i>Jevy způsobující útlum signálu</i>	<i>6</i>
2.5.2 <i>Jevy způsobující nárůst šumové teploty přijímacího systému</i>	<i>9</i>
2.6 SOUHRN ENERGETICKÉ BILANCE	12
3 METODIKA VYHODNOCENÍ KVALITY SIGNÁLU PIKOSATELITU	13
3.1 METODIKA POŘIZOVÁNÍ ZÁZNAMŮ PIKOSATELITU	13
3.1.1 <i>Pozemní stanice</i>	<i>14</i>
3.1.2 <i>Volba parametrů záznamu</i>	<i>15</i>
3.1.3 <i>Výběr vhodných satelitů pro pořizování záznamů</i>	<i>16</i>
3.2 NÁVRH A REALIZACE ALGORITMŮ VÝPOČTU KVALITY SIGNÁLU ZE ZÁZNAMU	16
3.2.1 <i>Návrh metod pro výpočet kvality signálu</i>	<i>17</i>
3.2.2 <i>Použité softwarové nástroje – MATLAB</i>	<i>21</i>
3.2.3 <i>Realizace algoritmů pro vyhodnocení kvality signálu</i>	<i>21</i>
3.2.4 <i>Postup vyhodnocení kvality signálu</i>	<i>26</i>
3.2.5 <i>Prezentace naměřených výsledků kvality signálu</i>	<i>32</i>
3.3 VÝBĚR VHDNÉ MODULACE PRO PIKOSATELIT PILSENCUBE	35
4 ZÁVĚR	37
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY A ZDROJŮ	39
SEZNAM PŘÍLOH	40

Seznam symbolů a zkratek

COTS	Commercial Off-The-Shelf. Označení pro volně dostupné, na zakázku vyrobené produkty.
LEO	Low Earth Orbit. Nízká oběžná dráha.
LNA	Low Noise Amplifier. Nízkošumový předzesilovač.
G_r/T_r	Jakostní číslo přijímací soustavy [dB/K].
G_r	Celkový zisk přijímací soustavy [dB].
T_r	Celková teplota přijímací soustavy [K].
BER	Bit Error Rate. Bitová chybovost přenosu.
AWGN	Aditivní bílý Gaussovský šum.
C	Střední hodnota výkonu užitečného vysokofrekvenčního signálu [W].
N	Střední hodnota výkonu šumu [W].
C/N	Poměr výkonu užitečného vysokofrekvenčního signálu k výkonu šumu.
E_b/N_0	Energetická účinnost [dB].
v_p/B	Spektrální účinnost [bit/s/Hz].
E_b	Energie potřebná k přenesení jednoho bitu [J].
N_0	Spektrální výkonová hustota šumu [W/Hz].
B	Celková šířka pásma vysokofrekvenčního signálu [Hz].
v_p	Přenosová rychlost [bit/s].
P_{rec}	Úroveň výkonu signálu na výstupu přijímací antény [dBW].
P_{tr}	Výkon na výstupu vysílače [dBW].
G_{atr}	Zisk antény vysílače [dBi].
EIRP	Efektivní izotropně vyzářený výkon [dBW].
L_{atm}	Souhrnné ztráty způsobené průchodem signálu atmosférou [dB].
L_{link}	Ztráty dané konstelací vysílače a přijímače [dB].
L_{add}	Přídavné ztráty nezařaditelných nebo nevýznamných jevů [dB].
G_{arec}	Zisk přijímací antény [dBi].
L_{FS}	Ztráty v závislosti na komunikační vzdálenosti [dB].
λ	Vlnová délka [m].

l	Délka přímé dráhy spoje [m].
TEC	Total Electron Content. Počet elektronů podél dráhy šíření signálu [el/m^2].
n_e	Hustota elektronů [el/m^3].
G	Elektrická vodivost [S].
i_n	Označení šumového proudu dodávaného proudovým zdrojem [A].
T	Ekvivalentní šumová teplota [K].
k	Boltzmanova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K).
A	Velikost zesílení dvojbranu.
F	Šumové číslo dvojbranu.
A_{pi}	Velikost zesílení bloku přijímače.
F_i	Šumové číslo bloku přijímače.
BASK	Binar yAmplitude Shift Keying. Dvoustavová diskretní amplitudová modulace.
A/D	Zkratka pro analogově-digitální.
AGC	Automatic Gain Control. Automatické řízení vyrovnávání zisku.
LPCM	Linear Pulse-Code Modulaiton. Způsob převodu signálu do digitální podoby.
WAV	Označení formátu digitálního zvukového záznamu.
SSB	Single-Side Band. Modifikovaný způsob amplitudové modulace.
S/N	Poměr výkonu obecného užitečného signálu k výkonu šumu.
S	Střední hodnota výkonu obecného užitečného signálu [W].
B_B	Šířka pásma digitálního signálu v základním pásmu [Hz].
B_D	Šířka pásma daná maximální změnou frekvence vlivem nedokonalosti kompenzace Dopplerova jevu [Hz].
B_T	Šířka pásma vlivem maximální změny nosné frekvence vysílače [Hz].
T_B	Časový interval, přes který se určí maximální šířka pásma signálu [s].
C/N_0	Poměr výkonu užitečného vysokofrekvenčního signálu ke spektrální výkonové hustotě šumu [dB].

x(i)	Uspořádaná množina vzorků úseku signálu [V].
L	Počet vzorků v navzorkovaném úseku signálu.
FFT	Fast Fourier Transformation. Označení algoritmu rychlé Fourierovy transformace.
DFT	Discrete Fourier Transformation. Diskrétní Fourierova transformace.
M	Střední hodnota výkonu směsi užitečného signálu a šumu [W].
dBFS	Decibels Relative to Full Scale. Decibely vztažené k maximální možné hodnotě digitálního signálu.
TLE	Two-Line Elements. Parametry orbitální dráhy.
WPM	Words Per Minute. Počet slov složených z Morseovy abecedy vyslaných za minutu.
FIR	Finite Impulse Response. Označení filtru s konečnou impulzní odezvou.
LOWESS	Locally Weighted Scatterplot Smoothing. Metoda lokální lineární regrese.
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying. Diskrétní kvadrurní fázová modulace.
FSK	Frequency Shift Keying. Diskrétní frekvenční modulace.
MSK	Minimum Shift Keying. Modulace s minimálním kmitočtovým zdvihem.

Seznam obrázků

Obr. 2.1	Ekvivalentní obvod zdroje šumu AWGN	10
Obr. 3.1	Uživatelské prostředí programu Ham Radio Deluxe	14
Obr. 3.2	Graf pro určení šířky pásma telegrafního signálu, převzato z [9]	18
Obr. 3.3	Šířka pásma obdélníkového signálu v závislosti na energii filtrovaného pulzu, převzato z [10]	18
Obr. 3.4	Blokové schéma zpracování záznamu pomocí filtrace	23
Obr. 3.5	Výstupní signál bloku klouzavý průměr s ohraničením potenciálních symbolů	24
Obr. 3.6	Rozdělení počtu potenciálních symbolů v závislosti na jejich délce	24
Obr. 3.7	Blokové schéma zpracování záznamu pomocí filtrace	26
Obr. 3.8	Spektrogram úseku záznamu s malým frekvenčním rozlišením	27
Obr. 3.9	Detail spektrogramu z úseku záznamu s větším frekvenčním rozlišením	29
Obr. 3.10	Detail spektrogramu s výskytem pozemního zdroje rušení v záznamu	29
Obr. 3.11	Porovnání přesnosti uvedených algoritmů při výpočtu časové závislosti parametru C/N_0	32
Obr. 3.12	Detail průběhu veličiny C/N_0 v počáteční fázi přeletu	34

1 Úvod a cíle práce

V současné době, kdy jsou moderní technologie čím dál více dostupné vědeckým kruhům i široké veřejnosti, se do centra pozornosti dostávají i družicové technologie. Avšak zejména náklady a náročnost příprav do nedávna nedovolovaly realizaci experimentů a projektů v této sféře. Za účelem zpřístupnit tyto technologie vznikl projekt CubeSat, na kterém se podílí řada univerzit, komerčních a vládních organizací a také některé zájmové spolky. Výsledkem jejich spolupráce je stejnojmenná standardizovaná kategorie pikosatelitů, která umožňuje relativně snadnou realizaci satelitu a rapidní snížení nákladů pro jeho umístění na oběžnou dráhu.

Mnoho týmů, které teprve realizují nebo již provozují CubeSaty, si klade za cíl testování provozu volně dostupných COTS součástek v kosmickém prostředí, testování účinnosti solárních článků a realizaci širokého spektra vědeckých experimentů v podobě různých typů detektorů či akčních systémů. Nedílnou součástí je komunikační podsystém, jehož úkolem je přenos řídicích dat satelitu a telemetrie. Vzhledem k omezeným technickým možnostem a charakteru satelitního komunikačního kanálu jsou typické značné výchyly v kvalitě přijímaného signálu. Mnoho satelitů používá jednodušší komunikační systémy s pevnými komunikačními formáty, které tak nedovolují využít dostupnou kapacitu komunikačního kanálu nebo se přizpůsobit nepříznivým podmínkám, důsledkem čehož dochází k nárůstu chybovosti přenosu. V této práci se budu zabývat problematikou měření kvality signálu s možností využití pro projekt satelitu PilsenCUBE, na jehož palubě je adaptabilní komunikační systém, který bude přizpůsobovat přenosové formáty v závislosti na aktuální kvalitě signálu.

Cílem této bakalářské práce je navrhnout způsob vyhodnocení kvality rádiového družicového spoje mezi pozemní stanicí a družicemi kategorie CubeSat na nízkých oběžných dráhách LEO. Teoretická část bude zaměřena na stručný popis vlastností prostředí komunikačního kanálu a technických možností komunikačního zařízení. Nejprve budou popsány a klasifikovány jevy ovlivňující kvalitu signálu, dále budou vybrány nejvíce podstatné jevy a vliv těchto jevů vyjádřen veličinami energetické bilance pro výpočet kvality signálu. V praktické části popisují problematiku získávání reálných signálů a následně navrhnu a realizuji několik metod pro analýzu jejich kvality. Metody jsou realizovány ve formě algoritmů pro dodatečné zpracování (post-processing) získaných dat. Při návrhu metod bude kladen důraz na přesnost naměřených

dat za cenu vyšší náročnosti na výpočetní výkon. Na závěr této části bude využita metodika přepočtu veličin kvality signálu a energetické bilance spoje z první části, pomocí které budou naměřené výsledky porovnány s teoretickými předpoklady. V poslední části shrnu hlavní požadavky na modulační formáty vhodné pro družicovou komunikaci a pro vybraný formát sestavím algoritmy pro modulaci a demodulaci.

Výsledky této práce by měly sloužit jednak jako zdroj informací pro měření kvality družicového spoje, pro návrh částí softwarově definovaného komunikačního zařízení s možností adaptace na aktuální podmínky přenosového kanálu, ale také jako stručný přehled hlavních faktorů pro vymezení rezerv ve výpočtu energetické bilance družicového spoje a kolísání jejích parametrů v závislosti na čase.

2 Rozbor rádiového komunikačního systému pikosatelitu

2.1 Komunikační podsystém pikosatelitu

Jak vyplývá z filozofie projektu CubeSat, nízké náklady jsou rozhodujícím požadavkem a z těchto důvodů jsou také kladeny požadavky na volbu malých rozměrů, přísnou unifikaci technického provedení a umístění družic na LEO. To vede na nutnost některé systémy velmi zjednodušit či dokonce vynechat v porovnání s konvenčními řešeními. V komunikačním systému se omezení nejčastěji dotýkají zejména konstrukce antén a stabilizačních systémů pro přesné směřování antén k pozemní stanici. Požadavek malých rozměrů velmi omezuje možnosti pro umístění hlavních zdrojů elektrické energie - solárních článků a záložních zdrojů, tudíž jsou kladeny velké nároky na úsporu této energie. Dalším omezujícím faktorem jsou specifické parametry komunikačního kanálu družic na LEO. Je tedy nutné zvolit kompromis mezi energeticky účinnými komunikačními formáty, malými vysílacími výkony a požadavkem poměrně velkých přenosových rychlostí. Všechny tyto okolnosti kladou velké nároky na účinnost komunikačního systému pikosatelitu, jehož nedostatky musí být kompenzovány vlastnostmi pozemní stanice nebo použitím pokročilých komunikačních technologií.

Komunikační podsystém satelitů kategorie CubeSat je typicky rozdělen do dvou částí. První část zajišťuje obousměrnou komunikaci – telemetrii a vzdálené řízení jednotlivých subsystémů satelitu. Komunikace probíhá jen v omezených časových intervalech z důvodu větší spotřeby energie, která zahrnuje současné napájení jak

přijímací tak vysílací části a použití energeticky náročnějších modulačních formátů pro dosažení potřebné přenosové rychlosti.

Druhá část zajišťuje jednosměrné vysílání zpráv směrem k pozemní stanici, jejichž obsahem je nejčastěji identifikace satelitu a základní informace o stavu celého systému. Tento typ vysílání je většinou nepřetržitý, z čehož plyne nutnost použití energeticky nenáročného přenosového formátu a použití menších vysílacích výkonů ve srovnání s předchozím případem. Je nezbytný jednak pro základní ověření funkčnosti spoje, ale také pro zpřesnění parametrů jeho oběžné dráhy po odpojení od nosiče. Charakter tohoto vysílání umožňuje dlouhodobé vyhodnocování kvality přenosového kanálu v průběhu celého přeletu, a proto bude hlavním zdrojem dat pro analýzu. Oba komunikační podsystémy typicky používají digitální modulace.

2.2 Typické parametry spoje LEO

Družice na oběžných drahách typu LEO s téměř polární inklinací umožňují provozovat spoj nezávisle na zeměpisné poloze přijímací stanice. Poloha tělesa na obloze tedy není pevná a spoj proto nemá trvalý charakter. Pro efektivní komunikaci je nutnost vybavit pozemní stanici směrovou anténou s proměnným azimutem a elevací a polohu tělesa sledovat. Krátká oběžná doba umožní přelet družice nad oblastí na Zemi vymezenou přímou viditelností typicky vícekrát za den. Díky malé výšce lze očekávat především menší ztráty šířením volným prostorem a krátké doby šíření signálu. Orbita má téměř kruhový tvar, tudíž je zanedbatelné kolísání výšky nad zemí. Délka spoje je však proměnná, takže se uvedené parametry mění s časem. Tělesa na LEO mají dostatečně vysokou proměnnou radiální rychlost vůči pozemní stanici na to, aby se projevil Dopplerův jev elektromagnetického vlnění. Ten je nutno kompenzovat. Absence překážek v družicovém spoji dovoluje neuvažovat mnohacestné šíření, s výjimkou pozemních stanic obklopených zanedbatelnými terénními překážkami a mimořádných jevů v atmosféře. Trajektorie spoje prochází skrze všechny vrstvy atmosféry a podíl vlivu jednotlivých vrstev se mění s elevačním úhlem. Jevy v těchto vrstvách způsobují zřetelný útlum signálu případně nárůst šumového výkonu a je tedy nutné je dobře popsat.

2.3 Pozemní segment

Hlavním prvkem pozemního segmentu je velmi kvalitní přijímací sestava, typicky složená z anténní soustavy, širokopásmovým předzesilovačem LNA s nízkým šumovým číslem a kvalitní přijímač s velmi velkou citlivostí. Hlavním parametrem celé přijímací soustavy je jakostní číslo G_r/T_r , které udává poměr zisku přijímací antény G_r k celkové šumové teplotě soustavy T_r . Přijímací sestavu lze v případě vyspělejších komunikačních formátů doplnit o výpočetní podporu při demodulaci velmi slabých signálů. Vysílací část musí poskytnout dostatečně velký výkon bez zkreslení.

2.4 Kvalita přijímaného signálu

Kvalitu lze obecně určit porovnáním originálního signálu se zkresleným a vyhodnotit míru degradace mnoha parametry, kde každý z nich má jinou prioritu pro přenos užitečné informace. Takto lze obecně hodnotit kvalitu jak analogových tak digitálních systémů, avšak pro konkrétní případ by znamenalo vytvořit mezi těmito parametry souvislosti a stanovit podmínky, za kterých je možný přenos informace s danou chybovostí.

K hodnocení kvality digitálních modulací se používá poměr počtu přijatých chybných znaků k celkovému počtu přijatých znaků označovaný jako BER. Parametr se vyhodnocuje na konci přijímacího řetězce, tudíž závisí na kvalitě zpracování signálu v celém přijímacím řetězci a na typu modulace. Pokud jsme schopni popsat kvalitu zpracování a stanovit její souvislost s BER, pak bude BER přímo určovat kvalitu signálu ve smyslu spolehlivosti přenosu informace pro danou modulaci.

Při uvažování teoretického kanálu, kde se vyskytuje pouze nezkreslený signál a aditivní bílý Gaussovský šum AWGN, můžeme určit parametr BER pomocí znalosti průměrného výkonu šumu N a výkonu nezkresleného signálu přenášejícího informaci C . Velikosti těchto výkonů jsou závislé na použité šířce komunikačního kanálu a přenosové rychlosti a proto se zavádí parametr označovaný jako energetická účinnost E_b/N_0 pro sjednocení poměru C/N pro různé typy modulací. Platí:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B}{v_p} \quad (2.1)$$

kde B je efektivní šířka pásma komunikačního kanálu [Hz], E_b je střední energie modulovaného signálu na jeden bit přenášené informace, N_0 je spektrální výkonová

hustota šumu vztažená na 1 Hz, v_p je přenosová rychlost [bit/s]. Poměr B/v_p je převrácenou hodnotou spektrální účinnosti. Pomocí chybové funkce pro danou modulaci lze z E_b/N_0 stanovit BER. V praxi bude BER narůstat s klesajícím poměrem E_b/N_0 mnohem rychleji kvůli výskytu jiných zdrojů rušení než samotného AWGN a kvůli zkreslení signálu – zde hraje roli kvalita demodulace. Pro teoretický popis vlivu jednotlivých jevů na degradaci kvality signálu je vhodné použít poměr C/N , za předpokladu, že popsání jevy budou působit v mnohem větších šířkách pásma než je šířka pásma zkoumaného signálu. Pro klasifikaci jevů pro teoretické vyčíslení poměru C/N bude použit rozbor energetické bilance radiového spoje.

2.5 Energetická bilance družicového spoje

Energetická bilance je obecná rovnice určující vztah mezi výkonem signálu vyzářeným vysílačem a výkonem signálu v místě přijímače, který je určen vlastnostmi komunikačního kanálu. Tyto vlastnosti v rovnici vystupují jako jevy nebo technické parametry komunikačního systému způsobující změnu úrovně signálu a tak lze získat minimální prahovou úroveň výkonu užitečného signálu spoje na vstupu přijímače. Zde dochází i k výskytu rušivých signálů a nárůstu jejich výkonu průchodem přijímací soustavou a proto by měl součástí energetické bilance být i podrobný popis zdrojů rušení, zejména zdrojů šumu. Zdroje rušení budou popsány zvlášť a pro naše účely z pohledu pozemní stanice, protože energetickou bilanci nelze v našem případě pokládat z hlediska rozdílného prostředí vysílačů a přijímačů za reciprokovou při provozování obousměrného spoje.

Ačkoliv tato rovnice (2.2) pracuje pouze s jednou veličinou, a to s výkonovou úrovní, při podrobné analýze jevů jsou jednotlivé členy závislé na více proměnných, statistických údajích či experimentálně získaných datech, tudíž se z rovnice stává poměrně komplikovaný aparát. Komplikace pak přináší popis jevů probíhajících v atmosféře, kterým bude věnována majoritní část. Pro účely vyhodnocení kvality signálu lze zahrnout jen ty jevy, které mají největší vliv z hlediska velikosti a kolísání útlumu, popřípadě se uplatňují po významnou část doby existence spoje, takže je lze s dostatečnou určitostí klasifikovat.

Energetická bilance se v různých formách uvádí nejčastěji s výkonovou úrovní vyjádřenou v logaritmických jednotkách. V této práci bude používána forma (2.2) vyjadřující úroveň výkonu signálu na výstupu přijímací antény P_{rec} [dBW].

$$P_{rec} = P_{tr} + G_{atr} - L_{atm} - L_{link} - L_{add} + G_{arec} \quad (2.2)$$

P_{tr} označuje výkon vysílače [dBW], G_{atr} zisk antény vysílače [dBi]. Jejich součet je definován jako efektivní izotropně vyzářený výkon EIRP [dBW] ve směru maxima vyzářovací charakteristiky antény. G_{arec} je zisk přijímací antény [dBi], L_{atm} jsou souhrné ztráty způsobené průchodem signálu atmosférou [dB], L_{link} jsou ztráty dané konstelací vysílače a přijímače [dB], L_{add} jsou přídatné ztráty vlivem technických parametrů a nezařaditelných nebo nevýznamných jevů [dB]. Tyto parametry budou rozděleny a blíže popsány dále. Vzhledem k výrazné závislosti vlastností komunikačního kanálu na frekvenci, zejména vlivu atmosféry, se omezím na typické frekvence používané pikosatelity v rozsahu 100MHz – 3GHz kde se uplatňuje vliv ionosféry a minimálně se zde uplatňují zejména meteorologické jevy. Rozhraní frekvencí nelze přesně vymezit z důvodu rozdílných příčin závislosti velkého množství jevů na frekvenci.

Energetické bilance pro již realizované spoje počítají s velkými rezervami tak, aby byla funkčnost spojů zajištěna i za nejméně příznivých podmínek. Měřením C/N v průběhu přeletu družice lze velikost těchto rezerv určit.

2.5.1 Jevy způsobující útlum signálu

Cílem této kapitoly je vybrat nejvýznamnější jevy způsobující útlum signálu z hlediska doby jejich působení a míry degradace signálu.

Jevy způsobující útlum signálu lze podle povahy a místa vzniku rozdělit obecně do třech kategorií. Jsou to jevy vzniklé nedokonalostí anténní techniky L_{add} , obsahující ztráty v anténních vedeních, přepínacích prvcích či konektorech, atmosférické jevy L_{atm} , které zahrnují útlum v ionosféře i v troposféře, a jevy L_{link} závislé na konstelaci vysílače a přijímače, kterými jsou ztráty komunikační vzdáleností L_{FS} a ztráty vlivem nepřesného zaměření antén. Poslední dvě skupiny se vzájemně prolínají, protože se v závislosti na konstelaci mění délka úseku spoje procházejícího atmosférou, tím i míra působení jednotlivých jevů. Podle toho, jakým způsobem lze určit závislost výskytu jevu na čase můžeme jevy rozdělit na deterministické, jež lze popsat analyticky, a stochastické. Popis stochastických jevů se provádí statistickým stanovením procentuálního podílu výskytu jevu za určený časový úsek.

Mnoho z těchto parametrů je závislých na frekvenci. I když je komunikační frekvence pevná, dochází k její relativní změně vůči frekvenci vysílače vlivem Dopplerova jevu. Velikost změn frekvence je v případech vybraných v této práci

v porovnání se změnami ostatních parametrů zanedbatelná, tudíž ji nebudeme dále uvažovat.

2.5.1.1 Útlum vlivem komunikační vzdálenosti

Útlum tohoto typu má největší podíl v energetické bilanci. Lze jej určit z následujícího vztahu:

$$L_{FS} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi l}{\lambda} \right)^2 \quad (2.3)$$

kde L_{FS} jsou ztráty vzniklé šířením radiových vln volným prostorem [dB], λ je vlnová délka [m], l je přímá délka spoje mezi pozemní stanicí a družicí [m]. V této formě je útlum vyjádřen ve vztahu k EIRP. Pokud vyjádříme časový průběh $l(t)$, jsme schopni určit časový průběh útlumu po dobu přeletu. Časová závislost délky spoje je individuální pro každý přelet a pro její výpočet je kromě času přeletu nezbytná znalost orbitálních parametrů konkrétní družice, poloha pozemní stanice a rychlost rotace Země. Rozsah změn $L_{FS}(t)$ zjistíme určením jejího minima a maxima. Takto se rozsah změn často zahrnuje i do výpočtu energetické bilance s cílem pokrytí co největšího území a tím vzniká velká rezerva.

2.5.1.2 Útlum vlivem nepřesného zaměření antén

Tyto ztráty jsou u spojů s pikosatelity velmi významné zejména proto, že nelze zajistit stabilizaci polohy pikosatelitů a jev může mít velmi složitý, avšak deterministický charakter. Rozhodující pro určení velikosti změn je znalost vyzařovacích charakteristik přijímacích i vysílacích antén, rychlost a poloha os rotace satelitu. Podrobný rozbor, kdy se stanoví maximální útlum vlivem nepřesného směřování pro určitý procentuální podíl v čase, lze nalézt zde [1]. Do této kapitoly lze zahrnout i ztráty vlivem rozdílné polarizace přijímací i vysílací antény. Vzhledem k tomu, že jsou běžně antény pikosatelitu lineárně polarizované a antény pozemního segmentu kruhově polarizované, je útlum konstantní a roven 3 dB. Dalším vlivem může být i přesnost směřování antén pozemní stanice, která je závislá na plynulosti sledování družice na obloze a na velikosti vyzařovacího úhlu.

2.5.1.3 Útlum v závislosti na elevaci a azimutu

Příčiny útlumu v závislosti na směřování antén můžeme rozdělit do dvou skupin: útlum vzniklý proměnnou délkou dráhy spoje skrze atmosféru v závislosti na elevaci a útlum vzniklý směřováním vůči překážkám. Ten závisí na charakteru okolního terénu a je příčinou mnohacestného šíření, které může mít za následek kolísání výkonu přijímaného signálu. K největšímu projevu útlumu dochází při malých elevačních úhlech, proto se často stanovuje minimální úhel, tzv. elevační maska, při kterém lze ještě garantovat definovanou kvalitu spoje.

2.5.1.4 Útlum v ionosféře

Největší podíl útlumu signálu v atmosféře mají na uvedených frekvencích jevy probíhající v ionosféře. Jejich vliv je silně závislý na použité frekvenci a klesá obecně s rostoucí frekvencí. V nižších frekvenčních pásmech dochází dokonce k nárůstu odrazivosti ionosféry, což je pro satelitní komunikaci velmi nežádoucí. Příčinou útlumu je obecně přeměna energie na teplo absorpcí prostředím, ale také celá řada dalších jevů, které vlivem odrazu či lomu změň částičně směr šíření vlny a k přijímači se šíří jen část energie nebo jevy, kdy dojde ke změně polarizace. Širokopásmové signály bývají degradovány také skupinovým zpožděním (není příčinou útlumu). Je obtížné jednotlivé jevy v přijatém signálu rozeznat. Příčinou uvedených jevů je ionizace atmosférických plynů a tím výskyt vysoké koncentrace elektronů, kterou lze kvantifikovat pomocí veličiny TEC, vyjadřující celkový počet elektronů podél dráhy šíření signálu. Počet elektronů je velmi závislý zejména na sluneční aktivitě, denní době, geografické poloze. K ionizaci dochází v různé míře v různých vrstvách ionosféry. Největší koncentrace se vyskytují ve vrstvách F a to zejména v rovníkových oblastech a méně na pólech [2].

Velikost TEC lze stanovit pouze statisticky na základě průběžných měření a dostupných výsledků matematických modelů [3]. Postup stanovení je určení dráhy spoje jednotlivými vrstvami a jeho délky l [m] a ze znalosti rozložení hustoty elektronů n_e [el/m³] lze vypočítat TEC [el/m²] ve sloupci o průřezu 1m²:

$$TEC = \int_l n_e(l) dl \quad (2.4)$$

Pro TEC lze stanovit časové průběhy na základě statistických měření pro cyklické jevy jako sluneční aktivita nebo denní doba a roční období pro danou lokalitu.

Stanovit útlum vlivem vysokého TEC pro výjimečné jevy způsobené zejména solárními bouřemi lze pomocí procentuálního podílu času.

Dalším hlavním projevem jsou scintilace, které lze definovat jako značné a rychlé kolísání amplitudy signálu a změny fáze. Scintilace jsou pozorovatelné zejména v rovníkových oblastech a na pólech. Kvantifikují pomocí indexu scintilace, který se určuje z měření změn velikosti amplitudy signálu, takže lze z jeho znalosti určit rozsah scintilací a tedy i maximálního útlumu v dB.

Rotace polarizace je způsobená tzv. Faradayovým jevem. Na uvedených pásmech se však projevuje minimálně, s rostoucí frekvencí jeho vliv klesá a při vhodné volbě polarizací antén (lineární – kruhová), ho lze zanedbat.

Změna indexu lomu zdánlivě modifikuje vyzařovací charakteristiku antény z pohledu přijímače, tudíž se zde může objevit chyba vlivem nepřesného směřování antény. Vliv skupinového zpoždění není pro danou aplikaci kritický, tudíž ho lze zanedbat.

2.5.1.5 Útlum v troposféře

Vliv troposféry je na uvedených pásmech ve srovnání s vlivem ionosféry malý. Hlavními jevy působící degradaci signálu jsou oblaka, hydrometeory, ledové částice a prudké změny gradientu vlhkosti, naopak útlum plyny je pro uvedené pásmo zanedbatelný. Míra působení jevů roste s frekvencí, ale i tak lze vliv jevů uvažovat pouze ve výjimečných případech, jako jsou konvektivní bouře. V tomto případě se projevuje rozptyl, depolarizace a odraz, který může způsobit vícecestné šíření.

2.5.1.6 Ostatní typy útlumu

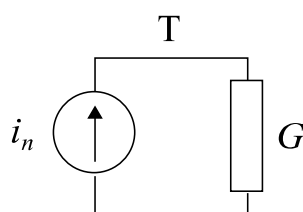
Mezi ostatní typy ztrát lze zařadit zejména ztráty vzniklé v anténních vedeních, konektorech, či v dalších prvcích vedení. Ztráty obvykle vznikají vlivem nedokonalého impedančního přizpůsobení, nedokonalostí vedení. Dále se sem řadí souhrnné ztráty, které mohou zahrnovat tolerance ve výpočtech nebo mohou být dány jako součet útlumu zanedbaných jevů.

2.5.2 Jevy způsobující nárůst šumové teploty přijímacího systému

Určení výkonu a charakteru rušivých signálů je nezbytné pro stanovení minimální výkonové úrovně signálu v místě antény a pro samotné určení veličin kvality

signálu. Zde popsané typické rušivé signály budou rozděleny mezi šumy a ostatní signály.

Hlavní zdroj rušení, který lze v satelitním spoji pozorovat, je AWGN. Tento typ šumu je idealizovaný, avšak ukazuje se, že se šum v reálném kanálu tomuto ideálu velmi blíží a pro většinu aplikací se jeví jako dostatečně přesný [3].



Obr. 2.1 Ekvivalentní obvod zdroje šumu AWGN

Výkon AWGN se stanoví pomocí náhradního modelu zdroje šumu dle obr. 2.1 a následně se určí výkon na ideální vodivosti G [S] vyvolaný zdrojem šumového proudu i_n [A]. Teplotou T [K], které odpovídá výkon šumu N elektrického obvodu, lze pak charakterizovat zdroj šumu. Výkon zdroje šumu lze tedy určit ze vztahu uvedeném například zde [4]:

$$N = 4kBT = i_n^2 / G \quad (2.5)$$

k je Boltzmannova konstanta [J/K], B je šumová šířka pásma komunikačního kanálu [Hz]. Zdroje šumu lze rozdělit podle místa superpozice k signálu na dvě hlavní skupiny: šum přijímaný anténou, jehož zdroje se nachází mimo přijímací soustavu a šum, který se superponuje během zpracování signálu v přijímači.

Dalšími zdroji rušení jsou zejména signály pozemního vysílání nebo rušení z průmyslových zdrojů. Jejich vliv není možné díky různorodosti vyčíslit souhrnně, ale pouze v konkrétních případech. Na druhé straně můžeme předpokládat pevnou polohu zdroje rušení vůči pozemní stanici, tudíž se při sledování družice anténou vyskytne v dráze spoje jen po omezenou dobu. Pokud se bude navíc jednat o zdroj signálu s konstantní frekvencí, který lze vzhledem k šířce pásma signálu družice považovat za úzkopásmový, lze rušení částečně eliminovat kompenzací Dopplerova jevu v přijímači.

2.5.2.1 Zdroje šumu mimo přijímací soustavu

Primární zdroje tohoto typu šumu jsou kosmické objekty, reliktní záření vesmíru a zdroje lidské činnosti. Jako sekundární zdroje šumu lze uvažovat všechny objekty v dráze radiového spoje emitující šum vlivem pohlcení záření kosmických těles nebo

signálu pikosatelitu. Jsou to tedy objekty, které zároveň způsobují útlum signálu absorpcí. Jejich vliv nebyl v předchozí kapitole zohledněn, protože jsou z hlediska velikosti útlumu zanedbatelné, avšak z hlediska velikosti šumové teploty v porovnání s ostatními zdroji zanedbatelné nejsou. Mezi sekundární zdroje se řadí i zemský povrch (vliv při malých elevačních úhlech). Všechny tyto jevy lze vyjádřit šumovou teplotou antény. Působení vyjmenovaných zdrojů se předpokládá bez přítomnosti troposférických jevů a označují se souhrnně jako „clear sky noise“ [2], [5]. Největší podíl dle délky doby působení a velikosti mají na uvedených frekvencích galaktické zdroje šumu a zdroje šumu z obydlených území. Dále se zde se vzrůstající frekvencí od cca 1 GHz projevuje šum vyzářený molekulami kyslíku a vody absorbujícími veškeré elektromagnetické vlnění včetně signálu pikosatelitu. Všechny druhy šumu jsou závislé na elevačním úhlu, tzn. objemu atmosféry v dráze spoje. Podrobný popis problematiky lze nalézt v doporučení ITU-R P.372-10 [6], včetně podmínek měření.

Vliv deště je významný až při velmi nízkých elevačních úhlech ($<10^\circ$). Z hlediska velikosti šumové teploty jsou významné zejména Slunce, Měsíc a méně galaxie (směrování antény do jejich center). Jejich vliv lze určit procentuálním podílem doby jejich výskytu ve vyzářovacím úhlu antény.

Všechny tyto zdroje šumu se nejčastěji vyjadřují souhrnně jako ekvivalentní teplota přijímací antény.

2.5.2.2 Zdroje šumu přijímače

V této kapitole uvedu pouze zjednodušující analýzu pro doplnění přehledu majoritních vlivů. Hlavními zdroji šumu v přijímači jsou zesilovače, proto se pro analýzu šumových vlastností přijímače nejčastěji používá jeho zjednodušený model v podobě kaskády dvojbranů reprezentujících zesilovače. Pro analýzu kvality signálu lze dvojbran popsat zesílením A a tzv. šumovým číslem F , které vyjadřuje obecně změnu poměru středního výkonu užitečného signálu S ku střednímu hodnotě výkonu šumu po průchodu dvojbranem:

$$F = \frac{S_{in} / N_{in}}{S_{out} / N_{out}} \quad (2.6)$$

Je nutné podotknout, že k nárůstu šumu dochází nejen zesílením šumové složky vstupního signálu, ale také vlivem samotného šumu dvojbranu. To tedy znamená, že

tento typ šumu značně závisí na provedení přijímače a vlastnostech jednotlivých bloků. Po úpravách lze šumové číslo celého přijímače vyjádřit vztahem převzatým z [7]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{P1}A_{P2}} + \dots + \frac{F_N - 1}{\prod_{i=1}^{N-1} A_{Pi}} \quad (2.7)$$

Celý vztah můžeme vyjádřit také pomocí šumové teploty, jak je uvedeno v pramenech [1], [2]. V nich autoři pracují zvláště se šumovou teplotou každého stupně, která je přičítána ke vstupnímu signálu. Ten je poté zesilován ideálními zesilovači. Ze vztahu (2.7) je patrné, že volbou kvalitního vstupního bloku přijímací soustavy s nízkým šumovým číslem F_1 a vysokým zesílením A_{P1} jsme schopni vztah prakticky redukovat na člen F_1 . Toho je dosahováno použitím nízkošumového předzesilovače LNA nebo kvalitního vstupního bloku s uvedenými parametry. Těchto vlastností je využito k praktickému určení šumového čísla celého přijímače a v případě, že neznáme šumová čísla a zesílení jednotlivých bloků to je zároveň jediný způsob. V případě použití LNA je vhodné tento zesilovač umístit co nejbližší k anténě, aby byl omezen vliv ztrát ve vedení od antény k přijímači a neprojevil se vliv jeho šumové teploty.

Platnost vztahu (2.7) je obecná, ale přesnost výsledků se může lišit kvůli nesplnění mnoha zjednodušujících předpokladů, například linearity či předpokladem nepřítomnosti dalších typů šumů či rušení. Jedním z hlavních kritérií je také frekvence. K další změně poměru S/N může dojít v demodulátoru, kde je velikost této změny závislá zejména na typu demodulace a neméně na provedení demodulátoru.

2.6 Souhrn energetické bilance

Nyní máme k dispozici přehled nejdůležitějších jevů pro vyčíslení veličin kvality signálu. Podrobné vyčíslení vlivu jednotlivých jevů by znamenalo získat statistické závislosti zmíněných jevů či alespoň vypočítat maximální možný rozsah jejich změn.

V nejjednodušším případě, kdy pro všechny možné kombinace jevů vyčíslíme maximum a minimum veličin kvality signálu vzniknou velké meze s velmi malou vypovídající hodnotou. Ideálně by se díky různým podmínkám a parametrům každého přeletu musel pro každý přelet vyčíslit průběh kvality přijímaného signálu zvláště. Jistým kompromisem je rozdělení typických kombinací podmínek do skupin a pro každou určit mezní hodnoty veličin kvality signálu, jak je popsáno a provedeno v [1].

U některých jevů lze získat průběh analyticky v závislosti na čase či elevaci a toho se pokusím využít v praktické části, kde ze znalosti konkrétního časového průběhu komunikační vzdálenosti alespoň přibližně určím velikost těchto ztrát v požadovaných časových okamžicích. Předpokládám, že dojde vzhledem k významu ztrát ke zpřesnění odhadu pásma, ve kterém by se měl vyskytovat naměřený průběh kvality signálu. Pro další jevy ovlivňující kvalitu spoje ve frekvenčním rozsahu 0,1-3GHz, zejména vliv natočení antén či vliv ionosféry, budu vycházet z hodnot mezi vyčíslených v [1].

3 Metodika vyhodnocení kvality signálu pikosatelitu

V této části navrhnu a ověřím několik základních metod pro vyhodnocování kvality signálu. Vyhodnocování bude realizováno pomocí číslicového zpracování signálu na PC navrženými algoritmy, které budou aplikovány na dlouhodobě pořizované záznamy vysílání pikosatelitů. Nejprve budou navrženy a zhodnoceny metody pro výpočet veličin kvality signálu a na jejich základě budou sestaveny algoritmy pro vyhodnocení veličin ze záznamu. Vzhledem k rozsahu práce nebudou tyto algoritmy plně autonomní a určené pro univerzální použití, ale budou navrženy jako ukázka teoretických postupů na konkrétních případech s předpokladem, že si uživatel bude moci nastavit co největší množství parametrů. Po získání veličin kvality signálu ze záznamu určím jejich průběh v závislosti na čase přeletu, na základě teoretické části stanovím přibližný časový průběh pásem, kde by se měly veličiny vyskytovat, a výsledky porovnam.

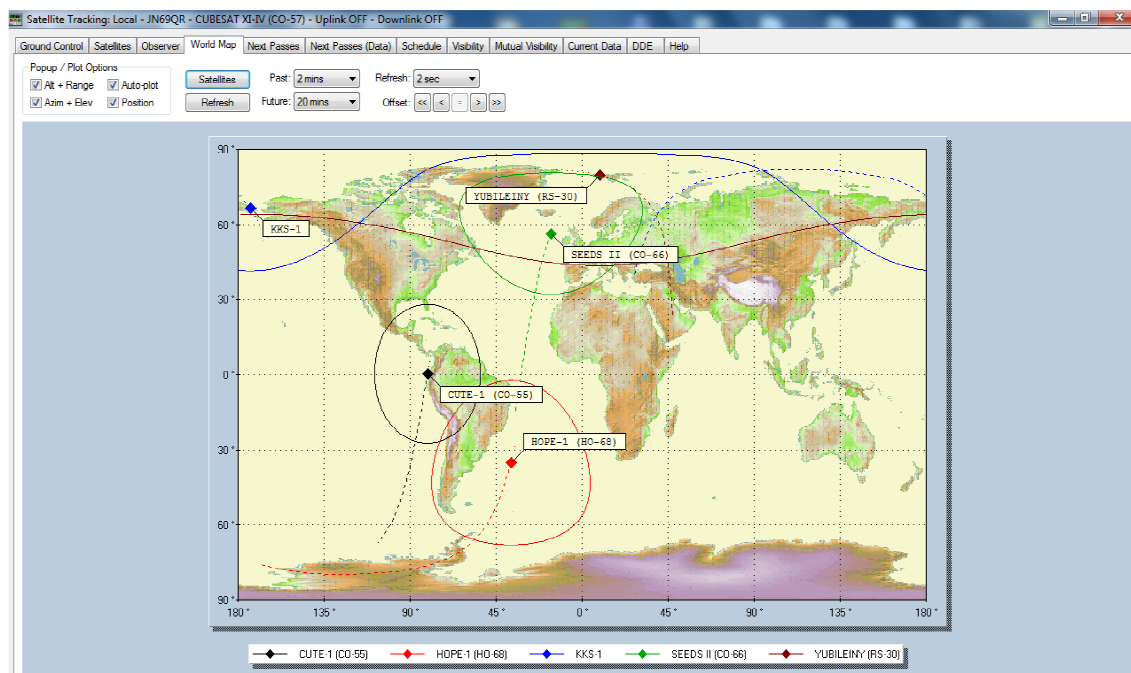
3.1 Metodika pořizování záznamů pikosatelitu

Záznamy byly pořizeny z pozemní stanice, pracoviště FEL ZČU. Vzhledem k tomu, že se v době vzniku této práce satelit PilsenCUBE nacházel ve fázi závěrečného testování a nebyl tedy ještě umístěn na oběžnou dráhu, byly záznamy pořizeny z vybraných pikosatelitů, které jsou již v provozu. Jak bylo uvedeno v teoretické části, pro účely vyhodnocení kvality signálu bude zaznamenáváno téměř nepřetržitě vysílání identifikace satelitu a základní telemetrie tzv. Beacon mode, který je vysílán ve formátu diskretní amplitudové modulace s dvoustavovým modulačním signálem BASK. Kvůli snadné identifikaci a dekodování má modulační signál velmi nízkou přenosovou rychlost a je zakódován ve znacích Morseovy abecedy. Po demodulaci se frekvence jednotlivých symbolů nachází v audio pásmu, tudíž k záznamu postačí jednoduchý

digitální audiorekordér. Drtivá většina projektů používá pro Beacon mód pásmo amatérské družicové služby v rozsahu frekvencí 434,79–438 MHz, které je celosvětově vyhrazené mezinárodními povoloovacími orgány.

3.1.1 Pozemní stanice

V této kapitole je popsána jen nezbytná část pozemní stanice fakulty elektrotechnické ZČU, na které byly pořízeny záznamy. Skládá se z X-prvkové antény Yagi-Uda s kruhovou polarizací pro pásmo 430 MHz. Vyzařovací úhel antény udávaný výrobcem je 30° a zisk 16,3 dBi vůči izotropní referenční anténě. Anténní systém má možnost pohybu ve dvou rovinách (v plném rozsahu azimutu a elevace) a umožňuje sledování satelitů na celé obloze. Signály z antén jsou vedeny do profesionální radiostanice ICOM IC-910H. Ze stanice využívám pouze přijímací část, která je typu superheterodyn s dvojitým směšováním. Výstup demodulátoru je vyveden přímo do linkového vstupu zvukové karty počítače. Radiostanice a rotátory jsou ovládány automatickým softwarem pro sledování družic (v době vzniku práce Ham Radio Deluxe, obr. 3.1), do něhož jsou nahrána pravidelně aktualizovaná data orbitálních parametrů TLE konkrétního satelitu. Z těch jsou vypočítány parametry přeletu nad konkrétní pozemní stanicí. Ovládání radiostanice pomocí počítače je také výhodné zejména díky možnosti automatické kompenzace Dopplerova jevu a automatického přepínání komunikačního formátu a frekvence podle uložených údajů.



Obr. 3.1 Uživatelské prostředí programu Ham Radio Deluxe

3.1.2 Volba parametrů záznamu

Parametry záznamu lze rozdělit na dvě skupiny – parametry zpracování signálu v přijímači a parametry digitálního zvukového záznamu.

Na straně přijímače bylo zvoleno co největší zesílení vysokofrekvenční části, aby byl co nejvíce využit rozsah analogově – digitálního A/D převodníku zvukové karty. Toto je jediný způsob, jak zvýšit zesílení před vstupem signálu do zvukové karty. Záměrně nebyly použity pásmové propusti či umlčovače šumu z důvodů změny zesílení signálu a potřeby znalosti výkonu celého spektra šumu k výpočtu kvality signálu. Problémem je volba typu automatické zpětnovazební smyčky zesílení AGC vysokofrekvenčního stupně. Tento přijímač nabízí dva módy AGC a to rychlý a pomalý. Pro vyhodnocení kvality by bylo nejlepším řešením AGC vypnout, avšak přineslo by to s sebou řadu dalších problémů, zejména zkreslení signálu. Navíc AGC nelze u tohoto přijímače bez zásahu do zapojení vyřadit, takže je nutné zvolit typ AGC tak, aby mělo na vyhodnocení kvality signálu co nejmenší vliv. Podle doporučení výrobce je vhodné zvolit rychlý mód pro BASK modulaci a datovou komunikaci. Nezávisle na použitém módu vnášíme do vyhodnocení kvality signálu jistou chybu, kterou můžeme eliminovat pouze přesnou znalostí průběhu zpětnovazebního signálu. To by znamenalo navíc pořídit záznam tohoto signálu v průběhu přeletu, avšak jeho získání by se neobešlo bez zásahu do přijímače. Můžeme však předpokládat, že AGC bude významně reagovat pouze na rozhraní začátku a konce bitu. Dále předpokládáme že, v průběhu znaku či mezery nedojde k dramatickým výkyvům úrovně signálu či šumu, takže vliv AGC zde bude minimální. Z tohoto pohledu je rozumnější volba rychlého módu AGC, protože doba ustálení amplitudy signálu na začátku a konci bitu bude kratší, a způsobí tak menší chybu při určení středních výkonů signálu a šumu. Dalším důvodem volby rychlého módu je, že se při vyšších přenosových rychlostech nestačí AGC v pomalém módu ustálit uvnitř symbolu. Pokud bude úroveň signálu v rámci měřeného úseku výrazně proměnlivá, díky rychlé odezvě sice dojde ke zkreslení informace o amplitudě, ale ne v takové míře, jako u pomalého módu.

Digitální záznam byl pořízen v bezeztrátovém formátu WAV s lineární pulzní kódovou modulací LPCM s bitovou hloubkou záznamu 16bitů a vzorkovací frekvencí 44,1 KHz. Byla zvolena co největší možná bitová hloubka A/D převodu, protože se nepodařilo dostupnými zesilovacími prostředky zvukové karty i radiostanice dosáhnout plného vybuzení A/D převodníku zvukové karty. Tím odpadá zkreslení vlivem

přebuzení vstupu A/D převodníku. Volba minimální vzorkovací frekvence vychází z Nyquistova teorému. Maximální šířka pásma výstupu přijímače je přibližně 3,5 KHz pro amplitudovou modulaci s jedním postranním pásmem SSB, tudíž minimální požadovaná vzorkovací frekvence je 7 KHz. I přesto jsem zvolil co nejvyšší možnou vzorkovací frekvenci kvůli zachycení detailů i ve velmi krátkých úsecích signálu – při velmi nízkých bitových rychlostech (řádově jednotky až desítky bit/s) a vzorkovací frekvenci 44,1 KHz odpovídá délka bitu stovkám vzorků. Jak je dále uvedeno, s využitím statistických metod bude zapotřebí pořídít co největší množství vzorků ve velmi krátkém čase, čímž nachází volba tak vysoké vzorkovací frekvence opodstatnění, a to i za cenu větší velikosti záznamu.

3.1.3 Výběr vhodných satelitů pro pořizování záznamů

Výběr vhodných satelitů pro účely práce vychází nejen z požadavku na kvalitní, reprezentativní a po co nejdelší dobu vysílaný signál, ale také požadavku dostatečné technické dokumentace k satelitu. Pro vyhodnocení a případné porovnání kvality signálu pikosatelitů je totiž nezbytná znalost výkonu vysílačů a zisk, popř. polarizace antén. Mnoho projektů používá jako Beacon vysílače velmi jednoduché konstrukce vlastního návrhu (v neposlední řadě také komerční řešení) založené na spínání oscilátoru nosné frekvence. Vlivem nepříznivých podmínek kosmu působících na tato zařízení dochází k degradaci nebo změně parametrů součástek či kvůli nedokonalému návrhu k náhlému zhoršení funkčnosti těchto zařízení. Nejčastěji se defekty projevují jako nestabilita vysílací frekvence a změny úrovně signálu, to i v krátké době srovnatelné s délkou symbolů. Byly zvoleny tedy ty satelity, u kterých se tyto problémy vyskytují v omezené míře nebo nevyskytují vůbec.

3.2 Návrh a realizace algoritmů výpočtu kvality signálu ze záznamu

Nyní budou navrženy metody pro vyhodnocení E_b/N_0 ze záznamů. Z teoretické části je zřejmé, že ho lze stanovit měřením poměru C/N , který můžeme ve skutečnosti získat jen před demodulátorem přijímacího řetězce. Pokud ale známe velikost změny poměru C/N v demodulátoru, pak můžeme tento poměr zjistit z výstupního signálu přijímače, kde se značí jako S/N . Určit poměr E_b/N_0 lze tedy ze znalosti bitové rychlosti v_p , efektivní šířky pásma B a poměru středního výkonu užitečného signálu a šumu, tedy poměru S/N .

3.2.1 Návrh metod pro výpočet kvality signálu

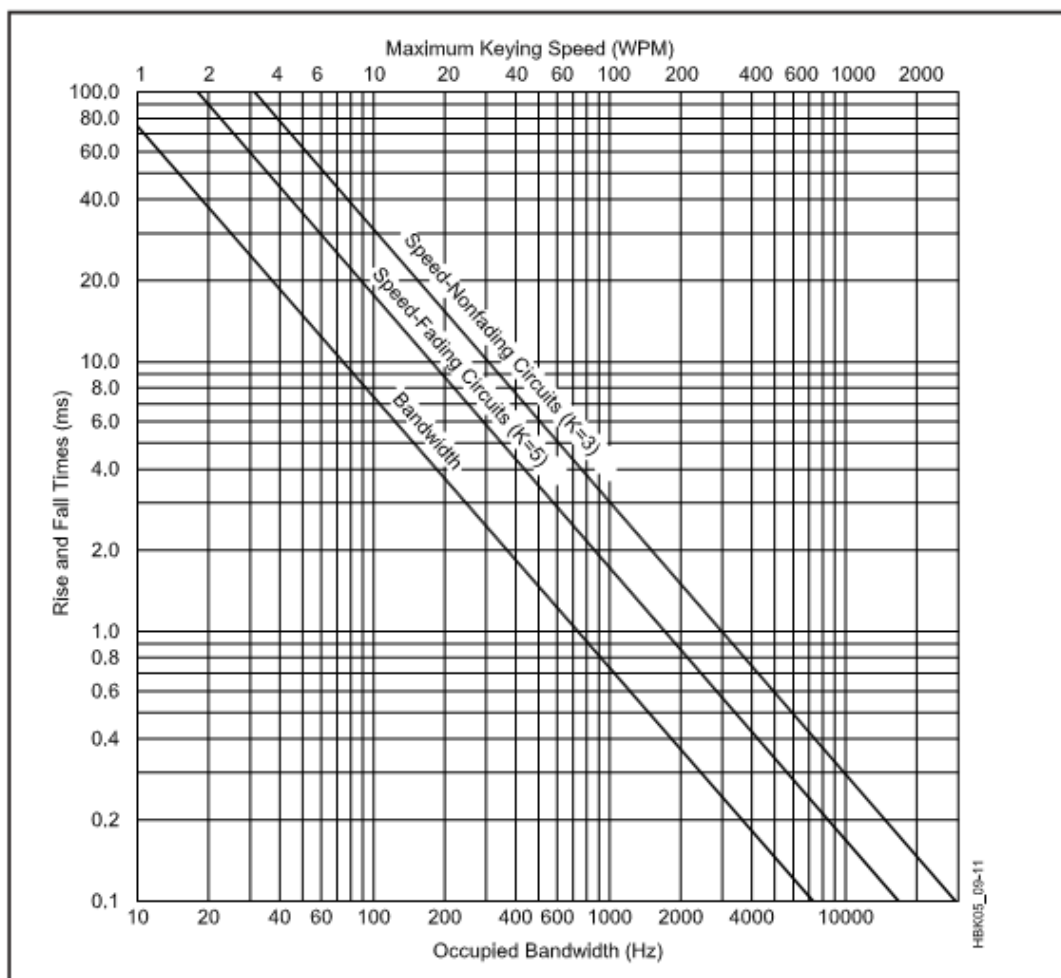
V záznamu budeme pracovat se dvěma základními druhy dat. Za prvé se jedná o šum tvořený mezerami mezi znaky Morseovy abecedy, který dále budeme chápat jako směs přirozeného šumového signálu s případnými rušivými signály s deterministickým nebo stochastickým charakterem. Za druhé je to směs užitečného signálu a šumu - znaky Morseovy abecedy. Směs i šum jsou v obecném smyslu signály stochastické a budou dále analyzovány jako úseky, proto při jejich zpracování musí být použity výhradně statistické metody. Pro co nejpřesnější odhad veličin však nelze díky početně omezenému souboru dat použít teoreticky definované statistické charakteristiky. Musí být zavedeny takové charakteristiky, které lze ještě považovat za dostatečně přesné a musí být definovány za zjednodušujících předpokladů [8]. Pro náš případ jednorázového časového záznamu lze charakteristiky určit pouze z jediné realizace, tudíž požadujeme co největší počet vzorků úseku a stacionaritu signálu v úseku. Tato problematika bude zmíněna ještě na závěr této kapitoly.

Záznam je pořízen s velkou rezervou v šířce pásma, proto je nutné pro přesné určení parametrů kvality signálu odstranění irelevantní části dat. To bude provedeno filtrací celého záznamu pásmovou propustí o šířce pásma B , přesněji určenou později.

Jak bylo naznačeno, pro určení bitové rychlosti v_p lze použít úvahu, kdy znaky Morseovy abecedy chápeme jako bity nebo skupiny bitů, kde za bitovou periodu považujeme dobu trvání znaku tečky. Znakem Morseovy abecedy rozumíme tečku nebo čárku, přičemž poměr dob jejich trvání je 1:3, takže čárku lze chápat jako spojitou skupinu tří teček – bitů. Délka mezery mezi znaky odpovídá délce tečky.

Obdobnou úvahu můžeme použít i pro určení šířky pásma digitálního signálu základním pásmu B_B . Avšak vzhledem k tomu, že je spektrum binárního modulačního signálu teoreticky nekonečné, je zapotřebí určit co nejmenší šířku pásma, ve které se bude nacházet dostatečné množství energie a nevzniknou tak intersymbolové interference. Pro klíčování nosné v základním pásmu můžeme využít doporučení ITU-R SM.1138-1, které stanovuje minimální šířku pásma telegrafního signálu ze znalosti symbolové rychlosti (obr. 3.2). Navíc z něj můžeme určit pro danou přenosovou rychlost maximální dobu náběhu a doběhu detektoru obálky. Dalším možným postupem je určení takové šířky pásma, kde se vyskytuje stanovené množství energie dle tabulky na (obr. 3.3). Procentuální hodnota energie by měla být zvolena s ohledem na zanedbatelný vliv vyšších frekvencí spektra na tvar signálu a také proto, že samotné

vysílače většinou obsahují vstupní filtr pro úpravu digitálního signálu, který tyto frekvence zcela potlačí.



Obr. 3.2 Graf pro určení šířky pásma telegrafního signálu, převzato z [9]

Table 3-1 Accuracy vs. Bandwidth for Rectangular Pulses Transmitted Across an Ideal Baseband Channel

Cutoff Frequency of the Ideal Baseband Channel	Average Power Lying within the Passband of the Channel
$f_c = \frac{1}{\tau}$	90%
$f_c = \frac{1.5}{\tau}$	93%
$f_c = \frac{2}{\tau}$	95%
$f_c = \frac{3}{\tau}$	96.5%
$f_c = \frac{4}{\tau}$	97.5%
$f_c = \frac{5}{\tau}$	98%

Obr. 3.3 Šířka pásma obdélníkového signálu v závislosti na energii filtrovaného pulzu, převzato z [10]

Na základě toho, že signál BASK můžeme považovat za signál SSB a je tak zpracován i v přijímači, lze považovat šířku pásma B_B za efektivní šířku pásma vysokofrekvenčního signálu B . Vzhledem k nedokonalosti vysílačů a vlivem Dopplerova jevu či jeho neúplné kompenzace dochází ke změnám frekvence signálu, které je nezbytné započítat do B pro bezchybný příjem. Celková efektivní šířka pásma vysokofrekvenčního signálu B pak bude dána součtem:

$$B = B_B + B_D(T_B) + B_T(T_B) \quad (3.1)$$

kde $B_D(T_B)$ je šířka pásma daná maximální změnou frekvence vlivem nedokonalosti kompenzace Dopplerova jevu, $B_T(T_B)$ je šířka pásma daná maximální změnou nosné frekvence vysílače, T_B je časový úsek, po který dochází k maximálním uvedeným změnám. Segmentace záznamu na úseky různé délky T_B s cílem zajistit co nejmenší vliv změny frekvence, a tím i B nepřipadá v úvahu, protože by došlo k neakceptovatelné chybě závislé na T_B při určení poměru E_b/N_0 .

Pro určení S/N je v ideálním případě zapotřebí separovat užitečný signál a šum ze záznamu a určit střední výkonové úrovně obou typů signálů. To je v našem případě nerealizovatelné, avšak za předpokladů, že se charakteristiky šumu znatelně nemění v dostatečně dlouhém okamžiku před směsí i za ní, lze očekávat stejné charakteristiky šumu i ve směsi. Po určení výkonu směsi a odečtení výkonu šumu získáme výkon užitečného signálu. Výkon šumu ve směsi se bude lišit od výkonu šumu mezi symboly vlivem AGC. Pro co nejpřesnější odhad S/N bude nutné nejprve zjistit velikost tohoto vlivu, a následně tento vliv ve výpočtu poměru kompenzovat.

Při určení veličiny N_0 se předpokládá pouze přítomnost šumu AWGN. Před určením výkonu úseku šumu je nutné zjistit, zda je typ šumu filtrovaného záznamu vhodný pro stanovení veličiny N_0 . Pokud tomu tak není, nelze spolehlivě určit E_b/N_0 . Při úzkopásmovém rušení ve filtrovaném signálu, které může signál degradovat v krátkých okamžicích, by při určení N stačilo odhadnout jen výkon rušivého signálu a ten od celkového výkonu šumu odečíst. V závislosti na velikosti výkonu rušení lze očekávat reakci AGC, a tím by se mohl vyskytnout problém s určením střední hodnoty výkonu šumu. V některých případech můžeme díky malému vyzařovacímu úhlu antény a směřování na satelit očekávat zanedbatelný výkon rušení vůči výkonu užitečnému signálu a reakci AGC na rušení tak zanedbat. Pro ověření, zda se jedná o AWGN, který má distribuční funkci shodnou s normálním rozdělením, je možné použít statistický test normality distribuční funkce pro signál v časové oblasti. Testuje se splnění kritéria, kdy

histogram šumu ještě odpovídá histogramu normálního rozdělení. Pro naše účely však postačí posouzení pomocí histogramu. Pro identifikaci šumu ve vybraném úseku lze také použít frekvenční analýzu při použití průměrování spekter kratších segmentů šumu, protože spektrum náhodného signálu jednorázově vytvořené z krátké realizace je zatíženo většími chybami a může obsahovat nepřítomné spektrální složky.

Pokud charakter šumu splňuje výše uvedené podmínky i ve směsi se signálem, pak pro znalost parametru E_b stačí znát pouze výkon směsi, šumu N a bitové rychlosti v_p . Na užitečný signál totiž nejsou z hlediska charakteru dat pro určení kvality kladeny žádné nároky, tedy v kromě konečné energie v úseku, která je splněna. Problém nastane při velmi malých poměrech S/N , kdy nelze jednoznačně určit přítomnost signálu nebo je jeho střední výkon tak malý, že při jeho určení ze směsi může uvedeným způsobem vzniknout chyba, kdy bude dokonce výkon signálu záporný vlivem fluktuací, což je nepřijatelné.

I z tohoto důvodu je také vhodné určit stacionaritu obou druhů signálů, například testem popsaným v [8]. Signál je rozdělen na segmenty, stacionarita je testována určením středního výkonu segmentů, od kterých se odečte střední hodnota výkonu celého signálu. Výsledek bude kvantován znaménkovou funkcí a určen počet kladných a záporných znamének.

Další možností určení středního výkonu směsi a šumu je detektor obálky. Úzkopásmový signál filtrujeme vhodně navrženou dolní propustí a z jednotlivých úseků určíme střední hodnotu výkonu buď průměrem prvků či statisticky.

Nyní uvedu dále používaný základní vztah pro určení poměru S/N . Výkon úseku diskrétního signálu v časové oblasti lze určit pomocí následujícího vztahu:

$$P = \frac{\sum_{i=1}^L x(i)}{L} = \bar{x}^2 + \sigma_x^2 \quad (3.2)$$

kde x je navzorkovaný signál [V], P střední výkon vzorkovaného signálu [W], L počet vzorků úseku, nebo statisticky pomocí střední hodnoty \bar{x} a rozptylu σ_x . Pokud budeme dále pracovat s úseky s ustáleným AGC, pak lze navrhnout metodu pro odhad vlivu AGC vycházející z porovnání spektra šumu a směsi s tím, že se pokusíme ze spektra směsi vyloučit signál, který tak musí být co nejvíce úzkopásmový. Je zřejmé, že tento postup musíme aplikovat na původní nefiltrovaný záznam, protože jedině zde máme dostatečné množství informace o změně výkonu šumu při výskytu signálu ve

spektru. Změřenou změnou zesílení AGC následně korigujeme naměřené výkony úseků filtrovaného signálu.

3.2.2 Použité softwarové nástroje – MATLAB

Při hledání vhodného softwarového nástroje pro zpracování signálů ze záznamu (post-processing) a návrh algoritmů je nutné volit jistý kompromis mezi jednoduchostí obsluhy nástroje a zároveň širokými možnostmi práce s daty. Použití klasických programovacích jazyků tedy nepřipadá v úvahu, protože by bylo nutné i při použití předpřipravených knihoven digitálního zpracování signálu a knihoven pro vizualizaci řešit hlavně součinnost těchto komponent, tudíž by se těžiště práce přesunulo na sestavení aplikace v konkrétním programovacím jazyce. Naopak profesionální aplikace pro zpracování signálů i přes jistý uživatelský komfort nenabízí dostatečné množství nástrojů či možnost jednoduše si vytvořit nástroje vlastní. Byl zvolen software MATLAB, který ve své základní verzi nabízí širokou škálu nástrojů pro vizualizaci a prezentaci dat, nabízí řadu matematických nástrojů pro práci s velkým množstvím dat a po doplnění knihovnou Signal Processing Toolbox disponuje řadou funkcí a interaktivních nástrojů pro digitální zpracování signálů. MATLAB používá pro tvorbu aplikací stejnojmenný interpretovaný skriptovací jazyk, pomocí kterého lze jednoduše tvořit komplexní skripty nebo ověřit funkci ihned v příkazovém řádku. To nabízí rychlou možnost vývoje a ověření aplikace tak, že se uživatel soustředí pouze na daný problém a řešením elementárních programovacích úloh se zabývá ve velmi omezené míře.

3.2.3 Realizace algoritmů pro vyhodnocení kvality signálu

Pro vyhodnocení kvality signálu byly sestaveny poloautomatické algoritmy, které umožní vizualizaci celého záznamu ve spektru i časové oblasti, dále získání důležitých apriorních informací pro vlastní analýzu signálu a nakonec vyhodnocení kvality signálu s možností exportu naměřených dat. Všechny popsané skripty jsou v elektronické příloze práce. Nyní bude popsána pouze základní funkce skriptů, objasnění metody volby konkrétních parametrů obsahuje následující podkapitola spolu s ukázkou aplikace na vybraný záznam.

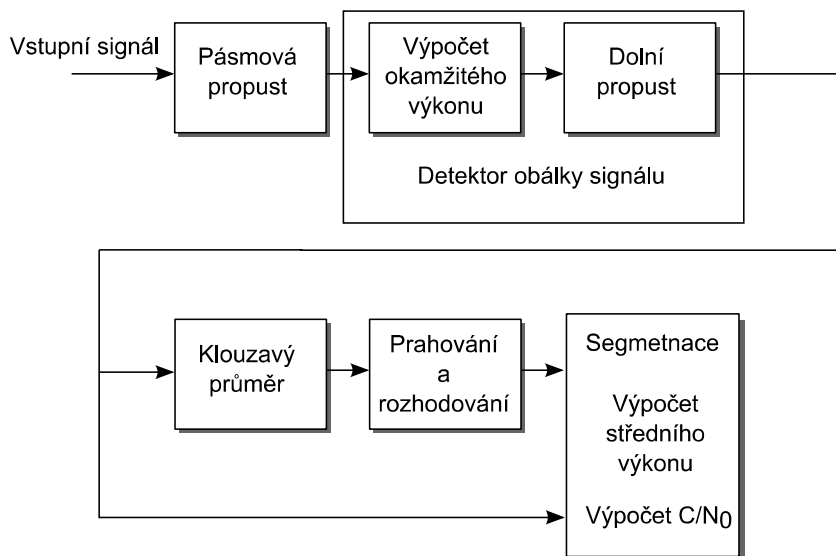
Pro apriorní analýzu záznamu, kdy zkoumáme charakter signálu a rušení, byl připraven skript vizualizace_zaznamu, který umožňuje ze zadaných parametrů vykreslit

průběh záznamu v časové oblasti i v časově-frekvenčně oblasti pomocí spektrogramu. Spektrogram je vypočítán pomocí vestavěné funkce Matlabu s názvem `spectrogram` v režimu, který používá k výpočtu spektra algoritmus rychlé Fourierovy transformace FFT nebo obecně diskrétní Fourierovy transformace DFT v závislosti na délce vstupního úseku. Ten je dostatečně přesný a navíc příznivý ve variantě FFT kvůli zkrácení výpočetního času vzhledem k množství dat.

Druhý skript `odhad_AGC` umožní z vybraného úseku odhadnout pomocí FFT vliv AGC na střední hodnotu výkonu signálu a šumu, což je vhodné pro korekci naměřených dat. Velikost vlivu AGC na změnu středního výkonu signálu zjistíme porovnáním spektra úseku šumu a úseku směsi užitečného signálu se šumem, kdy pro celou šířku pásma výstupního signálu přijímače stanovíme střední hodnotu výkonu šumu v obou úsecích s využitím Parsevalova teorému. Je nutné předpokládat, že se jedná o bílý šum s téměř konstantní frekvenční amplitudovou charakteristikou a následně vyloučit spektrální čáry užitečného signálu ve spektru směsi s tím, že je výkonová úroveň šumu ve vyloučených úsecích rovna střední hodnotě výkonové úrovně šumu určené z okolních spektrálních čar. Úseky směsi a šumu je nutné vybrat tak, aby neobsahovaly časové okamžiky, kdy ještě nedošlo k ustálení AGC. To lze případně zpřesnit iterativně po aplikaci detektoru obálky, kdy můžeme přibližně určit průběh reakce AGC.

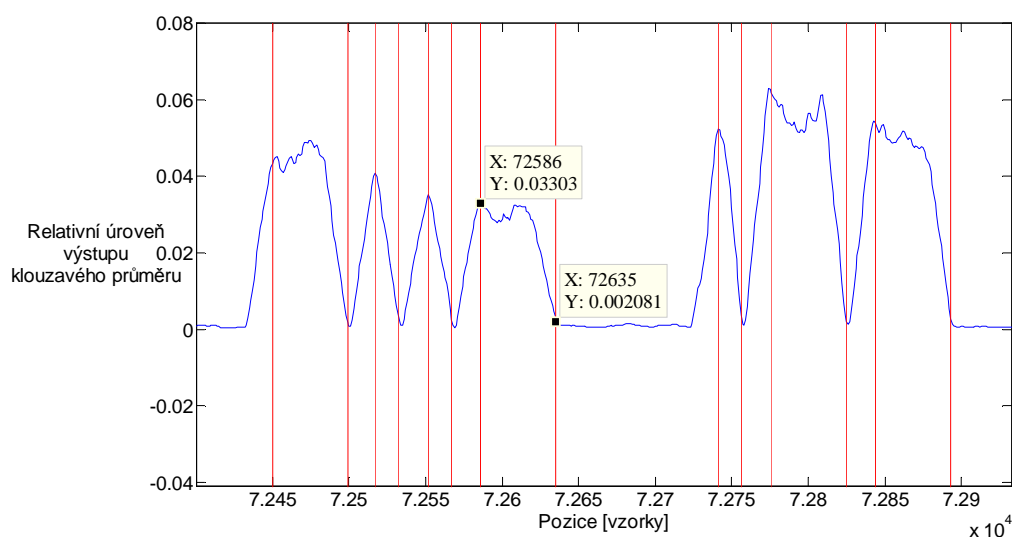
Skript s názvem `presne_urceni_frekvence` umožní obdobným způsobem z vybraného úseku přesněji vyhodnotit frekvenci užitečného signálu metodou průměrování spekter. U každého vybraného úseku by měla být pro úplnost vyhodnocena stacionarita, ale vzhledem k charakteru signálu, kde v rámci úseku nedochází k dramatickým změnám středního výkonu, je toto vynecháno. Minimální délka segmentu je omezena frekvencí signálu, orientačně určenou ze spektrogramu. Stejnou délku segmentů použijeme při průměrování spekter a zvolíme pokud možno nejdelší překrytí segmentů s cílem získat odhad spektra s nejmenším rozptylem. Diskrétní spektrum obecně neumožňuje přesné nalezení frekvence signálu, proto bylo spektrum proloženo spline interpolací pomocí součásti Matlabu `Basic Fitting`. Korektní interpolace by byla provedena funkcí odvozenou v závislosti na použitém váhovacím okně, což však pro tyto účely z hlediska přesnosti postrádá smysl. Maximální frekvenční rozlišení je teoreticky omezeno délkou vybraného úseku a přesností digitálního zpracování, v důsledku přítomnosti šumu lze očekávat rozlišení ještě nižší.

Poloautomatický skript `vyhodneceni_CN0_filtrace` umožní vyhodnocení průběhu parametru C/N_0 v závislosti na čase v celém záznamu pomocí filtrace signálu. Apriorními informacemi pro spolehlivou funkci tohoto skriptu je délka symbolu tečky ve vzorcích, frekvence užitečného signálu, šířka pásma užitečného signálu, popřípadě rozhodovací úroveň. Blokové schéma zpracování signálu je na obr. 3.4. Každý blok odpovídá funkčně jednotlivému skriptu a je koncipován tak, že ho lze v průběhu procesu opakovaně spouštět pro informativní zobrazení některých průběhů či změnu některých parametrů pro zpřesnění výsledku.



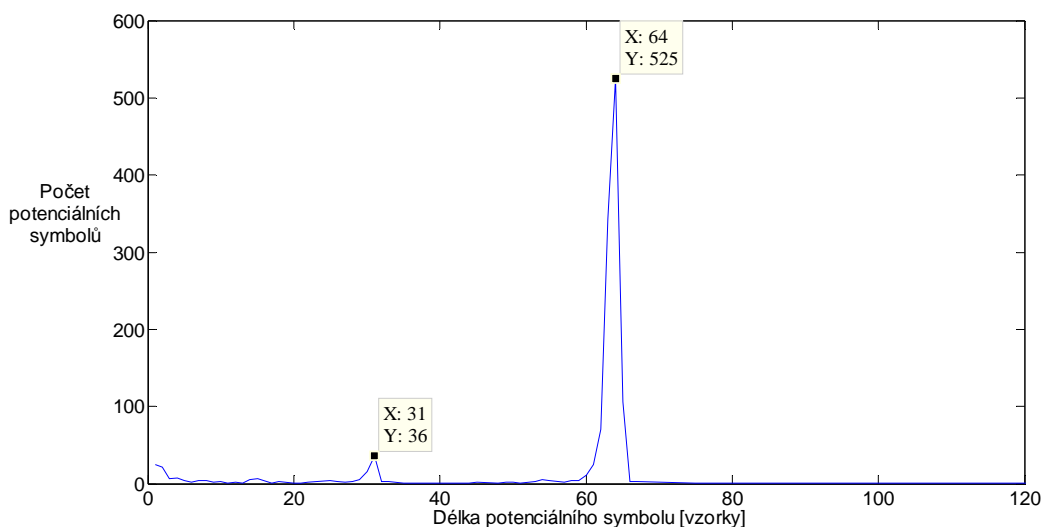
Obr. 3.4 Blokové schéma zpracování záznamu pomocí filtrace

V první fázi je signál filtrován pásmovou propustí, kterou může uživatel navrhnout například v prostředí Sptool a následně importovat. Filtrovaný záznam obsahuje pouze užitečný signál o minimální možné šířce pásma. Na ten je aplikován detektor obálky, realizovaný kvadrátorem a dolní propustí, kterou lze také vytvořit a importovat. Tím získáme obálku okamžitého výkonu užitečného signálu. Blok segmentace slouží pro určení rozhraní v časové oblasti mezi úseky užitečného signálu a šumu. Použitý algoritmus vychází z předpokladu, že známe délku nejkratšího symbolu. Pokud aplikujeme na výstupní signál detektoru obálky klouzavý průměr s délkou okna rovnou délce nejkratšího signálu, obdržíme průběh na obr 3.5.



Obr. 3.5 Výstupní signál bloku klouzavý průměr s ohraničením potenciálních symbolů

Na něm lze pozorovat ostrá maxima při detekci nejkratšího symbolu – tečky a ploché úseky – detekce čárky. Maxima náběžné hrany odpovídají začátku symbolu, minima doběžné hrany konci symbolu. Prahováním tohoto průběhu získáme statistické rozdělení délek jednotlivých úseků (obr. 3.6) a výběrem částí s vymezenou délkou úseku zvláště pro symbol tečky a čárky. To zajistí eliminaci většiny falešně detekovaných symbolů.



Obr. 3.6 Rozdělení počtu potenciálních symbolů v závislosti na jejich délce

Signál z výstupu klouzavého průměru je normován tak, aby jeho globální maximální hodnota byla rovna jedné. Tím je přibližně zajištěna stejná rozhodovací úroveň pro různé signály. Předpokládáme běžně používaný poměr délek symbolů 1:3, který by mohl být použit jako další apriorní informace pro zpřesnění poloh úseků.

V tomto algoritmu není použit, a tedy neovlivňuje skutečnou délku nalezených symbolů. Polohy úseků jsou oproti výstupu detektoru obálky posunuty o délku posunu klouzavého okna, tudíž je nutné provést korekci.

V posledním bloku je výstup detektoru obálky rozdělen na jednotlivé úseky. Je stanovena rezerva, která vytvoří nevyužitá přechodová pásma náběžné a doběžné hrany v časové oblasti. V úsecích je vypočtena střední hodnota výkonu M směsi užitečného signálu se šumem a výkonu šumu N . Z nich určíme pomocí vztahu (3.3) střední hodnotu výkonu signálu S a následně pomocí vztahu (3.4) se znalostí šířky pásma užitečného signálu B poměr C/N_0 .

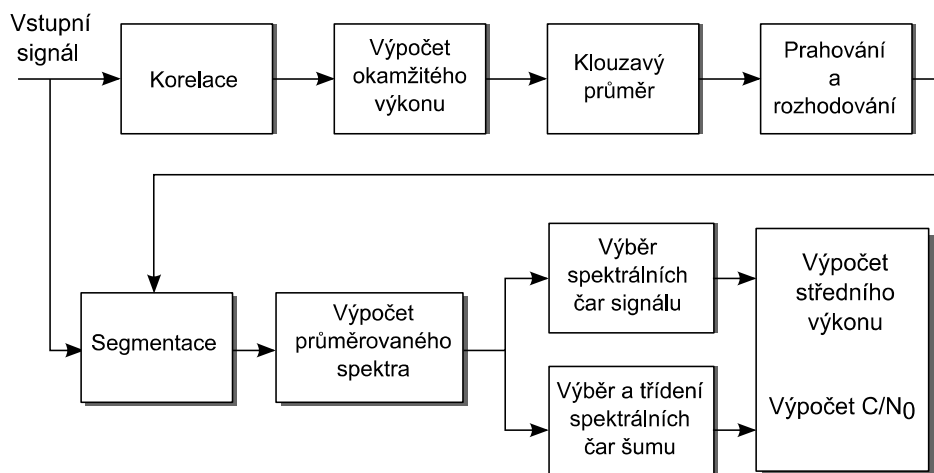
$$S = M - N \quad (3.3)$$

$$\frac{C}{N_0} = 10 \log_{10} \left(\frac{SB}{N} \right) \quad (3.4)$$

Přímé přepočtení mezi poměrem C/N a S/N je možné díky vlastnostem SSB demodulátoru, v němž teoreticky nedojde ke změně obecného poměru S/N . Odlišné označení pro střední výkon užitečného signálu C a S používané v tomto případě pro rozlišení místa, kde dojde k jeho zpracování, nyní nenabývá na významu. Je zřejmé, že tento postup nenabídne vysokou přesnost, protože se předpokládá případný výskyt rušení ve filtrovaném signálu pouze po zanedbatelně krátkou dobu. Navíc algoritmus předpokládá téměř ideální vlastnosti přenosového kanálu a zvláště úseky mezi symboly ve slově, kde je určována veličina N , jsou natolik krátké, že může být veličina N zatížena velkou chybou.

Z důvodu vyšší přesnosti vznikl vylepšený poloautomatický skript `vyhodnoceni_CN0_FFT`, jehož blokové schéma je na obr. 3.7. Ten pro vyhodnocení poměru C/N_0 používá originální nefiltrovaný záznam. Zdrojový signál pro blok segmentace je z důvodu menší výpočetní náročnosti a z důvodu absence filtru vypočten vzájemnou korelací celého originálního záznamu s krátkým sinusovým signálem o délce $1/5$ délky nejkratšího symbolu a frekvencí odpovídající frekvenci užitečného signálu. Tato metoda je obecně používána pro restauraci signálů v šumu, jejíž příklad je uveden v [12]. Z korelovaného signálu je poté vypočítán kvadrát, protože klouzavý průměr v bloku segmentace vyžaduje stejnosměrný signál. Délka sinusového signálu

byla zvolena co nejdelší s ohledem na zachování strmosti náběžných a doběžných hran signálu.



Obr. 3.7 Blokové schéma zpracování záznamu pomocí spektrální analýzy

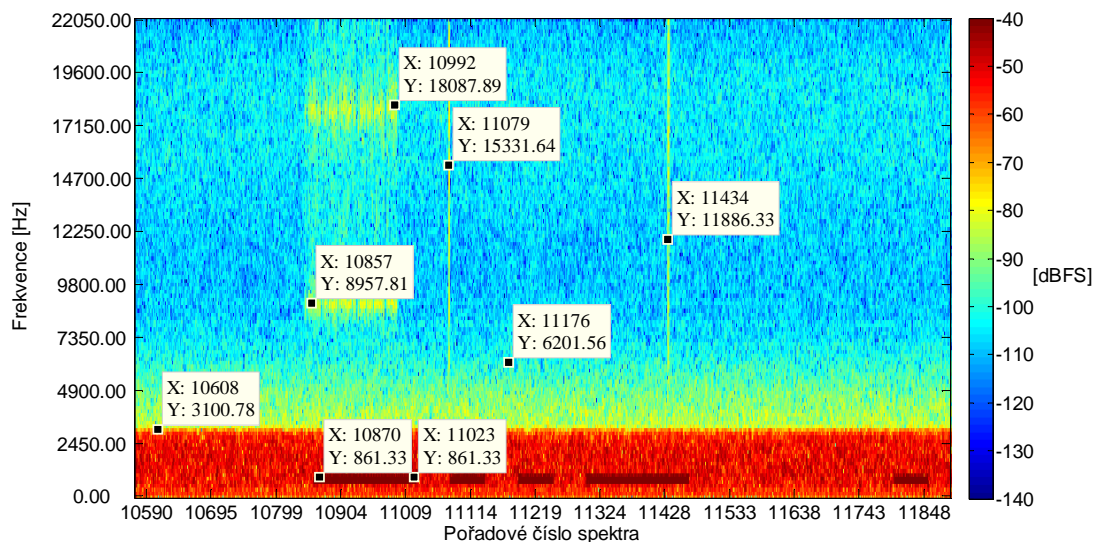
V bloku výpočtu veličiny C/N_0 využíváme jen úseky signálu obsahující symboly. Skript v každém úseku symbolu vypočítá průměrované spektrum, ze kterého je určen výběrem části spektra s aplikací Parsevalova teorému střední výkon M směsi užitečného signálu se šumem, k jehož nalezení je nutná apriorní informace o jeho frekvenci. Průměrování spektra je nezbytné z důvodu stochastického charakteru zpracovávaného signálu, kdy by jednorázově vypočítané spektrum bylo postiženo velkým rozptylem hodnot nebo přítomností falešných spektrálních čar. Dále je ze spektra, podobně jako při určování vlivu AGC, vyloučen užitečný signál a zbylé frekvenční složky tříděny. Tím získáme v okolí střední části souboru dat hodnoty s největší četností, které umocním. Následným výpočtem průměru umocněných vzorků obdržíme střední hodnotu výkonu šumu N . Naměřené veličiny M a N použijeme k získání poměru C/N_0 dosazením do vztahu (3.3) a (3.4).

Elektronická příloha obsahuje skript extrakce_krivek_z_obrazku_HRD pro extrakci závislosti výšky, vzdálenosti, azimutu a elevaci na čase z obrázků získaných pomocí programu Ham Radio Deluxe. Ukázka obrázku obsahujícího časové průběhy orbitálních parametrů jsou v příloze práce.

3.2.4 Postup vyhodnocení kvality signálu

V této kapitole je uveden způsob volby vstupních parametrů pro popsání algoritmy na konkrétním záznamu pikosatelitu HOPE-1. Jedinými přesnými apriorními

informacemi o signálu jsou vzorkovací frekvence, tudíž i šířka pásma záznamu a hloubka kvantizace. Očekáváme sice přítomnost signálu družice, jehož charakter známe a některé parametry jsme schopni odhadnout, ale neznáme vztah těchto parametrů k rušení či šumu. Proto je nutné nejprve provést komplexní analýzu celého záznamu. Prvotní analýza pouze v časové oblasti je nedostatečná, protože poskytne spolehlivé informace pouze o okamžité amplitudě či výkonu signálu, popř. době trvání významných jevů z hlediska amplitudy, jejichž průběh je ale velmi obtížné odhadnout. Analýza ve frekvenční oblasti sice poskytne mnohem více informací o složkách signálu, avšak tyto informace nelze považovat za relevantní, protože neznáme délku trvání, dobu výskytu jednotlivých složek nezbytnou pro volbu délky zpracovávaného signálu a nejsme schopni říci nic o stacionaritě signálu. Kompromisem pro komplexní analýzu je tedy časově-frekvenční analýza ve formě spektrogramu, avšak i zde je nutné volit kompromis mezi délkou signálu a frekvenčním rozlišením s ohledem na přesnost parametrů jednotlivých složek signálu. Proto bylo vytvořeno několik spektrogramů pomocí skriptu vizualizace_zaznamu. Nejprve s krátkou délkou okna 256 vzorků, pro přesnější určení doby výskytu a identifikaci složek s velmi krátkou dobou trvání (obr. 3.8). Pomocí něj lze získat přibližnou hodnotu frekvence užitečného signálu a délku nejkratšího symbolu s přesností danou zvoleným překrytím segmentů ve spektrogramu.



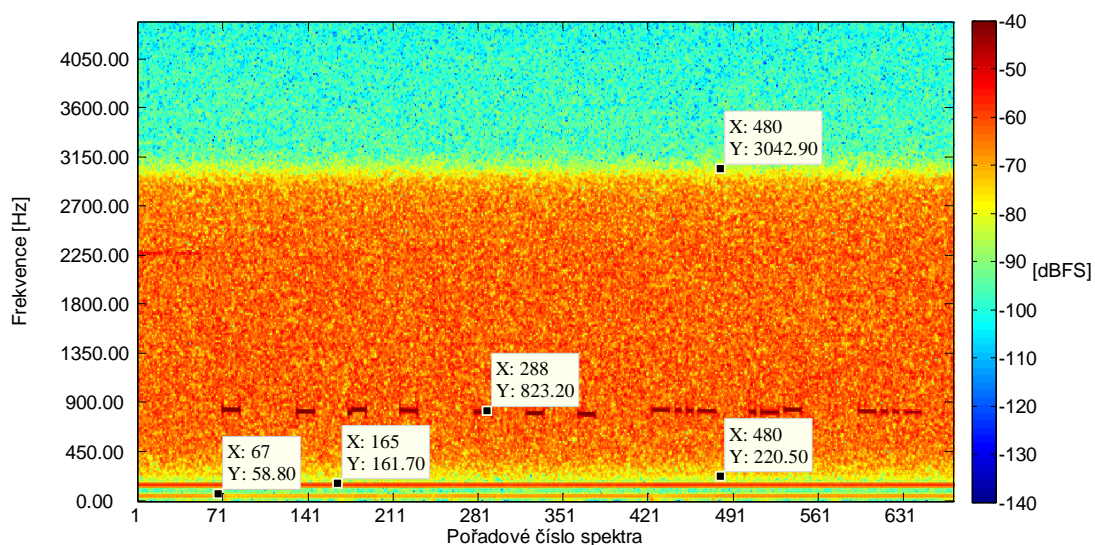
Obr. 3.8 Spektrogram úseku záznamu s malým frekvenčním rozlišením

Z obr. 3.8 je patrný samotný signál družice s frekvencí přibližně 860Hz, frekvenčně omezený širokopásmový šum, ze kterého lze odhadnout maximální šířku pásma výstupního signálu přijímače. Mimo propustné pásmo filtru přijímače je patrné

nevýrazné rušení, které není možné jednoznačně klasifikovat. Lze se zatím domnívat, že se vzhledem k náhodnému charakteru pravděpodobně nejedná o součást signálu družice nebo nedokonalost spektrální analýzy.

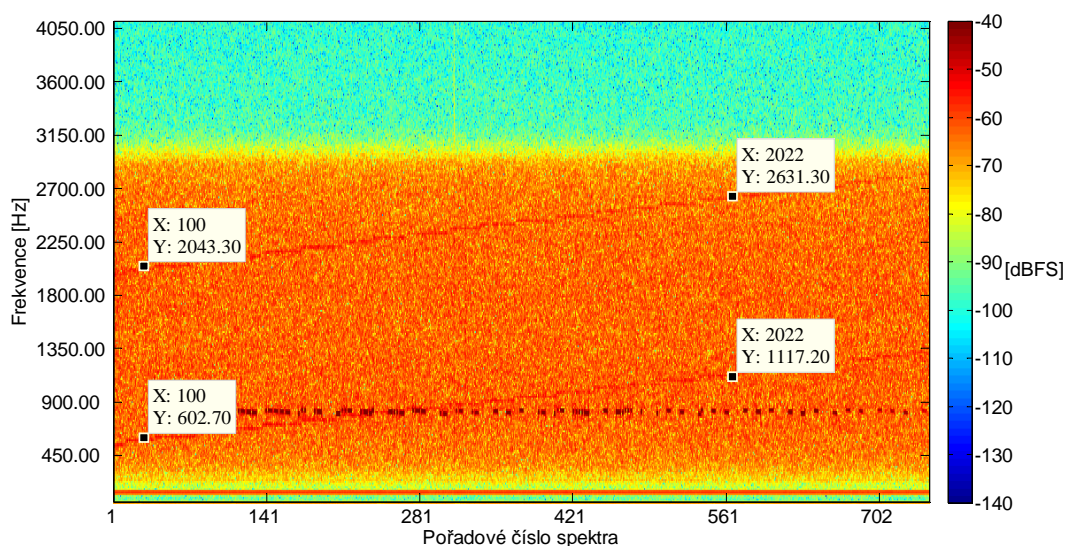
Pro redukci zkreslení ve spektru vlivem výběru segmentů bylo zvoleno Hannovo okno, jehož výběr byl proveden pomocí interaktivního nástroje wintool. Hannovo okno nenabízí optimální frekvenční odezvu na úzkopásmové signály, přesto bylo zvoleno pro prvotní analýzu z důvodu nižšího útlumu ve velké vzdálenosti od svého maxima frekvenční charakteristiky, aby vynikly rušivé jevy mimo propustné pásmo přijímače. Pro více detailů v časové ose a rozumnou dobu výpočtu bylo zvoleno překrytí jednotlivých úseků, a to v poměru 75% pro detailnější časové rozlišení. Výkonové spektrum je zobrazeno v jednotkách dBFS, které se nejčastěji používají pro analýzu digitálních záznamů. Jedná se o dB vztažené k maximální možné hodnotě rozsahu digitálního záznamu.

Nyní určíme parametry pro analýzu s větším rozlišením ve spektru, které využijeme pro přesnější určení zdrojů rušení a případné frekvenční závislosti jednotlivých složek na čase. Hlavním požadavkem, ze kterého budeme vycházet, je ještě přijatelná rozlišitelnost jednotlivých znaků signálu družice a zároveň dostatečně velký frekvenční krok, při kterém lze ještě pozorovat případné slabé signály s proměnnou frekvencí. Pokud by byl totiž frekvenční krok velmi malý, což odpovídá velké délce segmentu pro vykreslení spektra, slabé signály s proměnnou frekvencí by bylo obtížné rozeznat od šumu a navíc spektrum by bylo zatíženo velkými chybami. Délku segmentu pro DFT stanovíme tak, že ve spektrogramu určíme počet segmentů nejmenšího znaku – tečky nebo mezery. To v konkrétním případě záznamu satelitu HOPE-1 odpovídá 3200 vzorkům. Kvůli překrytí segmentů zvolíme menší délku okna, 3000 vzorků. Z detailu na obr. 3.9 spektrogramu s větším rozlišením je patrné, že šum je frekvenčně omezen zdola, navíc jsou pod dolní mezní frekvencí tohoto pásma významné zdroje rušení o konstantní frekvenci.



Obr. 3.9 Detail spektrogramu z úseku záznamu s větším frekvenčním rozlišením

Ty jsou přítomny v celé nahrávce, a protože se nemění vlivem kompenzace Dopplerova jevu, jedná se zřejmě o nežádoucí frekvence generované v samotném přijímači. Tyto frekvence se objevují i nad horní mezní frekvenci pásmové propusti avšak jejich úroveň výkonu je zanedbatelná viz příloha. Na detailu přijímaného signálu (obr. 3.10) je patrná spektrální složka s rostoucí frekvencí v čase.



Obr. 3.10 Detail spektrogramu s výskytem pozemního zdroje rušení v záznamu

Jedná se o zdroj vysílání o konstantní frekvenci, jehož signál je vlivem kompenzace Dopplerova jevu přeladován. Dále je patrný vliv nedokonalé kompenzace Dopplerova jevu na samotném signálu družice, díky kterému dochází ke změnám frekvence skokově v určitém intervalu i během vysílaného symbolu.

Dalším krokem po této úvodní analýze je co nejpřesnější určení frekvence signálu družice. Pomocí již získaného spektrogramu vybereme co nejdelší možný úsek užitečného signálu (symbol čárky) bez nežádoucího rušení a bez časových změn frekvence. Takový signál lze najít při minimální elevaci v rámci celého přeletu, kdy je rychlost změny frekvence signálu družice vlivem Dopplerova jevu nejmenší a doladování frekvence probíhá dostatečně rychle. Na druhé straně lze předpokládat nízkou úroveň signálu (lze očekávat maximum útlumu v atmosféře), tudíž řešením je nalézt kompromis. Navíc tento předpoklad platí pouze pro přesná TLE data. Takto získané souřadnice úseku signálu vložíme do skriptu `presne_urceni_frekvence`, ve kterém vhodnou volbou parametrů průměrovaného spektra přesněji určíme frekvenci signálu.

Pomocí spektrogramu vybereme kromě souřadnic úseku signálu i souřadnice úseku šumu a obdobným způsobem analyzujeme vliv AGC ve skriptu `odhad_AGC`. Vliv AGC je ve vybraném případě 0,42 dB, který nelze považovat za významný, protože naměřená hodnota je srovnatelná s chybou vzniklou případnými fluktuacemi šumu či signálu. Odhad byl proveden i u ostatních záznamů s obdobným výsledkem. Z těchto měření lze proto soudit, že vliv AGC je zanedbatelný v rozporu s předpoklady. Nemá tedy smysl pro tento případ určovat jeho časový průběh.

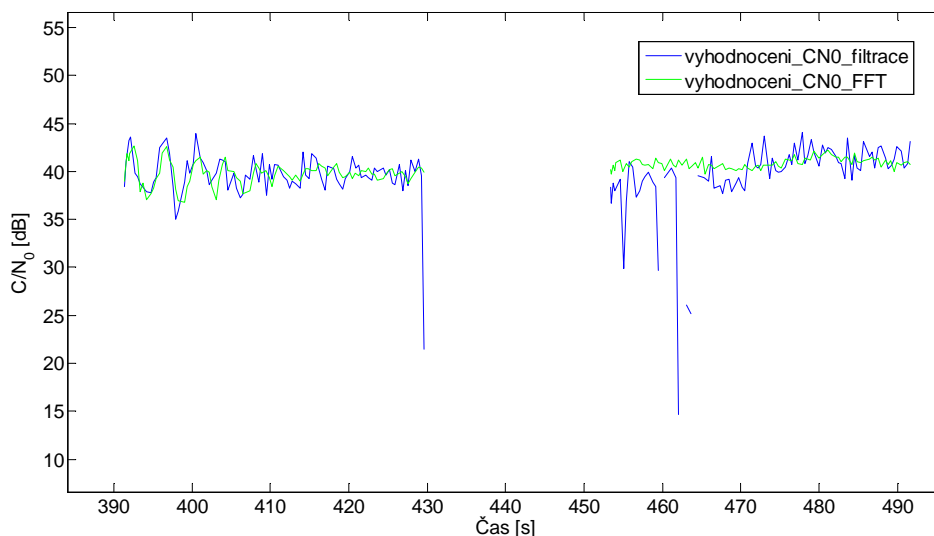
Nejvíce kritickou částí z hlediska přesnosti veličiny E_b/N_0 je určení maximální změny frekvence a předpokládané šířky pásma vysílaného signálu. Opět můžeme vyjít z předpokladu, že k největším změnám frekvence bude docházet při dosažení maxima elevace, kdy je perioda přeladování kompenzace Dopplerova jevu velká vzhledem k rychlosti skutečné změny frekvence signálu. Zohlednit musíme také případné kolísání nosné frekvence signálu družice. Nabízí se možnost celý záznam filtrovat pásmovou propustí s centrální frekvencí rovnou nosné frekvenci signálu v základním pásmu, následně BASK signál v rámci každého symbolu frekvenčně demodulovat, z maximálních a minimálních hodnot amplitudy jednotlivých symbolů určit pomocí frekvenčního zdvihu maximální změnu frekvence. Praktická realizace však ukázala, že detekce frekvenční odchylky v rámci symbolu je velmi znesnadněna díky přítomnosti šumu a odhad frekvence v rámci symbolu je zatížen velkou chybou. Výpočet průměrovaného frekvenčního spektra celého záznamu také neposkytne dostatečně přesný údaj, neboť v tak velkém množství dat dojde k nežádoucí eliminaci ojedinělých frekvenčních odchylek potřebných pro určení maximální šířky pásma. Rozsah změny

frekvence 100 Hz byl určen orientačně z manuálně vybraných úseků spektrogramu s frekvenčním rozlišením, jehož velikost byla stanovena s přihlédnutím k rychlosti změn frekvence a délce symbolu. Nyní je vhodné zvolit Gaussovo nebo Hammingovo okno s užší frekvenční odezvou kvůli přesnějšímu nalezení maxima signálu družice ve spektru. Zbývá určit šířku pásma modulačního signálu z přenosové rychlosti. V dokumentaci pikosatelitů je uvedena přenosová rychlost vysílání Beacon módu v jednotkách WPM (počet slov Morseovy abecedy přenesených za minutu). Z definice rychlosti WPM vyplývá, že má pouze orientační charakter, a tak lze šířku pásma pouze odhadnout z tabulky na (obr. 3.2). Pro satelit HOPE-1 je v [11] uváděna rychlost 13WPM odpovídající šířce pásma 130 Hz. Filtrací dojde k úbytku středního výkonu signálu, což zanechá chybu v určení parametru E_b , a proto se pokusíme zachovat co největší šířku pásma. Velikost této chyby je možné určit orientačně dle tabulky na obr. 3.3 a pro uvedený případ lze říci, že bude při změřené bitové rychlosti 12,25 bit/s menší než 2%. Volba šířky pásma také bezpochyby závisí na provedení a parametrech demodulátoru a bude vhodné uvažovat co nejméně příznivý případ. Celková šířka pásma je tedy po dosažení do vztahu (3.1) rovna 230 Hz.

Získané apriorní informace zadáme do skriptu `vyhodnoceni_CN0_filtrace` nebo `vyhodnoceni_CN0_FFT` a provedeme automatické vyhodnocení. Jedinou kritickou veličinou je volba rozhodovací úrovně v bloku `segmentace`, jež se pro všechny analyzované záznamy pohybovala v rozsahu 0.01 až 0.05. Při prvním průchodu doporučuji volit hladinu 0.01 dostačující pro většinu záznamů, v případě potřeby lze samotný blok `segmentace` po změně rozhodovací úrovně spustit opakovaně.

Při použití skriptu `vyhodnoceni_CN0_filtrace` byly v interaktivním doplňku `FDAtool` metodou `Equiripple` navrženy filtry s konečnou impulzní odezvou FIR kvůli stabilitě. Centrální frekvence odpovídá frekvenci užitečného signálu, šířka pásma použité pásmové propusti byla s ohledem na vztah (3.1) zvolena 230 Hz, s šířkou přechodových pásem 50 Hz volenou co nejnižší s ohledem na řád filtru. Prostředí `Sptool` se zadanými parametry je zobrazeno v příloze. Filtr typu dolní propust pro detektor obálky byl navržen obdobnou metodou, kdy jsem určil co nejnižší mezní frekvenci 100 Hz s šířkou přechodového pásma 300 Hz. Kvůli vhodné odezvě na jednotkový skok s minimální amplitudou překmitů a dobou ustálení byla dolní propust navržena s relativně velkou šířkou přechodového pásma, protože očekáváme obdélníkový průběh

výstupního demodulovaného signálu (viz příloha). Detail pro srovnání přesnosti výsledků obou postupů vyhodnocení C/N_0 je na obr. 3.11.



Obr. 3.11. Porovnání přesnosti uvedených algoritmů při výpočtu časové závislosti parametru C/N_0

3.2.5 Prezentace naměřených výsledků kvality signálu

Výsledky získané z dlouhodobě pořizovaných záznamů pomocí metod popsanych v předešlých částech budou nyní popsány a konfrontovány s teoretickými předpoklady. Napřed stručně vyjmenuji faktory, které by mohli mít dopad na přesnost měření parametru C/N_0 .

Celkem bylo pořizeno několik desítek záznamů (zcela použitelných asi 40), z nichž pak byla z důvodu omezených kapacitních možností nosiče elektronické přílohy provedena selekce přeletů s typickými jevy v družicovém komunikačním kanále. Naměřené hodnoty poměru C/N_0 se u pořizovaných záznamů pohybují v rozsahu 20 až 55 dB. Pro orientaci, zdali se jedná o správný rozsah hodnot, bylo provedeno srovnání s teoretickým odhadem uvedeným v [1], avšak zde je poměr C/N_0 vypočten za předpokladu použití LNA, který jsem v době pořizování záznamů neměl k dispozici. Pro korekci výsledků a určení poměru C/N_0 v místě přijímací antény by bylo nutné určit změny tohoto poměru při průchodu celou přijímací soustavou. To by vyžadovalo i vzhledem k nedostatečné dokumentaci výrobce přijímače důkladná měření konkrétního systému. Můžeme jen předpokládat, že má vstupní část přijímače relativně malé šumové číslo a velké zesílení, tudíž nedochází k významné změně poměru C/N . V porovnání

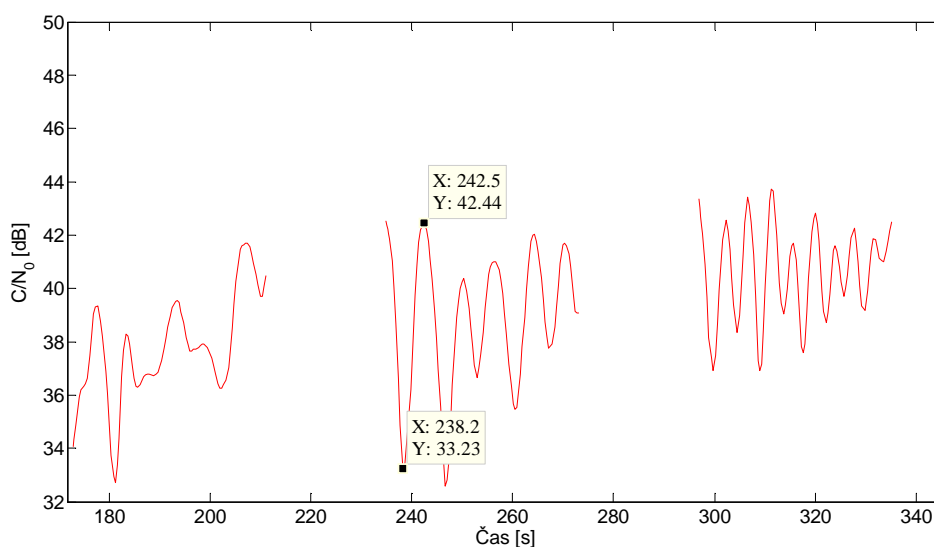
s teoretickým odhadem výsledků z [1] jsou hodnoty pro dané komunikační scénáře nižší, což lze vysvětlit zhoršením poměru C/N_0 v přijímači. Co se týče intervalu naměřených výsledků, ten je menší z několika důvodů. Teoreticky určené intervaly uvažují i extrémní, avšak reálné podmínky pro změnu kvality signálu. Další chyba rozsahu naměřených hodnot je dána také schopností algoritmu detekovat signál v šumu, který by však vyžadoval mnohem větší složitost. Jednou z možností, jak vylepšit detekci signálu v šumu je využití opakujícího se formátu vysílání, podle kterého můžeme lépe rozhodnout, zda je detekovaný potenciální symbol platný či nikoliv.

Naměřené hodnoty vykazují velký rozptyl jak v malém časovém měřítku, v rámci několika přenesených symbolů tak i v rozsahu celého záznamu. Oba typy rozptylu jsou zapříčiněny jevy popsány v teoretické části, navíc v kratším časovém úseku vznikne rozptyl díky použité metodě, kdy lze poměr určit jen v přítomnosti symbolu, tudíž naměřené časové závislosti nemají ekvidistantní dělení časové osy.

Kromě uvedených problémů znesnadňuje přesné určení spojitého průběhu kvality signálu i formát vysílání, ve kterém se mohou objevit přestávky i delší než 10 sekund. To neumožní naměřené hodnoty vhodně proložit analytickou funkcí skrze celý záznam. Ve spojitých úsecích vysílání je možné data částečně aproximovat například metodami nejmenších čtverců. Použita byla lokální lineární regrese LOWESS, která nevyžaduje ekvidistantní dělení časové osy a umožňuje nalézt aproximační funkce lokálně. Je však vybrán relativně malý rozsah regrese (pod 30 vzorků), jednak kvůli malému počtu vzorků vlivem nízké rychlosti vysílání Beacon módu a také kvůli zachycení náhlých významných úniků signálu.

Žádný ze záznamů nebyl pořízen za extrémních meteorologických podmínek, tudíž vysvětlení pomocí jevů s nimi spojených lze pro začátek rovnou vyloučit. Kvůli lepší čitelnosti jsou všechny průběhy C/N_0 v tištěné příloze práce. Na obrázku v příloze X je typický průběh časové závislosti kvality signálu pro přelet pikosatelitu KKS-1 s maximem elevace 48° . Vlastní záznam je k dispozici v elektronické příloze pod názvem `kks_1__14_10_2011__15_11.wav` spolu se stejnojmennými záznamy orbitálních parametrů. Na začátku a u konce záznamu jsou patrné výrazné změny kvality signálu v rozpětí až 10 dB (viz tištěná příloha, pro detail viz obr 3.12), které mají navíc periodický průběh. Vzhledem k velikosti rozsahu změny kvality signálu a zejména deterministickému průběhu nelze příčinu zřejmě zcela přisuzovat jevům v atmosféře, což by se ale mohlo na první pohled zdát jako logické vysvětlení vzhledem

k výskytu změn při nízkých elevačních úhlech. Perioda úniků se pohybuje od 5 do 10 sekund a je nejspíše důsledkem rotace satelitu. Tato domněnka vychází z úvahy, kdy přímá dráha spoje svírá se zemským povrchem při nízké elevaci malý úhel a plocha tvořená průmětem vyzařovací charakteristiky antény na zemský povrch je maximální. Díky tomu malé pohyby satelitu způsobují výraznou změnu velikosti plochy průmětu vyzařovací charakteristiky na zemský povrch než v případě velkých elevačních úhlů. Tím lze vysvětlit vymizení jevu se vzrůstajícím elevačním úhlem.



Obr. 3.12 Detail průběhu veličiny C/N_0 v počáteční fázi přeletu

Rozdílná délka úseků, ve kterých se periodické změny opakují, zřejmě závisí na pohybu družice od vzestupného nebo k sestupnému uzlu oběžné dráhy. Menší periodické změny kvality signálu lze očekávat vlivem precesního a nutačního pohybu satelitu. Popsanou změnu kvality signálu v tomto případě nelze přisuzovat nárůstu šumové teploty vlivem směrování antény blíže k zemskému povrchu, protože s růstem šumové teploty sice klesá poměr C/N_0 ale zároveň dojde ke zmírnění vlivu výchytky ve výkonu signálu. Rychlé úniky lze přisuzovat zejména scintilacím v ionosféře. Uprostřed záznamu se nalézají očekávané globální maximum vlivem minimální komunikační vzdálenosti, která dle vztahu (2.3) způsobí teoretický pokles útlumu o 10,6 dB oproti maximu vzdálenosti, což lze považovat za výsledek odpovídající skutečnosti.

Na další záznamu satelitu Cute 1.7 + APD II (v elektronické příloze cute_1.7__21_10_2011__10_21.wav) přelet probíhá za relativně nízkých elevačních úhlu s maximem 23° . Fluktuace v rozsahu do 1 dB zřetelné i po vyhlazení průběhu doprovází celý záznam a lze je přisuzovat vzhledem k nízkému elevačnímu úhlu jevům

v atmosféře. Vysílání pikosatelitu je v době přeletu takřka nepřetržitě a lze vypořádat malé periodické změny v kvalitě signálu způsobené zřejmě rotací satelitu v rozsahu přibližně 3 dB. V záznamu na je patrný náhlý pokles kvality signálu v pravé části. Ten může být způsoben nasměrováním antény do blízkosti slunečního kotouče, následkem čehož dojde k nárůstu veličiny N_0 . Vzhledem k času přeletu, roční době, geografické poloze pozemní stanice a parametrů nasměrování antény v okamžiku změny poměru C/N_0 je to nepravděpodobnější vysvětlení jeho poklesu. Tomu odpovídá i relativně dlouhá doba přibližně 30 sekund než se průběh signálu ustálí na původní klesající trend. Velikost největšího poklesu 5 dB vlivem tohoto jevu jsem určil z trendu středních hodnot okolních úseků.

Dále rozeberu průběh kvality signálu typického pro velmi nízké elevační úhly na záznamu signálu satelitu HOPE-1 (hope_1__4_11_2011__07_27.wav) s maximem elevace 4° . Je zřejmé, že tento přelet bude mít velmi krátkou dobu trvání a projeví se výrazné změny v kvalitě signálu, jejichž původ lze při tak malém elevačním úhlu velmi těžko odhadnout. Rozdíl mezi globálním maximem a minimem je přibližně 15,44 dB. Tak velké výkyvy mohou být způsobeny jednak směřováním antény pozemního segmentu k pozemním zdrojům rušení, ale i rotací satelitu. Vzhledem k času záznamu a azimutu nelze vyloučit vliv jevů v ionosféře vlivem východu slunce. Další typické jevy pro přelety s tak nízkou elevací zmíněné v teoretické části je vzhledem k jejich náhodnému charakteru velmi nesnadné rozlišit.

Poslední zkoumaný záznam přeletu satelitu Yubileiny (yubileiny_1__4_11_2011__13_59.wav) je postižen atypickým, velmi hlubokým únikem při maximu elevace, což nelze vysvětlit jinak než jako důsledek vlivem nepřesného směřování antén. Díky výskytu minimu jevů výrazně ovlivňujících kvalitu signálu je odhad trendu hodnot vzhledem k délce přeletu i při krátkých úsecích vysílání poměrně jednoduchý.

3.3 Výběr vhodné modulace pro pikosatelit PilsenCUBE

Cílem této kapitoly bude vybrat na základě některých poznatků teoretické části vhodné modulace. Volba modulace je obecně kompromisem mezi veličinami energetická účinnost E_b/N_0 a spektrální účinnost ν_p/B , zavedenými ve vztahu (2.1). V důsledku je tedy nezbytné zkombinovat poznatky o šíření signálu popsáním komunikačním kanálem a specifika konstrukce komunikačních zařízení pikosatelitů.

Na rozdíl od požadavků předchozích kapitol musíme uvažovat obousměrnou komunikaci kvůli technickým možnostem přijímače pikosatelitu.

Obecně je v satelitní komunikaci kladen důraz zvláště na energetickou účinnost. Nabízí se proto výběr již dlouhodobě používaných a osvědčených komunikačních formátů v satelitních navigačních, telekomunikačních službách či telemetrii. Tato zařízení však používají velmi vyspělé, špatně dostupné technologie a omezení konstrukčního provedení se nedotkne všech systémů tak výrazně jako právě u pikosatelitů.

Hlavním nedostatkem přenosového kanálu pikosatelitu je především vysoký útlum komunikační vzdáleností a velké změny v úrovni signálu díky rotaci pikosatelitu či dějům probíhajících v atmosféře. To vynucuje použití energeticky účinných formátů a klade vysoké nároky na přijímače, které musí být schopné lineárně zpracovat vstupní signál v širokém dynamickém rozsahu. Použití modulací s proměnnou obálkou nepřipadá v úvahu kvůli rychlosti kolísání přijímaného signálu vlivem scintilací a rotace pikosatelitu. Dalším nedostatkem je Dopplerův jev, který vynucuje použití úzkopásmových modulací s jedinou nosnou vlnou, jinak by mohlo dojít k interferenci mezi nosnými vlnami. Proměnná frekvence signálu si vynucuje použití modulací s nekoherentní demodulací, kdy se nevyžaduje obnovení nosné vlny a přesná synchronizace, navíc dojde ke zjednodušení přijímací části.

Konstrukční omezení satelitu neumožňuje použití směrových antén s vysokým ziskem, což v důsledku zvyšuje požadavky na citlivost přijímače a výkon vysílače. U vysílače je proto s cílem dosáhnout co největší energetické účinnosti vyžadováno použití nelineárních výkonových koncových zesilovačů. To omezuje použití modulací s proměnnou obálkou a znesnadňuje použití modulací se skokovou změnou fáze nosné vlny, kdy vznikají v nelineárním bloku nežádoucí frekvenční složky. Pokud bude použito softwarového zpracování přijímaného či vysílaného signálu na úrovni modulace či kanálového kódování, pak i zde může vzniknout nárůst spotřeby přidáním dalších výpočetních bloků. Nárůst však bude vzhledem k předpokládanému výkonu vysílače malý.

V případě toho, že bude komunikace probíhat v amatérských pásmech s relativně úzkou, mezinárodními orgány regulovanou šířkou pásma, vyžadujeme co nejvyšší spektrální účinnost, avšak ne na úkor prioritní energetické účinnosti.

Dle vyjmenovaných kritérií byly vybrány tři typy diskrétních modulací s konstantní obálkou s možností nekoherentní demodulace. Velmi často používaná diferenciální varianta čtyřstavové fázové modulace DQPSK poskytuje díky malému počtu stavů a jejich vhodném rozmístění v signálovém prostoru velmi dobrou energetickou a zároveň spektrální účinnost. Srovnatelné vlastnosti nabízí i čtyřstavová frekvenční modulace FSK, která má oproti DQPSK při stejné BER horší spektrální účinnost. Porovnání různých typů modulací závisí také na typu šumu v přenosovém kanálu a pro porovnání se uvažuje ve většině případů AWGN.

Oba uvedené typy mohou být díky skokovým změnám ve fázi při změně symbolu nevhodné při použití nelineárních zesilovačů. Pro tento případ je vhodná dvoustavová modulace s minimálním frekvenčním zdvihem MSK, kde dochází ke změně fáze spojitě. Jedná se o speciální případ FSK modulace s tím, že zde není možnost použití více než dvou stavů na rozdíl od předchozích případů. To je důsledek specifika MSK modulace, kdy použité frekvence závisí na délce symbolu.

Použití pouze jedné z vyjmenovaných modulací by bylo vzhledem k proměnlivé dynamice užitečného signálu značně neefektivní. Řešení poskytuje využití pokročilejších technologií na bázi adaptabilního komunikačního systému s vhodnou strategií přepínání většího počtu modulací, jak je rozebráno zde [1]. Pro vyšší přenosové rychlosti se nabízí využití kanálového kódování a jeho vhodná kombinace s různými modulacemi. Jak je patrné z naměřených průběhů kvality signálu, strategie volby vhodné modulace by musela vycházet z dlouhodobých pozorování pro konkrétní satelit. Přestože je v záznamech kvality signálu pozorovatelný trend hodnot závislý na elevaci či rotaci satelitu ve volném prostoru, je komunikační kanál postižen nepředvídatelnými jevy ovlivňujícími kvalitu signálu.

4 Závěr

Hlavním cílem této bakalářské práce byl návrh a realizace softwarových metod pro vyhodnocení kvality družicového komunikačního kanálu pro projekt pikosatelitu PilsenCUBE. Na základě analýzy časových průběhů kvality signálu získaných z dlouhodobě pořizovaných záznamů různých pikosatelitů byly s použitím navržených algoritmů následně potvrzeny či vyvráceny souvislosti s přepokládanými jevy v komunikačním kanále. V první části byla stručně popsána problematika komunikačního

systemu pikosatelitů a následně pomocí energetické bilance uveden výčet podstatných jevů ovlivňujících kvalitu signálu pro vymezené frekvenční pásmo 100MHz - 3GHz. Při návrhu algoritmů byl kladen důraz na zahrnutí nepříznivých jevů a nedokonalostí přijímací soustavy pro co nejvíce reálný a přesný odhad. Byla rozebrána také problematika vlivu zpětnovazební smyčky vyrovnávání zisku AGC, avšak ukázalo se, že je její vliv navzdory předpokladům zanedbatelný.

Pro samotné vyhodnocení kvality signálu byly připraveny dva poloautomatické algoritmy. Jeden založený na filtraci signálu a použití detektoru obálky, druhý na spektrální analýze nefiltrovaného záznamu, kde vyhodnocení probíhalo v jednotlivých symbolech v záznamu. Obě metody využívají skripty pro automatickou segmentaci signálu prahováním a rozhodováním. Metoda s využitím spektrální analýzy vykazovala menší rozptyl naměřených hodnot, trend kvality signálu vyhodnocené oběma algoritmy ze stejného záznamu byl po vyhlazení téměř identický.

Při výběru vhodných modulací jsem vycházel z prioritních požadavků vysoké energetické účinnosti s ohledem na vyšší spektrální účinnost. Návrh a realizace algoritmů modulace a demodulace pro vybrané modulace nebyl vzhledem k rozsahu práce a z časových důvodů realizován. Při vyhodnocování závislosti kvality signálu na čase bylo ověřeno, že komunikační kanál pikosatelitu je nejvíce postižen úniky vlivem komunikační vzdálenosti a nepřesným zaměřováním antén kvůli volné rotaci pikosatelitu. Zajímavým zjištěním je nárůst vlivu posledního zmíněného jevu v důsledku nižších elevačních úhlů. Při přeletech s velmi malými elevačními úhly se potvrdili předpoklady o nejednoznačnosti určení příčiny úniku vzhledem charakteru signálu.

Pospané metody lze využít v algoritmech pracujících v reálném čase, jejichž výstup by mohl sloužit pro volbu optimálního přenosového formátu adaptabilního komunikačního zařízení. Zpřesnění výsledků by mohlo být dosaženo důkladným změřením jakostního čísla přijímací soustavy či vřazením kvalitního LNA zesilovače za anténu. Dalším námětem k hlubšímu rozpracování této problematiky je vytvoření algoritmů pro vyhodnocení kvality pro další používané modulace nebo zpřesnění stávajících metod zlepšením detekce symbolů s využitím opakujícího se obsahu vysílání.

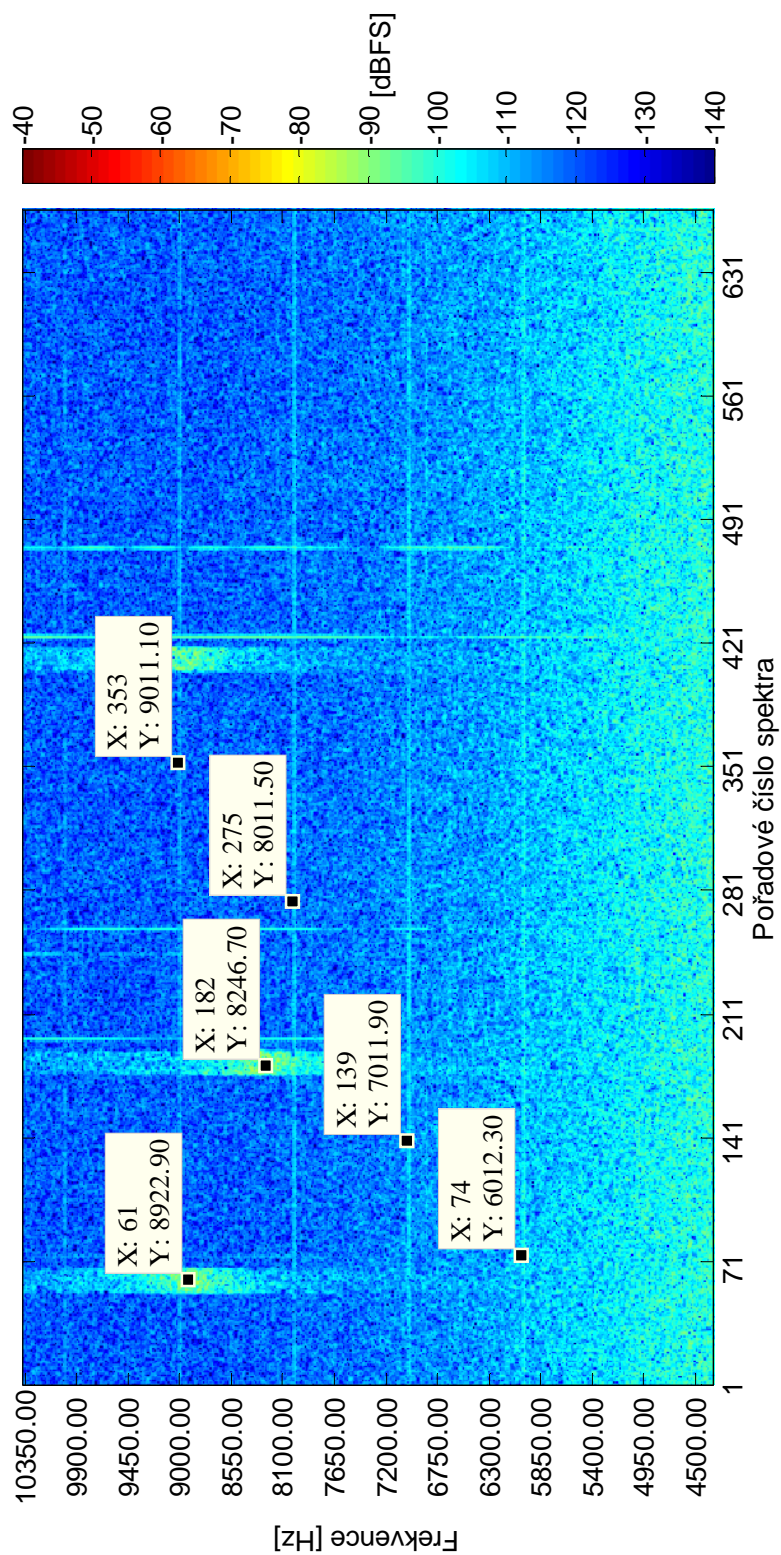
Seznam použité literatury a zdrojů

- [1] VEŘTÁT, Ivo. *Efektivní komunikační systém pikosatelitů*. V Plzni, 2011. Disertační práce. Západočeská univerzita, Fakulta elektrotechnická.
- [2] IPPOLITO, By Louis J. *Satellite communications systems engineering handbook: atmospheric effects, satellite link design and system performance*. Hoboken, N.J: Wiley, 2008. ISBN 04-707-2527-3.
- [3] TEC description. *Home SWACI* [online]. [cit. 2012-06-05]. Dostupné z WWW: <<http://swaciweb.dlr.de/daten-und-produkte/produktbeschreibungen/tec-description/>>.
- [4] ŽALUD, Václav. *Moderní radioelektronika*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2000, 653 s. ISBN 80-860-5647-3.
- [5] MARAL, Gérard, Michel BOUSQUET a Zhili SUN. *Satellite communications systems: systems, techniques and technology*. 5th ed. /. Chichester, West Sussex, U.K.: John Wiley, 2009, xxvii, 713 p. ISBN 04-707-1458-1.
- [6] ITU-R P.372-10 : Radio noise [online]. [s.l.] : [s.n.], 2009 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [7] PROKEŠ, A. *Rádiové přijímače a vysílače*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [8] UHLÍŘ, Jan. *Číslicové zpracování signálů*. Vyd. 2. Praha: ČVUT, 2002, 327 s. ISBN 80-010-2613-2.
- [9] *The ARRL handbook for radio communications, 2006*. 83rd ed. Newington, CT: American Radio Relay League, 2005. ISBN 978-087-2599-482.
- [10] Baseband Modulation Using Rectangular Pulses and Binary Pulse Amplitude Modulation - Developer Zone - National Instruments. [online]. [cit. 2012-06-05]. Dostupné z WWW: <<http://zone.ni.com/devzone/cda/ph/p/id/20>>.
- [11] KUNG, Alan. XW-1 Telemetry Format. [online]. [cit. 2012-06-05]. Dostupné z WWW: <http://www.amsat.org/amsat-new/satellites/documents/XW-1_Telemetry_Format.pdf>.
- [12] JAN, Jiří. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů*. Vyd. 2. Brno: VUTIUM, 2002, 427 s. ISBN 80-214-1558-4.
- [13] ZAPLATÍLEK, Karel a Bohuslav DOŇAR. *MATLAB: začínáme se signály*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006, 271 s. ISBN 80-730-0200-0.

Seznam příloh

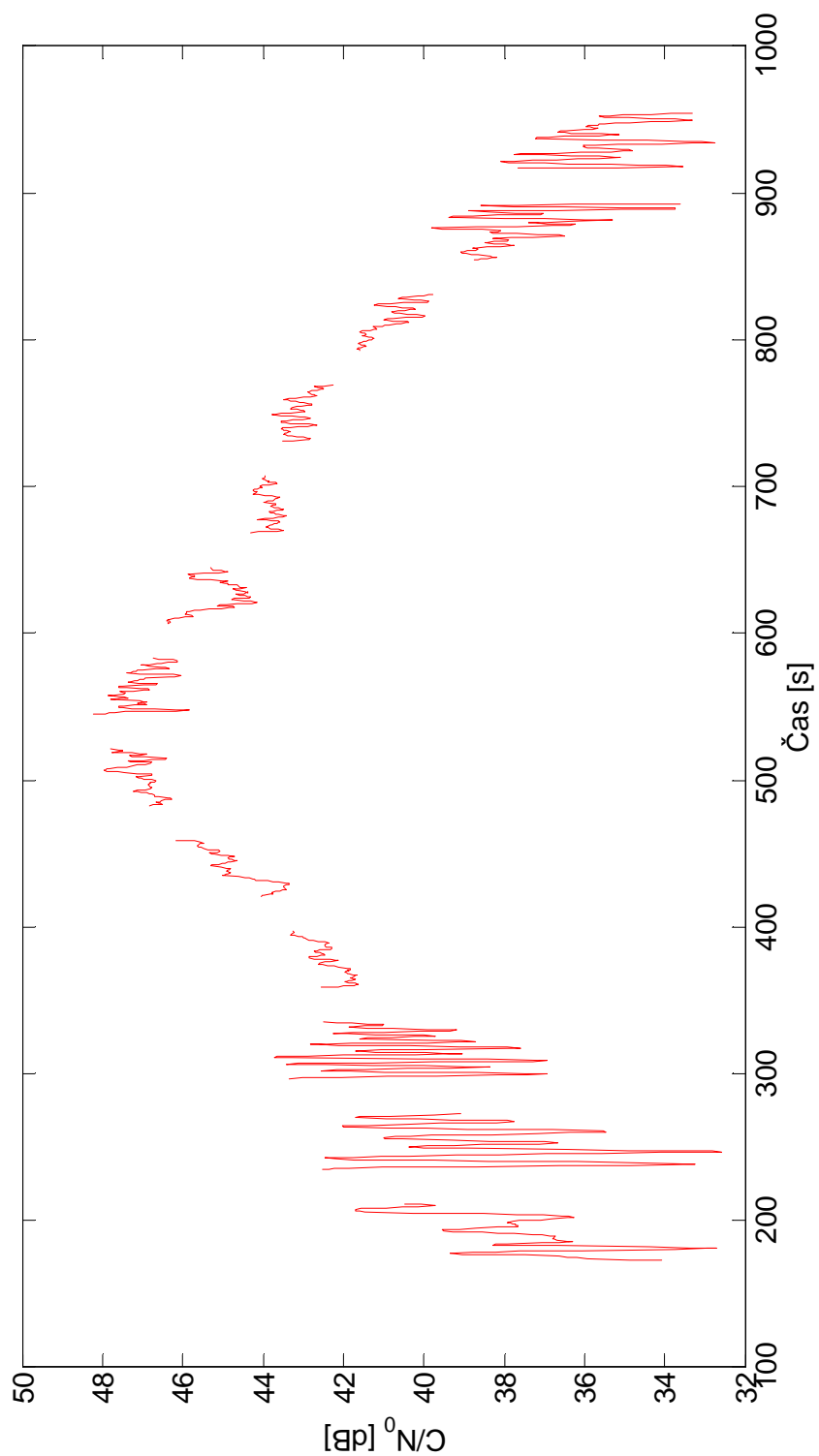
- Příloha 1** Detail spektrogramu s výskytem rušení v záznamu (obr. 1)
- Příloha 2** Časová závislost poměru C/N0 při přeletu satelitu KKS-1 (obr. 2)
- Příloha 3** Časová závislost poměru C/N0 při přeletu satelitu Cute-1.7+APD II (obr. 3)
- Příloha 4** Časová závislost poměru C/N0 při přeletu satelitu HOPE-1 (obr. 4)
- Příloha 5** Časová závislost poměru C/N0 při přeletu satelitu Yubileiny (obr. 5)
- Příloha 6** Snímek interaktivního nástroje FDAtool pro návrh filtrů (obr. 6)
- Příloha 7** Odezva na jednotkový skok FIR filtru typu dolní propust (obr. 7)
- Příloha 8** Snímek z programu Ham Radio Deluxe (obr. 8)

Příloha 1

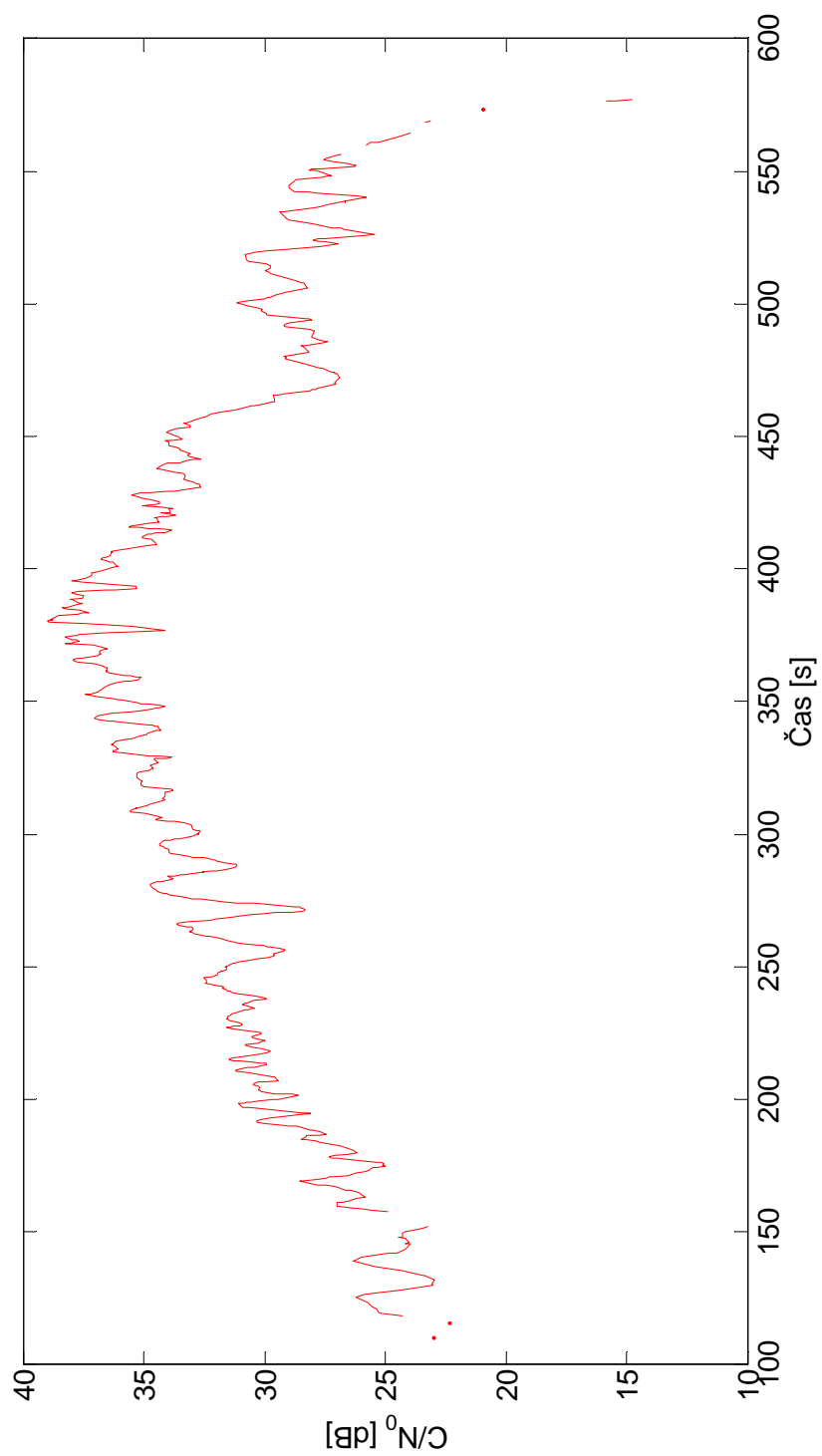


Obrázek 1 - Detail spektrogramu s výskytem rušení v záznamu

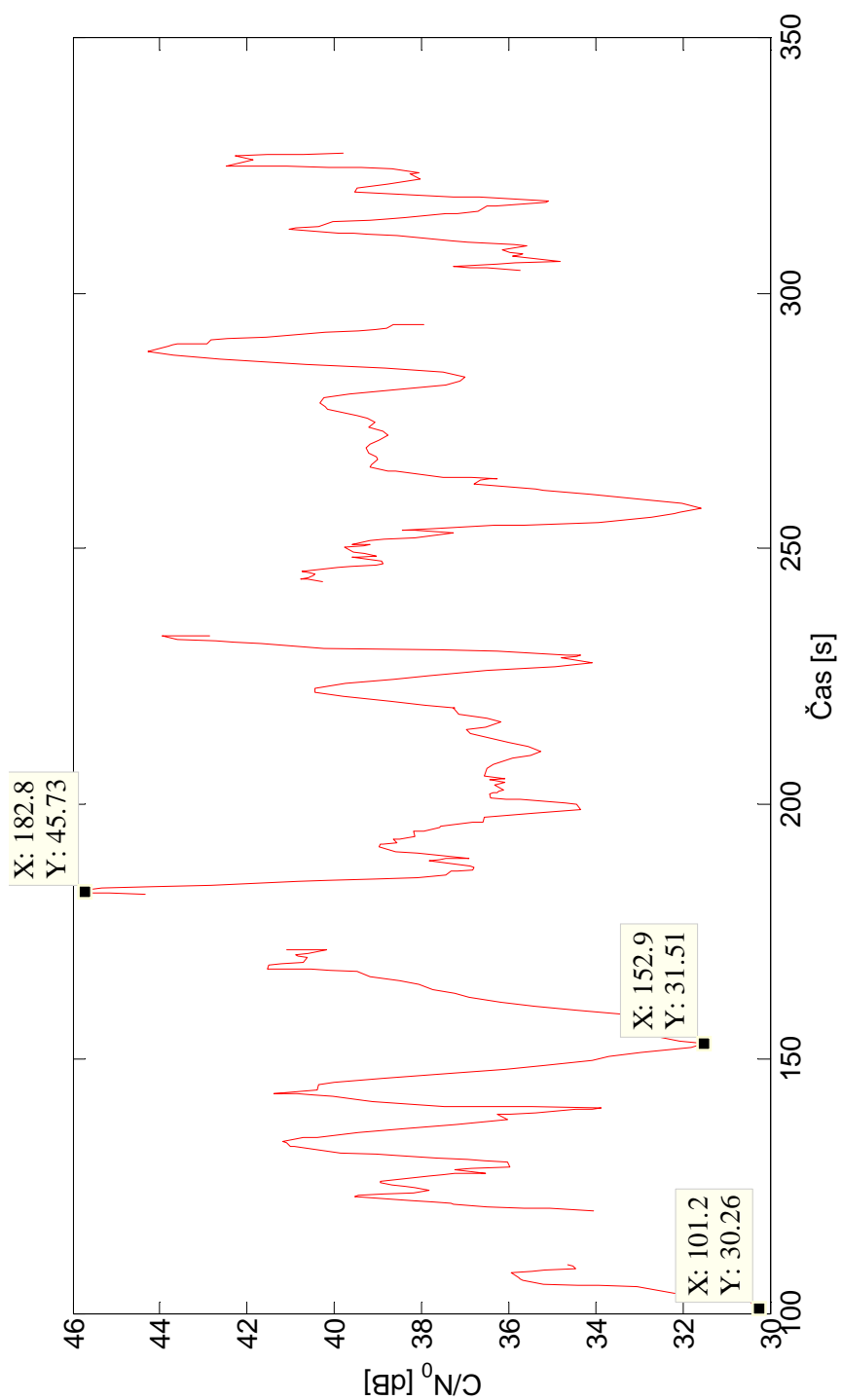
Příloha 2

Obrázek 2 – Časová závislost poměru C/N_0 při přeletu satelitu KKS-1

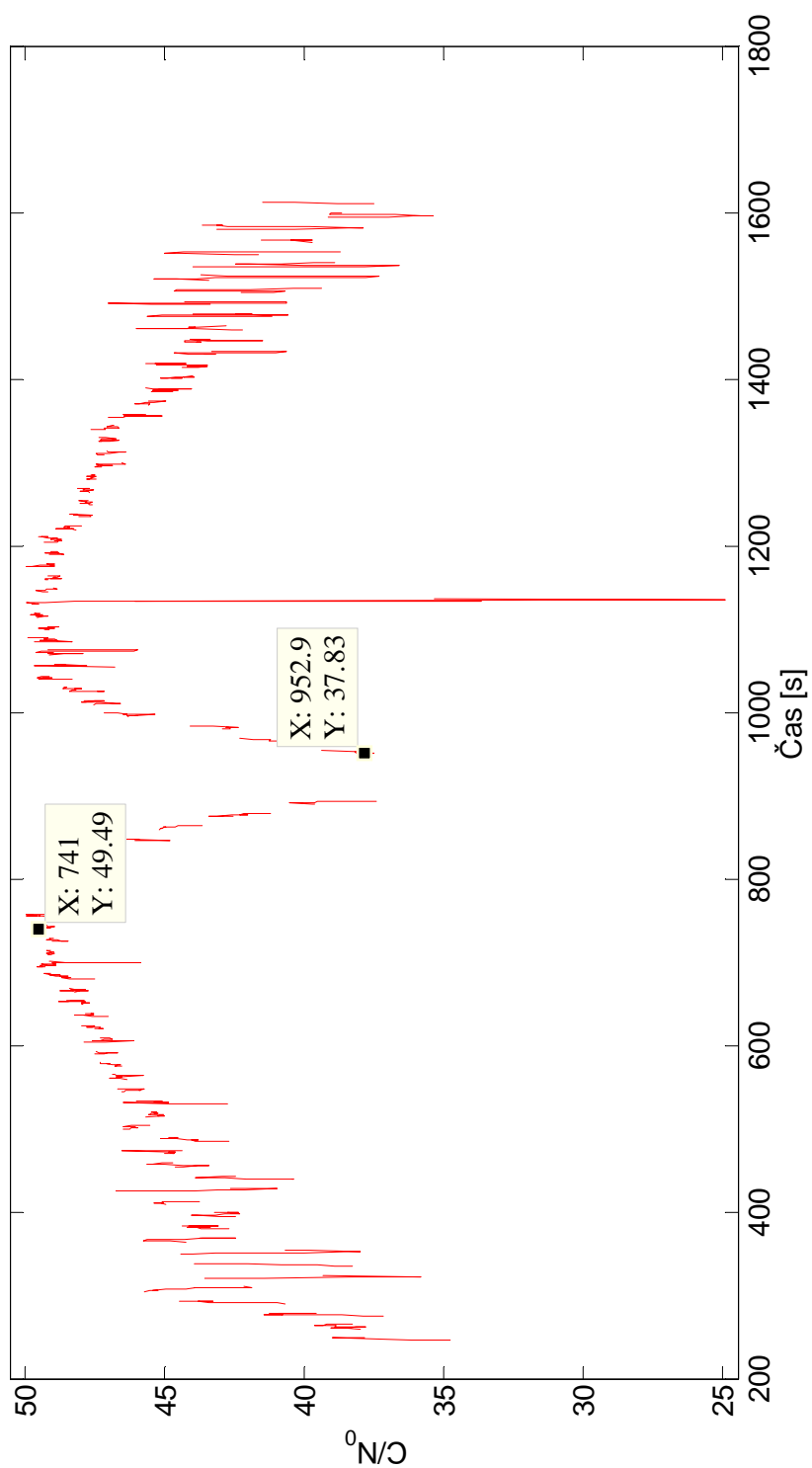
Příloha 3

Obrázek 3 – Časová závislost poměru C/N_0 při přeletu satelitu Cute-1.7+APD II

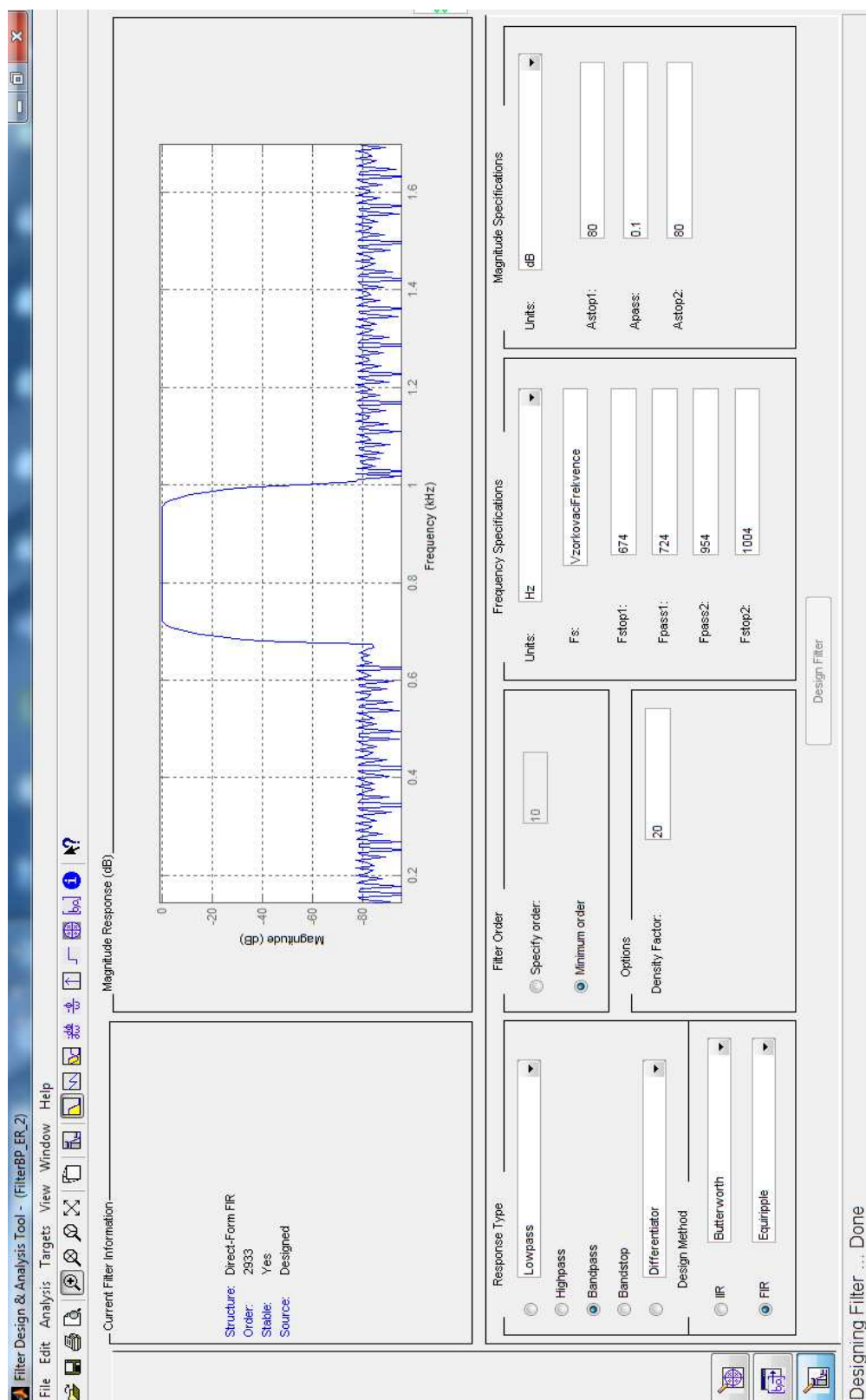
Příloha 4

Obrázek 4 – Časová závislost poměru C/N_0 při přeletu satelitu HOPE-1

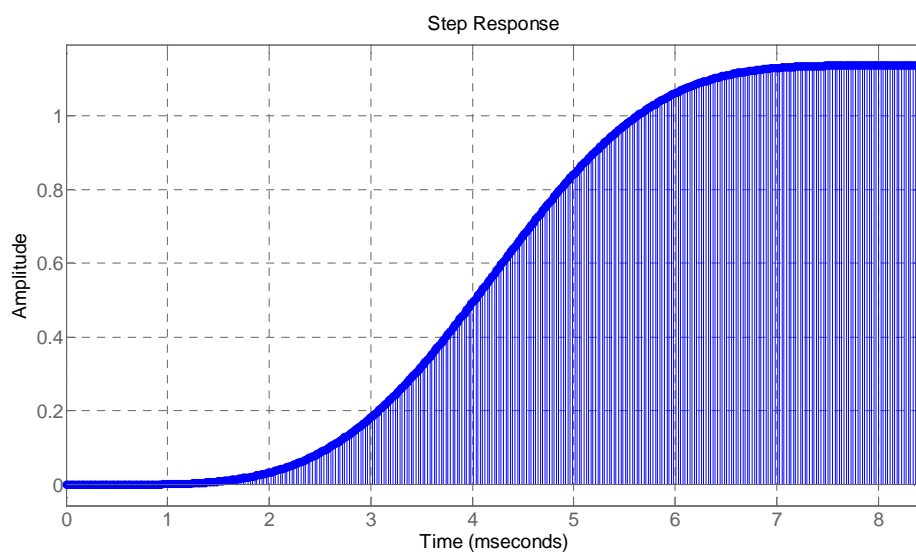
Příloha 5

Obrázek 5 – Časová závislost poměru C/N_0 při přeletu satelitu Yubileiny

Příloha 6

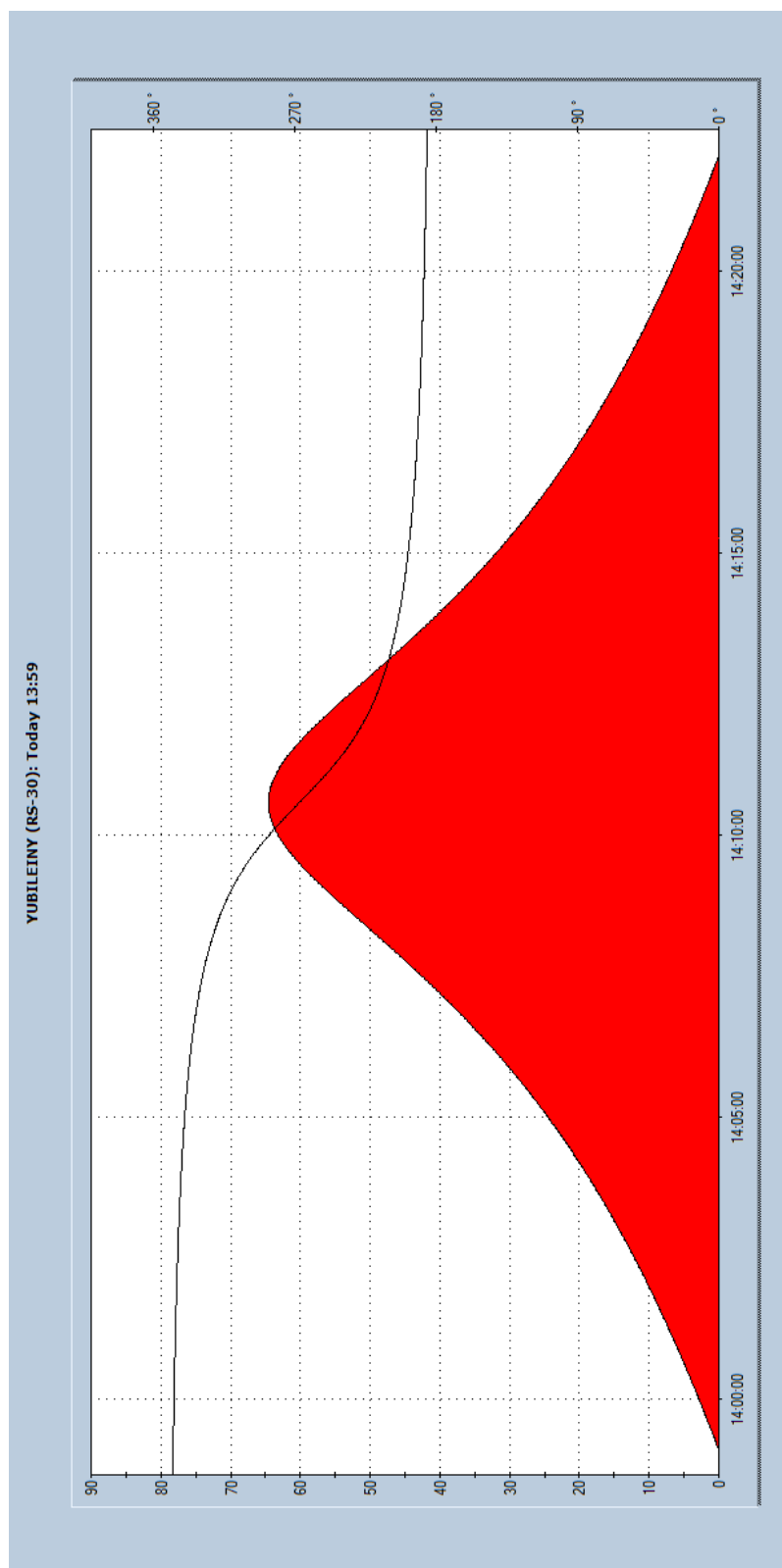


Obrázek 6 – Snímek interaktivního nástroje FDATool pro návrh filtrů

Příloha 7

Obrázek 7 – Odezva na jednotkový skok FIR filtru typu dolní propust

Příloha 8



Obrázek 8 – Snímek z programu Ham Radio Deluxe