ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Studijní program: P2612 / Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: 2612V015 / Elektronika

ODHAD PARAMETRŮ DRÁHY PIKOSATELITU POMOCÍ SIGNÁLŮ POZEMNÍCH FM SÍTÍ

Estimation of Satellite Orbit Parameters Using FM Radio Networks

Ing. Richard Linhart

Školitel: Doc. Ing. Jiří Masopust, CSc.

Počet stran: 127
Počet příloh: 6

ZČU, Plzeň, 2011

Anotace

Práce se zabývá možnostmi určení parametrů dráhy pikosatelitu, ke zjištění jeho aktuální polohy, na základě příjmu signálů z pozemních FM sítí. Tento druh signálů má standardní, pevně definovanou strukturu, velmi dobře popsanou pro všechny země světa. Lze využít databáze unikátních identifikátorů zemí, stejně jako unikátních identifikátorů jednotlivých stanic, kde je možné získat zeměpisnou polohu každého vysílače. Signály jsou přijímány miniaturním úsporným přijímačem a dekódovány za účelem získání základních dat spojených s polohou pikosatelitu. Parametry dráhy pikosatelitu a jeho okamžitá poloha na oběžné dráze jsou poté odhadovány na základě znalosti historie těchto základních dat. Na přijímač a přijímací anténu jsou kladeny zvláštní nároky z pohledu minimalizace rozměrů, hmotnosti a spotřeby. Obzvláště komplikované je řešení přijímací antény, vzhledem k velké vlnové délce zpracovávaných signálů. Jednotka implementující odhad parametrů dráhy pikosatelitu pomocí signálů pozemních stanic může být u malých satelitních projektů použita jako levnější náhrada za nedostupný palubní přijímač GPS. Přesnost určení polohy je sice mnohem nižší, ale pro malé projekty na bázi pikosatelitu plně postačí.

Abstract

In this thesis, possibilities of picosatellite track parameters determination is discussed, using terrestrial FM broadcast in-orbit reception. These signals, has standardized structure which is well defined in all countries in the world. Databases of unique country identifiers or unique stations identifiers are available, while the geographic position of all transmitters can be obtained. Signals are received by a miniature low-power receiver and decoded to basic data concerned in picosatellite position. Orbital parameters of the picosatellite and its actual position in the orbit are then estimated from history records of those basic data. There are special requirements on the receiver and on the receiving antenna. These subsystems, has to have a minimal size, weight and power consumption. This is very difficult to solve, in the case of the antenna, because of big wave length used. The subsystem equipped with track parameters estimation based on terrestrial signals reception can be used as a low-budget replacement of an unavailable GPS receiver onboard. The accuracy of the position estimate is much lower in this case, but the solution is still useable for small picosatellite projects.

Klíčová slova

satelit, pikosatelit, FM rozhlas, oběžná dráha, příjem signálu oběžné dráze, poloha satelitu, parametry dráhy satelitu, FM přijímač, identifikace rozhlasové stanice, odhad parametrů dráhy satelitu

Key words

satellite, picosatellite, FM broadcast, orbit, signal in-orbit reception, satellite attitude, satellite track parameters, FM receiver, broadcast station identification, satellite track parameters determination

.

Bibliografická citace

LINHART, R. *Odhad parametrů dráhy pikosatelitu pomocí signálů pozemních FM sítí.* Dizertační práce. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2011. 127 stran, 6 příloh.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem seznámen s tím, že na mou disertační práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, zejména § 60 - školní dílo. Beru na vědomí, že Západočeská univerzita v Plzni (ZČU) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé disertační práce pro vnitřní potřebu ZČU. Užiji-li disertační práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti ZČU. V tomto případě má ZČU právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací se školitelem disertační práce a ostatními odborníky v oboru.

V Plzni, 30. 6. 2011

.....

Obsah předkládané práce sestaven na základě úkolů vyplývajících z řešeného problému, návrhu a otestování nové metody určení polohy pikosatelitu a zjištění přesného času v průběhu mise. Jednotlivé její části reprezentují nutné kroky, které bylo nutné vyřešit. Jejich plán, stejně tak jako obsah práce, vznikl dekompozicí cíle, tedy způsobem „shora dolů". Vlastní řešení dílčích úkolů probíhalo a probíhá v opačném směru, aby složitější, vyšší články mohly navazovat na jednodušší, nižší. Pokud čtenář některou část práce považuje za okrajovou, nechť ji přeskočí. Její vypuštění z textu by však znamenalo mezeru v tématické struktuře řešeného problému.

Předkládaná práce představuje jednu z dílčích částí projektu Grantové agentury České republiky č. **102/09/0455** *s názvem* **„Energeticky úsporná platforma pro experimentální výzkum na bázi pikosatelitů"** *řešeného na Katedře aplikované elektroniky FEL v Plzni.*

Curriculum Vitae

Name: Richard LINHART

Born: June 6th 1979 in Pilsen

Contact: rlinhart@kae.zcu.cz

Education:

2005-2011 University of West Bohemia
Department of Applied Electronics and Telecommunications
Ph.D. study of Electronics
State exam passed in June 2008

2002-2005 University of West Bohemia
Department of Applied Electronics and Telecommunications
Ing. study of Electronics and Telecommunications
Diploma thesis: Frequency prescaler for counter
State exam passed in June 2005

1997-2001 University of West Bohemia
Department of Applied Electronics and Telecommunications
Bc. study of Electronics and Informatics
Thesis: I2C bus monitor
State exam passed in February 2001

Experience:

2005-2011 University of West Bohemia
Department of Applied Electronics and Telecommunications
Teaching Assistant
Research Assistant

Languages: *English*

Vlastní publikace

1. Linhart, R. *Přehled standardů IIC sběrnice, příklady použití a návrh HW monitoru IIC sběrnice.* Závěrečná práce. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2001.
2. Linhart, R. *Modul přijímače VKV-FM s PLL a RDS.* In Přehlídka studentských odborných prací 2004. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2004.
3. Linhart, R. *Kmitočtový předdělič k čítači.* In Přehlídka studentských odborných prací 2005. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2005.
4. Linhart, R. *Kmitočtový předdělič k čítači.* Diplomová práce. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2005.
5. Linhart, R. *Komunikační přijímač pro pásmo 48-860MHz.* In Elektronika a informatika 2005. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2005, ISBN 80-7043-374-4.
6. Linhart, R. *A Three Axis Magnetometer for Use in a Small Satellite.* In Applied Electronics 2006. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2006, ISBN 80-7043-442-2.
7. Linhart, R. *Tříosý magnetometr pro použití v malém satelitu.* In Vršov 2006. Brno: VUT, 2006, ISBN 80-214-3247-0.
8. Linhart, R. *Měření Zemského magnetického pole.* In Elektronika a informatika 2006. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2006, ISBN: 80-7043-473-2.
9. Pokorný, M. Linhart, R. *Cubesat, Česká amatérská družice, prezentace projektu.* In Elektronika a informatika 2006. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2006.
10. Linhart, R. *Přenosný regenerativní přijímač.* OK QRP Info, 2006, roč. 2006, č. 63, s. 2.
11. Linhart, R. *Generátor cvičných telegrafních zpráv.* A-Radio praktická elektronika, 2007, roč. 2007, č. 6, s. 2, ISSN 1211-328X.
12. Linhart, R. Stifter, J. Veřtát, I. *Elektronkové vysílače ve výuce radiotechniky.* In Elektronika a informatika 2007. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2007, ISBN 80-7043-571-7.
13. Veřtát, I. Linhart, R. Sosnová, R. Stifter J. *Příprava studentského projektu - senzorový a komunikační systém počítačem řízených halových modelů vzducholodí.* In Elektronika a informatika 2007. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2007, ISBN 80-7043-571-7.
14. Linhart, R. *Jednoduchý přijímač systému DRM.* A-Radio praktická elektronika, 2007, roč. 2007, č. 11, s. 6, ISSN 1211-328X.
15. Linhart, R. *Superregenerativní přijímač, princip a dnešní využití.* Slaboproudý obzor, ISSN 0037-668X. 2008, článek recenzován, nepublikován, 2011 znovu odeslán k recenzi.

V přípravě:
Estimation of Satellite Orbit Parameters Using FM Radio Networks. Piko and Nano Satellite Workshop, Würzburg. *New Generation of FM Radio Receiver Chips and Their Parameters.* Radioengineering. *Senzory slabých magnetických polí nové generace.* Slaboproudý obzor. *Generátor pilotních signálů zvuku systému PAL B, G, D, K.* Electroscope. *Systém pro ověření vlastností magnetických senzorů.* Electroscope.

Obsah

Úvod **8**

1 Oběžné dráhy těles a jejich parametry **9**
1.1 Systém parametrů pro popis drah . . . 9
1.2 Typické parametry pro družice CubeSat . . . 12
1.3 Princip odhadu parametrů dráhy satelitu . . . 13
1.4 Odhad orbitální výšky a rychlosti satelitu . . . 14
1.5 Odhad inklinace a parametru RAAN . . . 14
1.6 Odhad aktuální fáze tělesa . . . 16
1.7 Konverze vektorů ECEF do ECI . . . 17
1.8 Načítání údajů z mezinárodní databáze VKV stanic . . . 19
1.9 Simulace přijímaných signálů . . . 22
1.10 Příjem signálů a odhad stavových vektorů polohy . . . 23
1.11 Umělé generování stavových vektorů polohy . . . 25
1.12 Řízení experimentu a zpracování výsledků . . . 25

2 Signály pozemních FM sítí **27**
2.1 Signály mimo rozhlasové FM sítě . . . 27
2.2 Signály rozhlasových FM sítí . . . 28
2.3 Informační obsah signálů rozhlasových FM sítí . . . 28
2.4 Vliv šumu na příjem signálů z pozemních sítí . . . 29
2.5 Vliv směrové vyzařovací charakteristiky vysílačů . . . 34
2.6 Vliv útlumu atmosféry . . . 36
2.7 Vliv překážek a povrchu Země . . . 37
2.8 Vliv parametrů dráhy pikosatelitu . . . 38
2.9 Pravděpodobnostní model zachycení signálu . . . 41
2.10 Pravděpodobnost úniku vlivem vysílací antény . . . 42
2.11 Pravděpodobnost úniku vlivem přijímací antény . . . 43
2.12 Pravděpodobnost úniku vlivem jevů v troposféře . . . 45
2.13 Pravděpodobnost úniku vlivem jevů v ionosféře . . . 48
2.14 Další možnosti zpřesnění . . . 50

3 Rozbor použitých metod **51**
3.1 Metoda spektrální analýzy . . . 51
3.2 Metoda Dopplerova posunu . . . 54
3.3 Metoda příjmu RDS . . . 55
3.4 Určení UTC času a data pomocí RDS . . . 57
3.5 Metody vyhodnocení úniků . . . 58

4 Přijímač VKV-FM vysílání nové generace **59**
4.1 Princip funkce nových přijímačů 59
4.2 Přehled typů přijímačů v době přípravy práce 61
4.3 Konkrétní použitý typ přijímače 62

5 Řešení laboratorní verze přijímače **63**
5.1 Impedanční přizpůsobení anténního vstupu 63
5.2 Programové vybavení 64
5.3 Řešení satelitní verze přijímače 65

6 Laboratorní ověření vlastností přijímače **66**
6.1 Ověření a kalibrace indikátoru RSSI 66
6.2 Ověření a kalibrace mezifrekvenčního čítače 69
6.3 Měření frekvenční charakteristiky mezifrekvenčního filtru 72
6.4 Ověření selektivity přijímače 74
6.5 Měření citlivosti demodulátoru RDS 75
6.6 Měření citlivosti demodulátoru RDS na živých signálech 78

7 Návrh a realizace antény **79**
7.1 Anténa integrovaná, elektricky zkrácená 79
7.2 Anténa smyčková 81
7.3 Anténa smyčková, simulace 84
7.4 Anténa prutová, elektricky zkrácená 87
7.5 Anténa magnetická, s feritovým jádrem 92
7.6 Šumová analýza antén 99

Závěr **102**

A Simulace příjmu signálů na oběžné dráze **107**

B Impedanční přizpůsobení vstupu obvodu AR1000 **109**

C Přípravek pro měření s obvodem AR1000 **113**

D Příkazy pro ovládání měřící verze přijímače **115**

E Náhradní schémata antén, AC a šumová analýza **117**

F Seznam příloh v elektronické podobě **120**

Seznam zkratek

- ADC ... Analog to Digital Converter
- AGC ... Automatic Gain Controll
- ARM ... Advanced RISC Machine
- ASIC ... Application Specific Integrated Circuit
- AWGN ... Additive White Gaussian Noise
- BER ... Bit Error Rate
- BPSK ... Binary Phase Shift Keying
- BSTAR ... součást SGP modelu pro ztráty třením
- CCIR ... Consultative Committee on International Radio
- CDF ... Cumulative Distribution Function
- CRC ... Cyclic Redundancy Check
- CT ... Clock Time and date
- ČSN ... Česká Státní Norma
- DSB ... modulace Dudal Side Band
- DSP ... Digital Signal Processor
- DV ... Dlouhé Vlny
- ECC ... Extended Country Code
- ECEF ... Earth Centered Earth Fixed
- ECI ... Earth Centered Inertial
- EEPROM ... Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
- EN ... Evropská Norma
- ERP ... Effective Radiated Power
- FM ... Frekvenční Modulace
- GAST ... Greenwich Apparent Sideral Time
- GISM ... Global Inonsphere Scintillation Model
- GMST ... Greenwich Mean Sideral Time
- GPIB ... General Purpose Interface Bus
- GPIO ... General Purpose Input/Output line
- GPS ... Global Positioning System
- HTI ... Hepburn Tropo Index
- ITU ... International Telecommunication Union
- JD ... Julian Day
- KV ... Krátké Vlny
- LAT ... Zeměpisná šířka
- LNA ... Low Noise Amplifier
- LON ... Zeměpisná délka
- MF ... MeziFrekvence
- MJD ... Modified Julian Day
- MPX ... Multiplex služeb rozhlasové stanice
- NASA ... National Aeronautics and Space Administration
- NORAD ... North American Aerospace Defense Command

- OIRT … International Radio and Television Organisation
- PC … Personal Computer
- PDF … Probability Density Function
- PGA … Programmable Gain Amplifier
- PI … Programme Identification
- PLL … Phase Locked Loop
- RAAN … Right Ascension of Ascending Node
- RAM … Random Access Memory
- RDS … Radio Data System
- RFID … Radio-Frequency Identification
- RISC … Reduced Instruction Set computer
- RSSI … Recovered Signal Strength Indicator
- RX … Receiver
- SD … Secure Digital momory card
- SGP … Simplified Perturbation Model
- SMD … Surface-Mounted Device
- SNR … Signal to Noise Ratio
- SPICE … Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
- SV … Střední Vlny
- TLE … Two Line Elements
- TV … TeleVision
- TX … Transmitter
- UKV … Ultra Krátké Vlny
- UTC … Coordinated Universal Time
- VCO … Voltage Controlled Oscillator
- VKV … Velmi Krátké Vlny

Seznam symbolů

- e … excentricita
- a … délka hlavní poloosy
- i … inklinace
- Ω … Right Ascension of Ascending Node
- ω … argument perigea
- M_0 … střední anomálie
- T … doba obletu satelitu kolem Země
- Δt … časový úsek mezi měřeními
- $\Delta\sigma$ … úhlový rozdíl dvou měření
- φ … zeměpisná šířka
- ϑ … zeměpisná délka
- M … hmotnost Země
- κ … gravitační konstanta
- r_e … poloměr Země
- ψ … parametr křivky obletu
- h … výška orbitu nad povrchem Země
- E_B … energie signálu na jeden bit
- N_0 … výkonová spektrální hustota šumu
- A_C … amplituda nosné vlny
- k_F … konstanta FM modulátoru
- S_D … spektrální hustota šumu za FM demodulátorem
- H_T … přenos filtru

- t_d ... doba trvání jednoho bitu
- k_P ... snížení výkonu vyzářeného výkonu vlivem elevace
- $elev$ ... elevační úhel
- A_{ATM} ... útlum atmosféry
- RC ... koeficient odrazu elmg. vlny
- Γ ... koeficient odrazu v dB
- K ... komplexní permitivita
- σi ... imaginární složka permitivity
- A_{FSPL} ... útlum volného prostoru
- L_{MARG} ... rezerva rozpočtu v úrovni
- P_{TX} ... výkon koncového stupně vysílače
- L_{RX} ... úroveň na vstupu přijímače
- G_{RX} ... zisk přijímací antény
- d ... vzdálenost přijímače a vysílače
- D_{TX} ... směrovost antény
- E_{EFF} ... účinnost antény
- σ_X ... intenzita scintilací
- $\sigma_{\sigma X}$ ... výskyt intenzity scintilací
- k_{frekv} ... frekvenčně závislý koeficient
- k_{elev} ... elevačně závislý koeficient
- P_{fluc} ... rozptyl úrovní přijímaného signálu
- S_4 ... standardní intenzita scintilací
- PSD ... výkonová spektrální hustota
- f_{step} ... frekvenční krok ladění
- P_i ... výkon přijatého signálu v daném kroku
- Δf ... změna kmitočtu
- ϕ ... úhel spojnice přijímače a vysílače
- c ... rychlost světla
- L_{IN} ... úroveň na vstupu přijímače
- m_r ... měřená hodnota úrovně přijatého signálu
- m_f ... měřená hodnota frekvence
- l_r ... index v poli úrovní přijatého signálu
- m_f ... index v poli frekvence
- LIN ... pole vstupních úrovní
- o_i ... očekávaný počet prvků třídy
- ν ... počet stupňů volnosti
- $\chi^2_{1-\alpha}(\nu)$ ... kvantil χ^2 rozdělení
- V_P ... přenosová rychlost
- T_M ... doba měření
- NB_{CELK} ... počet vyslaných bloků
- $N_{BITBLOCK}$ ... počet bitů v bloku
- C_{ANT} ... kapacitní složka impedance antény
- L_{ANT} ... induktivní složka impedance antény
- μ_0 ... permeabilita vakua
- L_A ... vnější indukčnost vodiče
- L_I ... vnitřní indukčnost vodiče
- L_{IN} ... celková indukčnost antény
- X_{IN} ... celková reaktance antény
- C_R ... rezonanční dolaďovací kapacita
- R_{IN} ... vnitřní odpor antény
- V_{i0} ... indukované napětí naprázdno
- Q_L ... činitel jakosti L
- Q_C ... čiitel jakosti C
- U_{iRLC} ... indukované napětí v rezonanci
- Q_{LOAD} ... zatížený činitel jakosti
- μ' ... imaginární složka komplexní permeability
- μ'' ... reálná složka komplexní permeability
- I_N ... náhradní zdroj šumového proudu
- V_N ... náhradní zdroj šumového napětí
- V_{NOISE} ... napěťová spektrální šumová hustota

Seznam obrázků

1.1 Nákres konfigurace tělesa na oběžné dráze s vyznačením základních parametrů. 10
1.2 Blokové schéma kompletní sestavy pro odhad parametrů dráhy. 13
1.3 Příklad výsledků odhadů pro různé kombinace parametrů. 15
1.4 Průběh ustálení odhadu parametru ϕ dráhy tělesa. 17
1.5 Příklad průmětu dráhy pikosatelitu v rámci ECI do rámce ECEF. 20
1.6 Ukázka geografického rozmístění VKV stanic. 21
1.7 Ukázka úrovňového diagramu přijatých signálů. 23
1.8 Ukázka výsledku odhadu pozice pikosatelitu. 24
2.1 Struktura signálu MPX rozhlasové stanice. 29
2.2 Teoretická závislost pravděpodobnosti chyby na poměru Eb/No u BPSK. . 30
2.3 Srovnání širokopásmového zisku různých modulací. 31
2.4 Spektrální šumová hustota na výstupu FM demodulátoru. 33
2.5 Příklad verikální vyzařovací charakteristiky velkého VKV FM vysílače. . . 34
2.6 Idealizovaná vyzařovací charakteristika vysílače ve vertikální rovině. 35
2.7 Útlum atmosféry pro signál o frekvenci 200 MHz pro různé elevační úhly. . 36
2.8 Grafické znázornění simulovaných přeletů. 39
2.9 Průběhy výkonové rezervy spojení pro různý sklon drah satelitu. 40
2.10 Průběhy Dopplerova posunu pro různý sklon drah satelitu. 41
2.11 Pravděpodobnostní model zachycení signálu. 42
2.12 Distribuční funkce rezervy energetické bilance spojení. 43
2.13 Distribuční funkce směrovosti přijímací antény. 44
2.14 Distribuční funkce úrovně přijatého signálu ovlivněné troposférickou scintilací. 47
2.15 Distribuční funkce úrovně přijatého signálu ovlivněné ionosférickou scintilací. 50
3.1 Ukázka spektra signálu z celého rozsahu přijímače. 52
3.2 Schéma datové skupiny systému RDS s vyznačením základních informací. . 55
4.1 Osazený modul čipem AR1000 firmy AIROHA na destičku 10x10 mm. . . 59
4.2 Blokové schéma přijímače s nízkou mezifrekvencí odpovídající čipu AR1000. 59
4.3 Blokové schéma přijímače AR1000 firmy AIROHA. 61
5.1 Blokové schéma laboratorní varianty přijímače. 63
5.2 Přípravek pro měření vstupní impedance zatížený zkušebním RC členem. . 64
5.3 Přizpůsobovací obvod vstupní impedance přijímače 64
5.4 Blokové úpravy jednotky přijímače na satelitní variantu. 65
6.1 Měřící sestava pro přenosové charakteristiky detektoru RSSI. 66
6.2 Naměřené přenosové charakteristiky detektoru RSSI. 67
6.3 Vstupní úroveň přijímače jako funkce frekvence a hodnot RSSI. 68
6.4 Struktura funkce rssi2lvin 69
6.5 Měřící sestava pro ověření mezifrekvenčního čítače. 70
6.6 Srovnání histogramu naměřených hodnot. 72
6.7 Měřící sestava pro náhradní charakteristiku MF filtru. 73
6.8 Amplitudová frekvenční charakteristika náhradního MF filtru 73
6.9 Amplitudová frekvenční charakteristika náhradního MF filtru 74

6.10 Měřící sestava pro ověření citlivosti demodulátoru RDS 75
6.11 Závislost chybovosti datových bloků na úrovni vstupního signálu. 76
6.12 Závislost počtu ztracených datových bloků na úrovni vstupního signálu. . . 77
6.13 Měřící sestava pro ověření citlivosti demodulátoru RDS na živých signálech 78
7.1 Zjednodušené blokové schéma vstupní části přijímače s integrovanou anténou. 79
7.2 Náhradní schéma krátké monopólové antény s přizpůsobovacím členem. . . 80
7.3 Náhradní schéma smyčkové antény s přizpůsobovacím členem. 80
7.4 Příklad umístění smyčkové antény. 81
7.5 Náhradní schéma smyčkové antény. 83
7.6 Geometrie smyčkové antény složené s tělesem pikosatelitu. 84
7.7 Trojrozměrné znázornění zisku smyčkové antény složené s tělesem pikosatelitu. 85
7.8 Znázornění smyčkové antény buzené rovinnou vlnou. 86
7.9 Umístění prutových antén pro maják a FM přijímač. 87
7.10 Geometrie zkráceného monopólu. 88
7.11 Náhradní schéma monopólové antény s přizpůsobovacím členem. 89
7.12 Schéma náhradního dolaďovacího členu antény pro účely simulace. 89
7.13 Rozložení proudu monopólové antény. 91
7.14 Feritová anténa pro účely RFID použitelná až do VKV pásma. 92
7.15 Integrace antény do stěny pikosatelitu. 93
7.16 Náhradní schéma smyčkové antény s feritovým jádrem. 94
7.17 Geometrie modelu antény s feritovým jádrem. 96
7.18 Příklad provedení hlavního vinutí s dolaďovacím C_R složeným z více větví. 97
7.19 Rozložení proudu na modelu antény s feritovým jádrem. 97
7.20 Rozložení intenzity magnetického pole uvnitř a v okolí jádra antény. 98

Seznam tabulek

1.1 Důležité Kepleriánské parametry některých pikosatelitů typu CubeSat . . . 12
2.1 Světová pásma pro vysílání VKV FM rozhlasu. 28
2.2 Několik příkladů parametrů materiálů tvořících překážky šíření. 38
3.1 Rozdělení frekvenčního rozsahu na dílčí subpásma. 51
3.2 Ukázka výsledků hledání signálů vhodných pro další zpracování. 53
3.3 Výsledky určení Dopplerova posunu zkušebních signálů s FM modulací. . . 55
3.4 Výsledky určení Dopplerova posunu zkušebních signálů bez modulace. . . . 55
3.5 Kódování časové informace v 4A datové skupině RDS. 58
4.1 Příklady některých řešení jednočipových FM přijímačů. 62
6.1 Výběrová střední hodnota zkušebních signálů s FM modulací. 70
6.2 Výběrová střední hodnota zkušebních signálů bez modulace. 70
6.3 Výběrový rozptyl zkušebních signálů s FM modulací. 71
6.4 Výběrový rozptyl hodnota zkušebních signálů bez modulace. 71
6.5 Výsledek testu shody s normálním rozdělením - signály s FM modulací. . . 71
6.6 Výsledek testu shody s normálním rozdělením - signály bez modulace. . . . 72
7.1 Výsledky šumové analýzy různých variant antény. 101

Úvod

Náplní této práce je výzkum možností nové metody přibližného určení vybraných parametrů polohy a směru pohybu pohybujícího se tělesa založené na příjmu stávající standardní sítě pozemních rádiových vysílačů. Tato metoda je koncipována pro účely orientace a stabilizace polohy[1] malých výzkumných pikosatelitů[2], kde je velký problém s nedostatkem prostoru, hmotnostním limitem a omezeným příkonem přístrojového vybavení. V tomto směru se dnes zkoumá řada metod [30], například využití magnetometru a modelu magnetosféry Země, sledování polohy slunce nebo měsíce, sledování povrchu Země, sledování polohy hvězd, atd. Bohužel žádná z metod se zatím neukázala jako dostatečně funkční a použitelná. Využití subsystému GPS zde není možné, neboť k tomuto účelu je zapotřebí speciální přijímač GPS pro velké rychlosti pohybu a velké výšky nad Zemí. Jeho cena se pohybuje o několik řádů výše oproti standardním GPS přijímačům, čímž se projekt významně prodraží. Tyto speciální přijímače navíc podléhají obchodním omezením, neboť umožňují konstrukci vysoce nebezpečných zbraňových systémů. Alternativní způsob určení polohy, který by funkčně odpovídal metodám popisovaným v předkládané práci zatím v oblasti pikosatelitů zkoumán nebyl. Z tohoto faktu vyplývá originalita a inovativnost vybraného a řešeného tématu disertační práce.

Zkoumaná metoda využívá signálů sítě pozemních vysílačů pro účely VKV FM rozhlasu. Tato síť je celosvětová, přičemž v každém regionu má své specifické vlastnosti. Díky tomu vystačíme s jedním přijímačem pro příjem všech signálů ze všech regionů. Vzhledem k rozšířenosti využití VKV FM rozhlasu se nedá předpokládat ústup tohoto systému vlivem digitalizace nejméně po dobu budoucích deseti let. Díky tomu je nová metoda určení polohy perspektivní i s tím, že využívá vysílače klasického rozhlasového vysílání.

Použití této metody na pikosatelitech je umožněno zejména díky nové technologii integrovaných obvodů pro VKV FM přijímače, které jsou dnes součástí mobilních telefonů a multimediálních přehrávačů. Takto konstruovaný přijímač má dobré vlastnosti při extrémně nízkých nárocích na hmotnost, prostor a elektrický příkon.

Cíle práce

1. Ověřit možnosti přibližného určení parametrů dráhy a aktuální polohy pikosatelitu pomocí příjmu signálů pozemních sítí.
2. Ověřit možnosti konstrukce přijímače těchto signálů s minimálními nároky na prostor, hmotnost a spotřebu elektrické energie, použitelného na palubě pikosatelitu.
3. Ověřit možnosti konstrukce účinné antény pro signály v oblasti VKV FM rozhlasu, s rozměry přijatelnými pro pikosatelit.

[1] Přesný název ADCS - Attitude Determination and Control System, systém pro určení a řízení polohy.
[2] Pikosatelit se nazývá skupina satelitů s hmotností 0,1 až 1 kg (0,22 až 2,2 lb), dle definice NASA.

1 Oběžné dráhy těles a jejich parametry

Tato část práce je věnována základním informacím potřebným k výpočtu a interpretaci parametrů dráhy pikosatelitu. Dále následuje návrh vlastních metod pro odhad skutečných konkrétních parametrů dráhy pikosatelitu na základě surových měřených dat zjištěných přijímacím systémem z pozemních FM sítí.

1.1 Systém parametrů pro popis drah

Pohyb mnohem lehčího tělesa (satelitu) na oběžné dráze kolem těžšího, centrálního tělesa je výsledkem vzájemného působení gravitačních sil obou těles a odstředivými silami. Zákonitosti z toho vyplývající jsou popsány Keplerovými zákony. Pro rutinní práci astronomů se ustálil systém šesti parametrů, tzv. Kepleriánských elementů či dat, které tvoří soubor důležitých konstant pohybových rovnic a popisují tvar výsledné oběžné dráhy [27].

Tento model předpokládá pohyb satelitu po ideální eliptické dráze[3], nakloněné vůči předem stanovené referenční rovině. Dále se předpokládá natočení této elipsy (jejího průmětu do referenční roviny) vůči referenčnímu směru a její pootočení kolem jejího středu. Neuvažují se vlivy a poruchy způsobené gravitací jiných těles, dopadem částic, atd. Z tohoto důvodu je třeba soubory parametrů pravidelně aktualizovat.

Pro popis oběžných drah umělých těles kolem Země se používají Kepleriánská data v tzv. rovníkovém referenčním rámci. Za referenční rovinu se zde považuje rovina ve které leží zemský rovník a referenční směr je spojnice mezi středem Země a středem Slunce v první den jarní rovnodennosti. Soubor dat představuje obraz stavu pořízený v definovaném časovém okamžiku nazývaném epocha. Jednotlivé Kepleriánské elementy je pak možné interpretovat takto:

Rozměry eliptické dráhy

- Excentricita e - Udává zploštění tvaru dráhy do tvaru elipsy oproti kruhové dráze. V případě kruhové dráhy $e = 0$, pro eliptickou dráhu $0 < e < 1$. Jiné hodnoty excentricity se netýkají pravidelně obíhajících satelitů.
- Hlavní poloosa a - Je součtem vzdáleností mezi vrcholy elipsy a centrálním tělesem dělená dvěma. U kruhových drah lze označit za poloměr dráhy.

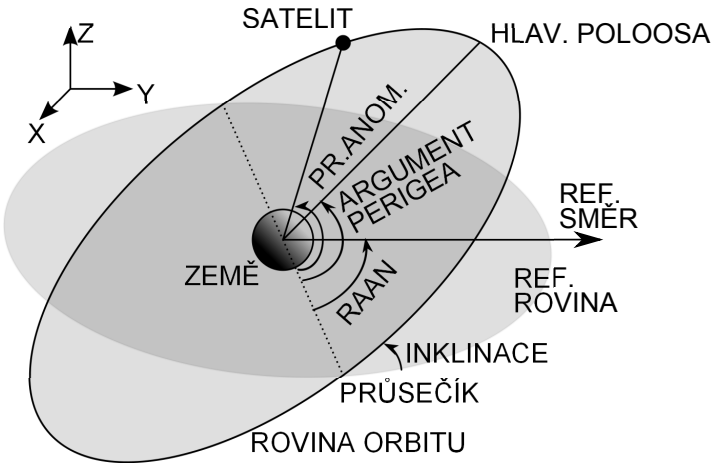
Orientace roviny v níž dráha leží

- Inklinace i - Úhel mezi rovinou v níž leží dráha a referenční rovinou, měřený kolem průsečnice obou rovin. Nabývá hodnot 0 až 180°.
- Zeměpisná délka průsečíku Ω ... úhel udávající natočení průsečnice vůči referenčnímu směru mateřského tělesa. Nabývá hodnot 0 až 360°. Vzhledem k nepříjemnému složitému názvu se používá zkratka RAAN[4].

[3] Nebo kruhové dráze jako speciální případ eliptické dráhy.
[4] Right Ascension of Ascending Node

Natočení elipsy a poloha tělesa

- Argument perigea ω - Úhel mezi hlavní poloosou a průsečnicí rovin. Měřeno v rovině oběžné dráhy. Jedná se v podstatě o úhel pootočení elipsy kolem jejího středu.
- Střední anomálie M_0 - Parametr přepočítatelný na polohu obíhajícího tělesa platnou v definovaném časovém okamžiku nazývaném epocha.



Obr. 1.1: Nákres konfigurace tělesa na oběžné dráze s vyznačením základních parametrů.

Pro usnadnění použití parametrů drah za pomoci počítačů se dále ustálil formát zápisu parametrů doplněných dalšími údaji nazývaný TLE (Two Line Elements). Tento dvouřádkový zápis dat je vhodný pro přímé strojové zpracování (včetně staré[5] či jednoduché techniky), je přehledný a čitelný pro člověka a pro účely přenosu a ukládání je vybaven kontrolními součty. Takto vypadá příklad souboru TLE družice CubeSat SwissCube:

```
SwissCube
1 35932U 09051B   11160.95426408  .00005257  00000-0  12986-2 0   217
2 35932  98.3334 261.0671 0009914 166.9400 193.1494 14.52449508 90671
```

Význam položek v 1. řádku

- Pol. 1, znak 01-01, číslo řádku, `1`
- Pol. 2, znak 03-07, číslo objektu v katalogu NORAD, `35932`
- Pol. 3, znak 08-08, třída objektu, (U=Unclassified, nezatříděn), `U`
- Pol. 4, znak 10-11, mezinárodní označení (poslední dvě číslice roku vypuštění), `09`
- Pol. 5, znak 12-14, mezinárodní označení (pořadí vypuštění v tomoto roce), `051`
- Pol. 6, znak 15-17, mezinárodní označení (část vypuštění), `B`

[5]Původně byly TLE zpracovávány počítači s jazykem Fortran.

- Pol. 7, znak 19-20, rok-epocha (poslední dvě číslice), `11`
- Pol. 8, znak 21-32, den-epocha (den v roce a desetinná část dne), `160.95426408`
- Pol. 9, znak 34-43, první derivace střední rychlosti (mean motion) dělená dvěma (pro účely řešení zpomalování), [oběhů za den^2], `.00005257`
- Pol. 10, znak 45-52, druhá derivace střední rychlosti (mean motion) dělená šesti (poslední číslice je exponent, před ní znaménko), [oběhů za den^3], `00000-0`
- Pol. 11, znak 54-61, BSTAR balistický koeficient (předp. des. tečka před, poslední znak je exponent), `12986-2`
- Pol. 12, znak 63-63, číslo 0 (v případě vnitřní analýzy, typ modelu), `0`
- Pol. 13, znak 65-68, pořadové číslo elementu (počet zaměření tělesa od vypuštění), `21`
- Pol. 14, znak 69-69, kontrolní součet (modulo 10), `7`

Za první řádek dat se považuje první řádek který obsahuje číselná data, ikdyž mu vždy předchází řádek s názvem satelitu. Tento neoznačovaný „nultý" řádek obsahuje pole dlouhé 24 znaků pro zapsání názvu.

Význam položek v 2. řádku

- Pol. 1, znak 01-01, číslo řádku, `2`
- Pol. 2, znak 03-07, číslo objektu v katalogu NORAD, `35932`
- Pol. 3, znak 09-16, inklinace [deg], `98.3334`
- Pol. 4, znak 18-25, RAAN [deg], `261.0671`
- Pol. 5, znak 27-33, excentricita (des. tečka před), `0009914`
- Pol. 6, znak 35-42, argument perigea [deg], `166.9400`
- Pol. 7, znak 44-51, střední anomálie [deg], `193.1494`
- Pol. 8, znak 53-63, střední rychlost [oběhů za den], `14.52449508`
- Pol. 9, znak 64-68, počet oběhů do epoch, `9067`
- Pol. 10, znak 69-69, kontrolní součet (modulo 10), `1`

Přesnou polohu satelitu na oběžné dráze v daný okamžik je možné vypočítat pomocí TLE dat a přesného času. K tomuto účelu existuje celá řada výpočetních programů založených na standardních metodách výpočtů drah např. na modelech SGP[6] [10]. Podobný systém může být použit na Zemi i na palubě satelitu. V případě použití na satelitu je však problém se získáním TLE zvláště v případě, že je na výsledku výpočtu závislý komunikační systém satelitu. Předkládaný projekt si klade za cíl nezávislé získání důležitých Kepleriánských dat nezávisle na palubě satelitu.

Aktuální databázi satelitů a jiných těles na oběžné dráze kolem Země udržuje organizace NORAD[7] za pomoci přesných radarových měření. Data v podobě TLE formátu jsou dostupná z řady internetových zdrojů. Pokročilé programy pro výpočet polohy satelitů v případě připojení k internetu automaticky aktualizují TLE.

[6] Simplified Perturbations Models.

[7] North American Aerospace Defense Command.

1.2 Typické parametry pro družice CubeSat

V tab. 1.1 jsou uvedeny příklady důležitých parametrů 29 satelitů. Obsah tabulky byl získán exportem z katalogu NORAD s filtrací dle výrazu „CubeSat" a formátován speciálně připraveným programem v jazyce Python.

Název	**Inklin.**	**RAAN**	**Excentr.**	**Stř.rychl.**
DTUSAT	98,7003	171,0045	0,0008668	14,21122491
CUTE-1 (CO-55)	98,7046	169,3818	0,0008936	14,20814916
QUAKESAT	98,7152	170,3221	0,0007812	14,20490494
AAU CUBESAT	98,6987	171,4774	0,0008748	14,21120430
CANX-1	98,6956	170,4361	0,0008957	14,21095204
CUBESAT XI-IV (CO-57)	98,7120	168,5822	0,0008754	14,20593813
UWE-1	97,9671	37,8936	0,0016122	14,60093042
CUBESAT XI-V (CO-58)	97,9664	38,0021	0,0016741	14,60111970
NCUBE-2	97,9663	37,7283	0,0016079	14,60312896
CSTB1	97,8979	194,2744	0,0085533	14,55667855
MAST	97,8959	189,2312	0,0094001	14,53754659
LIBERTAD-1	97,8966	186,3397	0,0102260	14,52366545
POLYSAT CP3	97,8997	186,3932	0,0101478	14,52491997
CAPE1	97,8987	185,9903	0,0101869	14,52398526
POLYSAT CP4	97,8926	193,4955	0,0085031	14,55518029
NTS (CANX-6)	97,8499	225,5908	0,0015550	14,81506258
CUTE-1.7+APD II (CO-65)	97,8492	226,2116	0,0014551	14,82014049
COMPASS-1	97,8470	226,1312	0,0015202	14,82438416
AAUSAT-II	97,8470	225,3250	0,0014947	14,82624583
DELFI-C3 (DO-64)	97,8566	227,3219	0,0015126	14,83095847
CANX-2	97,8473	226,0533	0,0014999	14,81968492
SEEDS II (CO-66)	97,8499	226,0238	0,0015454	14,82129564
POLYSAT CP6	40,4542	178,7157	0,0020841	15,65228288
HAWKSAT 1	40,4555	170,7941	0,0020516	15,71899228
SWISSCUBE	98,3323	262,0942	0,0007976	14,52452662
BEESAT	98,3315	262,1256	0,0006383	14,52992510
UWE-2	98,3276	261,9094	0,0007495	14,52974956
ITUPSAT 1	98,3374	262,2659	0,0009934	14,52391908
TISAT-1	98,1020	230,2434	0,0014031	14,80573447

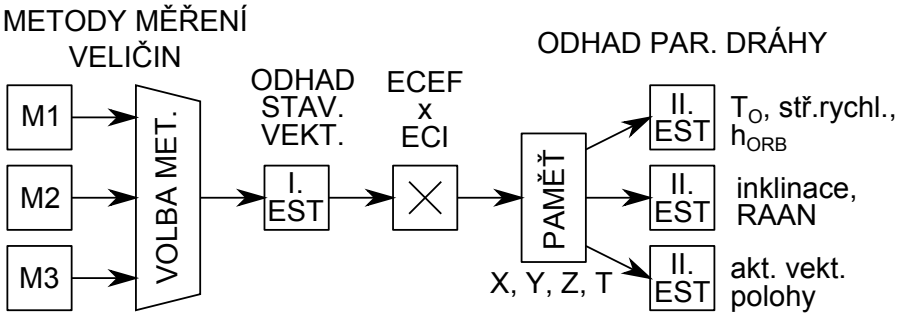
Tab. 1.1: Důležité Kepleriánské parametry některých pikosatelitů typu CubeSat

Z tabulky vyplývá typická hodnota inklinace drah satelitů projektu CubeSat, přibližně 98°. Vzhledem k rotaci Země se jeví pro pozemského pozorovatele dráha jako čistě polární. Jsou zde pouze dva případy jiné hodnoty, $\doteq 40°$, ovšem jedná se o speciální mise. Parametr RAAN se pohybuje v několika krocích v celém rozsahu kruhu. Excentricita je velmi nízká,

dráha je téměř kruhová. Střední rychlost se pohybuje u běžných misí v rozpětí 14, 2 až 14, 8 ob/den, což odpovídá výškám 823 km až 627 km nad povrchem Země. Tímto jsou kvantifikovány častá slovní vyjádření (téměř kruhová polární dráha, výška 600 až 900 km) o parametrech drah pikosatelitů projektu CubeSat.

1.3 Princip odhadu parametrů dráhy satelitu

Blokové schéma kompletního systému pro odhad parametrů dráhy pikosatelitu znázorňuje obr. 1.2. Základním zdrojem informací jsou zde primární veličiny získané pomocí přijímacího subsystému zde označované jako M1, M2, M3, … Tyto veličiny, jako úroveň signálu na různých rozhlasových pásmech a kmitočtech, jejich Dopplerův posun a datové záznamy potvrzující spojení s konkrétními vysílači, zpracovává primární estimátor. Za ním následuje přepočet mezi souřadným systémem ECEF[8] a systémem ECI[9]. Výsledkem jsou vzorky stavového vektoru polohy, promítnuté na povrch Země. Tyto vzorky jsou zapisovány do paměti experimentu.



Obr. 1.2: Blokové schéma kompletní sestavy pro odhad parametrů dráhy.

Z paměti experimentu jsou vektory polohy čteny sekundárními algoritmy pro odhad parametrů dráhy pikosatelitu. Systém v současné době obsahuje tři bloky. První z nich odhaduje orbitální výšku, vázanou se střední rychlostí na oběžné dráze[10] a s dobou oběhu pikosateliu nebo počtem oběhů pikosatelitu za den. Druhý blok řeší parametry sklonu dráhy, tedy úhel RAAN a inklinaci. Třetí blok provádí filtraci stavových vektorů zapisovaných do paměti experimentu za účelem získání aktuální polohy pikosatelitu na oběžné dráze. Tento parametr je někdy přepočítán na úhel True Anomaly [14], [15].

Získané výsledné parametry drah se zapisují do paměti s patřičnými identifikátory času a pořadí experimentu. Uložené údaje jsou k dispozici pro čtení řídící jednotkou pikosatelitu připojenou přes komunikační sběrnici.

[8]Systém s počátkem v centru hmotnosti Země, vázaný, tedy rotující se Zemí.
[9]Systém inerciální, ve kterém také platí Kepleriánský model.
[10]Mean Motion.

1.4 Odhad orbitální výšky a rychlosti satelitu

Odhad doby obletu Země pikosatelitem se provádí podle vztahu 1.1, kde symbol Δt představuje časovou diferenci libovolných dvou stavových vektorů polohy uložených v paměti experimentu a symbol $\Delta\sigma$ jejich úhlovou diferenci. Fakt, že vektory neukazují skutečnou výšku oběžné dráhy, ale jsou promítnuty na povrch Země, nevadí.

$$\hat{T} = \Delta t \cdot \frac{360^\circ}{\Delta\sigma} \qquad [s; s, ^\circ] \tag{1.1}$$

Vektory zadané v kartézských souřadnicích je třeba převést do souřadnic polárních, kde je možné efektivně vypočítat úhlovou diferenci dvojic vektorů. Úhlové diference vektorů jsou vypočteny dle vztahu 1.2. Tento vztah není vhodný pro výpočet malých úhlových diferencí, neboť tak dochází k nezanedbatelné chybě. Pro případ řešeného projektu tento tvar postačí, neboť dvě po sobě jdoucí měření nelze pořídit příliš rychle za sebou.

$$\begin{aligned} \Delta\sigma &= acos[sin(\varphi 1) \cdot sin(\varphi 2) + cos(\varphi 1) \cdot cos(\varphi 2) \cdot cos(\Delta\vartheta)] \\ \varphi &= acos\left(\frac{z}{r_e}\right) - \frac{\pi}{2} \\ \vartheta &= atan\left(\frac{y}{x}\right) \end{aligned} \tag{1.2}$$

Získané hodnoty doby obletu pikosatelitu kolem Země $\hat{T}$ jsou průměrovány, tedy filtrovány dolní propustí po celou dobu experimentu, v případě nenulové úhlové diference. Výsledná hodnota je odhadem skutečné doby trvání obletu. Rozptyl této veličiny klesá s množstvím započtených dílčích hodnot.

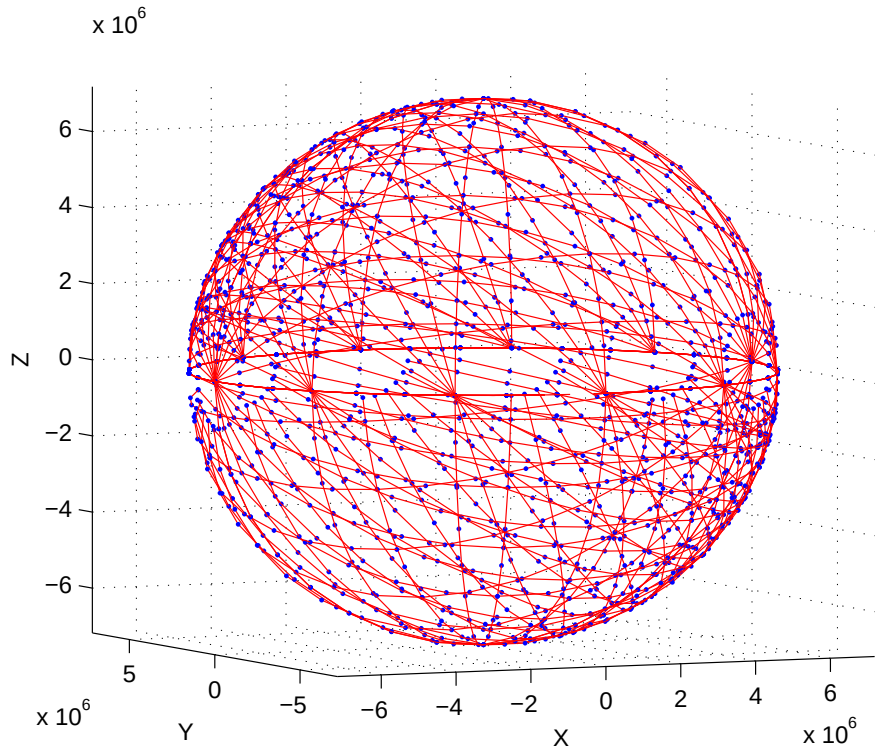
$$\hat{h} = \frac{\left(\frac{T\sqrt{\kappa M}}{2\pi}\right)^{2/3} - 1000 \cdot r_e}{1000} \qquad [km; s, m^3 kg^{-1} s^{-2}, kg, km] \tag{1.3}$$

Symbol $\kappa = 6,67 \cdot 10^{-11}\ m^3 kg^{-1} s^{-2}$ představuje gravitační konstantu, $M = 5,97 \cdot 10^{24}\ kg$ hmotnost Země a $r_e = 6378 \cdot 10^3\ m$ poloměr Země. Pro potřeby předání dat je možné získanou hodnotu převést do standardního tvaru udávajícího počet obletů za jeden den a nebo vyjádřit ekvivalentní výškou kruhového orbitu dle vztahu 1.3.

1.5 Odhad inklinace a parametru RAAN

Inklinace představuje úhel, pod kterým je nakloněná rovina orbitu vůči rovině referenční, v případě Země je referenční rovina totožná s rovinou rovníku. Úhel RAAN je měřen jako pootočení roviny orbitu kolem osy centrálního tělesa vůči referenčnímu Směru. Referenční směr je spojnice mezi středem Země a Slunce v první den jarní rovnodennosti.

Metoda odhadu obou úhlů vychází z tvrzení, že všechny body na jedné oběžné dráze, tedy všechny stavové vektory polohy, leží v rovině oběžné dráhy. Tyto vektory spolu nejsou nikdy kolineární a dají se tedy použít k určení směrnice roviny oběžné dráhy.



Obr. 1.3: Příklad výsledků odhadů pro různé kombinace parametrů. Modré body představují stavové vektory různých drah pikosatelitu, červené křivky jsou rekonstruované dráhy podle odhadnutých parametrů.

Stavové vektory jsou načteny v kartézském tvaru systému ECI, promítnuté na povrch Země. Tento fakt opět použitému principu nevadí, princip je nezávislý na skutečné délce (modulu) vektorů, lze použít i vektory normované na jednotkové.

$$\begin{bmatrix} dnx \\ dny \\ dnz \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_{n-1} \\ y_{n-1} \\ z_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ x_n & y_n & z_n \\ x_{n-1} & y_{n-1} & z_{n-1} \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} y_{n-1} \cdot z_n - z_{n-1} \cdot y_n \\ z_{n-1} \cdot x_n - x_{n-1} \cdot z_n \\ x_{n-1} \cdot y_n - y_{n-1} \cdot x_n \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Pomocí vektorového součinu dle vztahu 1.4 jsou určeny dílčí normálové vektory roviny oběžné dráhy pro všechny po sobě jdoucí dvojice stavových vektorů. Podle jejich úhlů natočení se stanoví inklinace a RAAN roviny oběžné dráhy pro každý případ dílčího normálového vektoru dle vztahu 1.5. Získají se tak dílčí inklinace a úhly RAAN.

$$d_i = acos(dnz)$$

$$d_{RAAN} = \begin{cases} Re\{acos[-dny/sin(d_i)]\} & \ldots \quad dnx/sin(d_i) >= 0 \\ Re\{360° - acos[-dny/sin(d_i)]\} & \ldots \quad dnx/sin(d_i) < 0 \end{cases} \quad (1.5)$$

Získané dílčí hodnoty inklinace a úhlu RAAN jsou poté průměrovány, tedy filtrovány dolní propustí po celou dobu experimentu. Výsledná hodnota je odhadem skutečné inklinace a úhlu RAAN. Rozptyl výsledků klesá s množstvím započtených dílčích hodnot.

Ukázka funkce algoritmu je naznačena na obr. 1.3. Pro všechny možné parametry dráhy, tedy $i \in < 0°; 90° >$ po krocích 15°, $\Omega \in < 0°; 360° >$ po krocích 30° byly generovány hodnoty stavových vektorů polohy a zpětně odhadnuty parametry dráhy.

1.6 Odhad aktuální fáze tělesa

Při odhadu aktuální polohy (fáze) tělesa na oběžné dráze se vychází z faktu, že důležité parametry dráhy byly odhadnuty v předchozím kroku. Známe tedy inklinaci, úhel RAAN a orbitální výšku nebo dobu obletu. Dráha se považuje za kruhovou. V tomto případě lze napsat soustavu rovnic pohybu pikosatelitu v parametrickém tvaru a řešit odhad jejich parametru (parametru křivky). Za tímto účelem byl sestaven a vyzkoušen algoritmus, který se funkčně podobá subsystému PLL.

Uvažujme postupně měřené hodnoty stavových vektorů v kartézských souřadnicích v systému ECI $[x, y, z]$ doplněných časovými značkami t. Dále uvažujme parametr křivky ψ dle vztahu 1.6, složený ze známé části, která se inkrementuje podle časových značek a z neznámé části $\hat{\phi}$, nabývající na začátku libovolné hodnoty.

$$\hat{\psi} = \hat{\phi} + t(n) \cdot \frac{360°}{T} \qquad n = 0, 1, ..., N \tag{1.6}$$

S tímto parametrem jsou vypočteny stavové vektory odhadované polohy $[\hat{x_e}, \hat{y_e}, \hat{z_e}]$ v průmětu na povrch Země dle vztahu 1.15. Stejným způsobem jsou ještě vypočteny posunuté stavové vektory $[\hat{x_r}, \hat{y_r}, \hat{z_r}]$ pro parametr $\psi r = \hat{\psi} + 90°$. Pro výpočet je vhodné použít stejný vztah namísto transformační matice, neboť jsou zde použity častokrát stejné goniometrické funkce stejných argumentů. Hodnoty tedy stačí předem vypočítat a pak pouze násobit. Posunutím vektorů přibývají pouze dva výpočty goniometrické funkce.

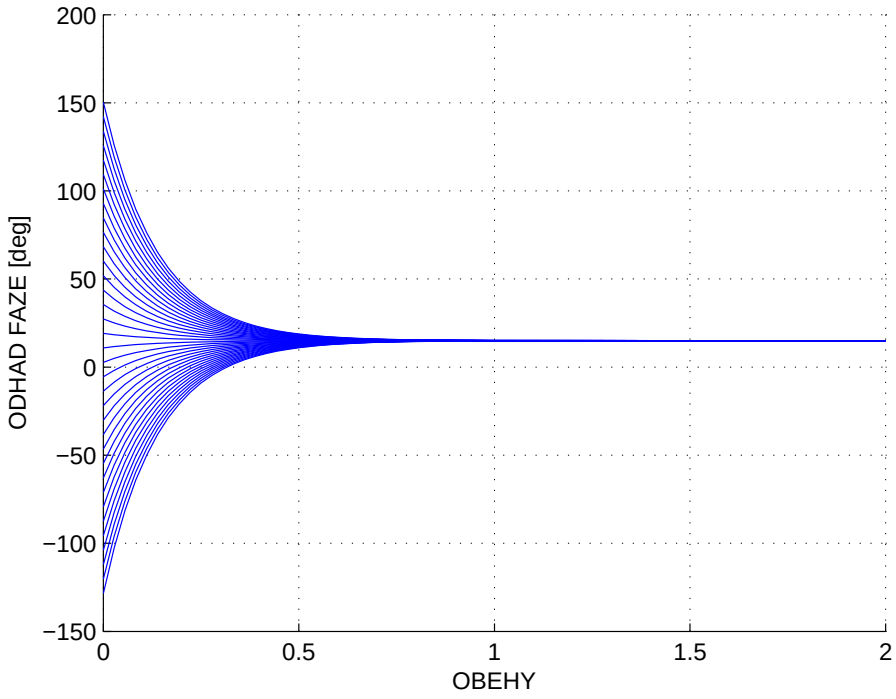
$$\begin{aligned} M1 &= \hat{x_e}x + \hat{y_e}y + \hat{z_e}z \\ M2 &= \hat{x_r}x + \hat{y_r}y + \hat{z_r}z \end{aligned} \tag{1.7}$$

Ze získaných vektorů jsou vypočteny skalární součiny dle vztahu 1.7. Hodnota součinu $M1$ je jednotková pro případ synchronizace odhadované dráhy tělesa na skutečnou, záporná pro posun 180° a nulová pro posun $+90°$ a $-90°$. Průběh tedy odpovídá funkci *cos* úhlu mezi oběma stavovými vektory. V případě součinu $M2$ je situace posunutá o 90° a průběh odpovídá funkci *sin* úhlu mezi vektory.

$$\hat{\phi_n} = \hat{\phi_{n-1}} + k \cdot atan\left(\frac{M2}{M1}\right) \qquad n = 1, 2, ..., N \tag{1.8}$$

Obě hodnoty jsou převedeny na úhlový argument a ten je přičítán k předchozí hodnotě odhadovaného úhlového posunu jednoduchým PI regulátorem dle vztahu 1.8. Hodnota zisku k byla určena experimentálně tak, aby došlo k ustálení odhadované hodnoty na

jedno desetinné místo před ukončením jednoho oběhu tělesa. Tuto hodnotu lze považovat za optimální z pohledu rychlosti ustálení a zároveň z pohledu filtrace chyb v pozorované poloze tělesa. Z pohledu stability je tato hodnota s velkou rezervou bezpečná, systém je stabilní i při asi desetině ustalovací doby. Optimální hodnota vyšla $k = 0,18$.



Obr. 1.4: Průběh ustálení odhadu parametru ϕ dráhy tělesa.

Funkce systému byla testována pro řadu úhlových diferencí v rozmezí $-180°$ až $180°$. Výsledky ustalování odhadované hodnoty jsou znázorněny na obr. 1.4. Při větším rozsahu úhlů dochází k zachycení na násobek $\hat{\phi}+k\cdot 360°$. Z tohoto důvodu bude vhodné zpracovávat výsledek v celočíselném tvaru modulo $360°$.

Pro získání okamžité pozice promítnuté na povrch Země v rámci ECEF (pro účely řešení zeměpisné polohy) je třeba odhadovanou pozici $[\hat{x_e}, \hat{y_e}, \hat{z_e}]$ přepočítat do tohoto rámce vhodnou transformační maticí.

1.7 Konverze vektorů ECEF do ECI

Data získaná pozorováním rádiových signálů pozemních vysílačů jsou vázaná na konkrétní místa na Zemi. Poloha těchto míst je dána geografickými souřadnicemi, nebo lze vyjádřit v kartézském systému odpovídajícímu referenčnímu rámci ECEF. Naopak pro práci s parametry dráhy pikosatelitu je třeba data převést do referenčního rámce ECI, který vyhovuje definici Kepleriánských prvků.

Referenční rámce ECEF a ECI mají shodnou referenční rovinu XY, v obou případech se uvažuje rovina zemského rovníku. Počátek obou systémů je v centru hmotnosti Země. Rozdíl je v natočení obou systémů podle osy Y, neboť rámec ECEF rotuje spolu se Zemí, naopak rámec ECI je fixován, vzhledem ke vzdáleným hvězdám. Vzájemný převod vektorů $[x, y, z]^T_{ECEF}$ a $[x, y, z]^T_{ECI}$ lze provést jejich násobením zleva transformační maticí $T^{ECEF}_{ECI}(\theta)$ dle vztahu 1.9.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{ECEF} = T^{ECEF}_{ECI}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{ECI} = \begin{bmatrix} cos\theta & sin\theta & 0 \\ -sin\theta & cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{ECI} \tag{1.9}$$

V tomto výrazu symbol θ představuje hodinový úhel mezi nultým poledníkem a směrem spojnice Země - Slunce v okamžik jarní rovnodennosti. Při malých demonstračních pokusech postačí relativní, méně přesný, výpočet hodinového úhlu, který přiřadí každým 24 hodinám úhel 360°.

Pro účely řešeného projektu však bude třeba přesnější a hlavně časově absolutní výpočet. K tomuto účelu bude třeba určit hvězdný čas, $GMST$[11], který přesně respektuje rotaci Země. Výpočet je možné provést na základě znalosti data a času ve formátu JD[12] nebo MJD[13] které jsou vzájemně snadno převoditelné podle vztahu 1.10. Datum ve formátu MJD spolu s UTC časem lze přímo získat z obsahu signálu RDS.

$$JD = MJD + 2400000.5 \tag{1.10}$$

V případě potřeby výpočtu MJD z běžného roku Y, měsíce $M \in < 1, 12 >$ a dne $D \in (1, 31)$ lze použít vztah 1.11. Symbol L je pomocná proměnná. Index 0 u MJD_0 symbolizuje nezahrnutí času do výpočtu. Čas se potom přičítá jako zlomek dne. Tento způsob výpočtu je použitelný v rozmezí od 1. března 1900 do 28. února 2100.

$$\begin{aligned} &MJD_0 = 14956 + D + \\ &+ floor[(Y - L) \cdot 365,25] + floor[(M + 1 + 12 \cdot L) \cdot 30,6001] \\ &L = \begin{cases} 1 & \dots \quad M = 1 \vee M = 2 \\ 0 & \dots \quad M > 2 \end{cases} \end{aligned} \tag{1.11}$$

Pro výpočet hvězdného času v požadovaný okamžik je třeba připravit doje data ve formátu JD dle vztahu 1.12. První výraz představuje přesný čas požadovaného okamžiku, posunutý vzhledem k 1. lednu 2000, 12h UTC, druhý výraz je stejně posunutý čas poslední půlnoci (JD bez zahrnutí času).

[11] Greenwich Mean Sideral Time

[12] Julian Day, den v Juliánském kalendáři.

[13] Julian Day, den v modifikovaném Juliánském kalendáři.

$$\begin{aligned} d &= JD - 2451545 \\ d_0 &= JD_0 - 2451545 \end{aligned} \tag{1.12}$$

Pro takto definovaná data existuje standardní výpočet pro hvězdný čas $GMST$ dle vztahu 1.13. Symboly h, m, s jsou hodina, minuta a sekunda UTC, výraz H představuje samotný čas bez data jako zlomek dne a T je počet století od roku 2000.

$$\begin{aligned} GMST &= pa + pb + pc + pd \qquad [hod] \\ pa &= 6,697374558 \\ pb &= 0,06570982441908 \cdot d_0 \\ pc &= 1,00273790935 \cdot H \\ pd &= 0,000026 \cdot T^2 \\ H &= h + m/60 + s/3600 \\ T &= d/36525 \end{aligned} \tag{1.13}$$

Potřebný hodinový úhel je získán odstraněním nejvyššího násobku $24h$ z výsledné hodnoty $GAST$ a převedením zbytku na podíl z 360°. V případě přepočtu vektorů rámce ECI na ECEF (určení místa na Zemi) je hodinový úhel brán kladně s přibývajícím časem, při obráceném převodu (určení místa na oběžné dráze) záporně.

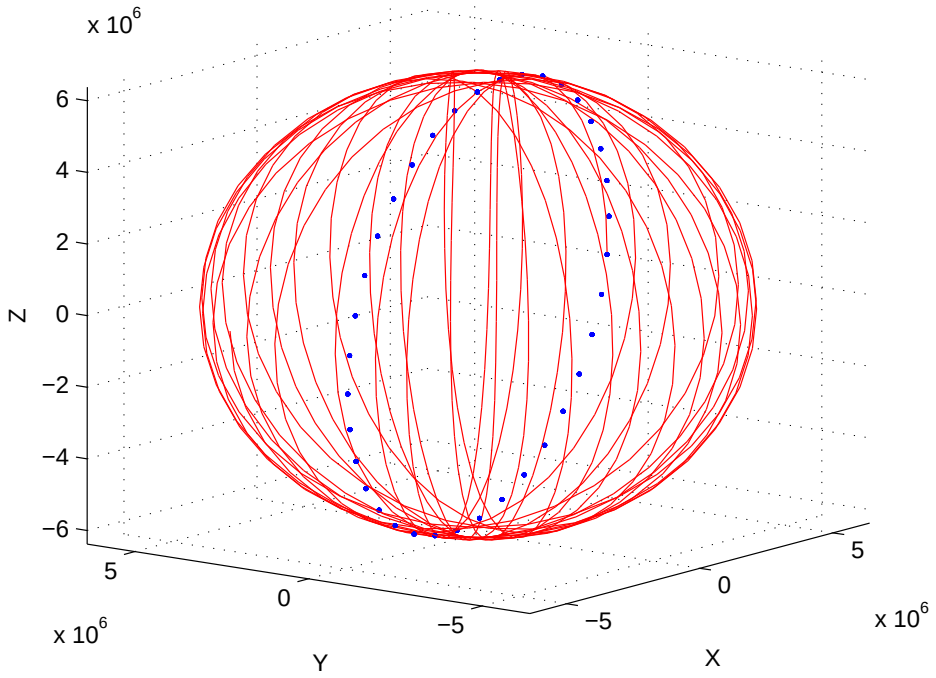
Uvedený výpočet patří k méně přesným, pro účely řešeného projektu však postačí. Přesnější metody výpočtu hodinového úhlu jsou založeny na čase $GAST$[14], který respektuje i některé poruchy pohybu zemského tělesa, jako je precese zemské osy a nutace. Uvedený výpočet je založen na průměrné hodnotě těchto přídavných (chybových) pohybů.

Na obrázku 1.5 je příklad projekce typické dráhy pikosatelitu typu CubeSat s inklinací 95° do systému ECEF. Modrými body je znázorněna dráha pikosatelitu v rámci ECI, červené křivky představují průmět 20 obletů do rámce ECEF.

1.8 Načítání údajů z mezinárodní databáze VKV stanic

Jednou z možností zjištění údajů o zachycených stanicích je využití standardních databází sloužících pro identifikaci nebo hledání signálů VKV rozhlasových stanic. Databáze je dostupná na webových rozhraních `http://www.fmlist.org` nebo `http://www.fmscan.org`, využívají ji také některé programy pro dálkový příjem. Obsah databáze je budován amatérskými příspěvky z celého světa, ovšem je velmi dobře organizován a udržován. Jiná řešení mimo tento způsob identifikace signálů jsou komplikovaná, např. by bylo nutné vyhledat vysílací společnosti a jejich prospekty ve více než 200 zemích a lokalitách dle ITU.

[14] Greenwich Apparent Sideral Time



Obr. 1.5: Příklad průmětu dráhy pikosatelitu v rámci ECI do rámce ECEF. Modré body představují dráhu pikosatelitu v rámci ECI, červené křivky představují průmět do rámce ECEF.

Údaje v databázi jsou rozděleny na jednotlivé země a lokality dle ITU, každý záznam popisuje jeden konkrétní vysílač. Záznam obsahuje několik datových polí, z nichž byla vybrána jako přínosná tyto pole:

- Frekvence - udávaná v MHz s 1 až 2 desetinnými místy.
- Vysílací výkon - udáván v kW, nad 1 kW celé číslo.
- Zeměpisná šířka - ve stupních, severní kladná.
- Zeměpisná délka - ve stupních, východní kladná.
- Kód RDS PI - 16bitové číslo v šestnáctkové soustavě.
- Dolní úhlová mez laloku - ve stupních.
- Horní úhlová mez laloku - ve stupních.

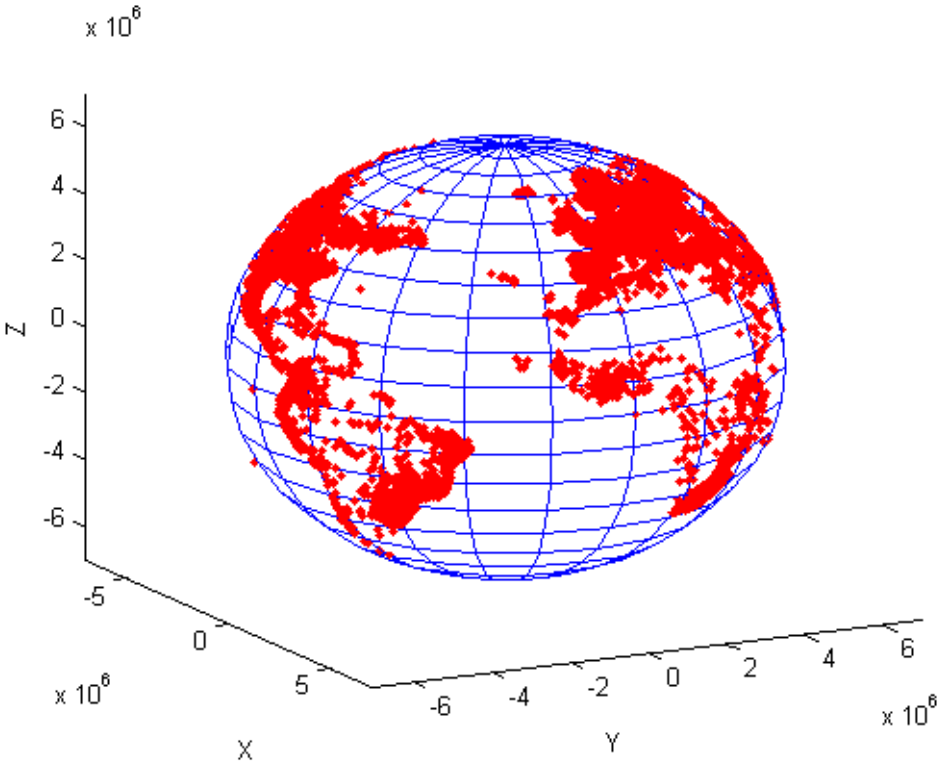
Postupně byly sestaveny dva skripty v jazyce Python pro načítání údajů z databáze. První využívá formát záznamů RDSDX[15]. Bohužel tento způsob se neosvědčil z důvodu chyby na serveru databáze, ve skriptu, který převádí zeměpisné souřadnice na Maidenhead

[15]Podle programu pro dálkový příjem který s tímto formátem pracuje.

lokátor. Vlivem chyby došlo ke zkreslení zeměpisných souřadnic načtených stanic. Vzhledem k tomu, že se jedná o chybu na vzdálené straně, nelze ji v dohledné době odstranit a je nutné najít jiný způsob.

Druhá varianta využívá prostý textový formát vzniklý zjednodušením HTML. Tento skript zpracoval údaje z 248 zemí, což představuje 109082 záznamů. Vlivem porušení formátu byly 3 záznamy vyřazeny a z důvodu chyby v zeměpisných souřadnicích dalších 1693. Připravený skript dále filtruje záznamy podle požadavků řešeného projektu. Odstraněno bylo 70555 záznamů z důvodu výkonu nižšího[16] než 1 kW a 1640 záznamů z důvodu vybočení z rozsahu přijímaných kmitočtů[17]. Ve výsledné projekci databáze zůstalo 36887 použitelných záznamů.

Vzhledem k tomu, že projekce databáze bude zpracovávána výpočetními skripty v systému MATLAB, byla uložena ve formě prostého CSV souboru, s dekadickými čísly oddělenými čárkou. Do dekadické podoby byly převedeny i RDS PI kódy, pokud kód chybí, je nahrazen číslem 0. Obsah projekce databáze byl ověřen jednoduchým výpočetním skriptem, který vizualizuje rozložení VKV stanic na globusu (obr. 1.6) a sestaví histogramy obsazení frekvencí a výkonů.



Obr. 1.6: Ukázka geografického rozmístění VKV stanic.

[16]Hodnotu lze upravit změnou konstanty.
[17]Frekvence odpovídající OIRT.

Takto připravená data budou využita na identifikaci přijatých signálů. V případě potřeby mohou být použita i na vytvoření jiné tabulky, která bude přiřazovat lokality jednotlivým ECC kódům[18]. Tento tvar je méně přesný, ale nezávislý na změnách ve struktuře vysílací sítě. Lze také očekávat úsporu paměti.

1.9 Simulace přijímaných signálů

Údaje načtené z databáze rozhlasových stanic jsou nejprve použity k umělému vytvoření struktury signálů v zadaném místě nad zemským povrchem. Tato struktura je potom základem k simulacím a testování vlastních algoritmů na odhad polohy družice.

Zeměpisné souřadnice všech vysílačů jsou načteny a převedeny do kartézského systému v rámci ECEF společně se zeměpisnými souřadnicemi a orbitální výškou přijímače. Pro všechny vysílače jsou postupně vypočteny diference v jednotlivých souřadných osách, vzdálenost (vztah 2.18) a elevační úhel (vztah 1.14) při pohledu od vysílače k přijímači. Vztah pro elevační úhel využívá kosinovou větu a je univerzální pro všechny polohy družice.

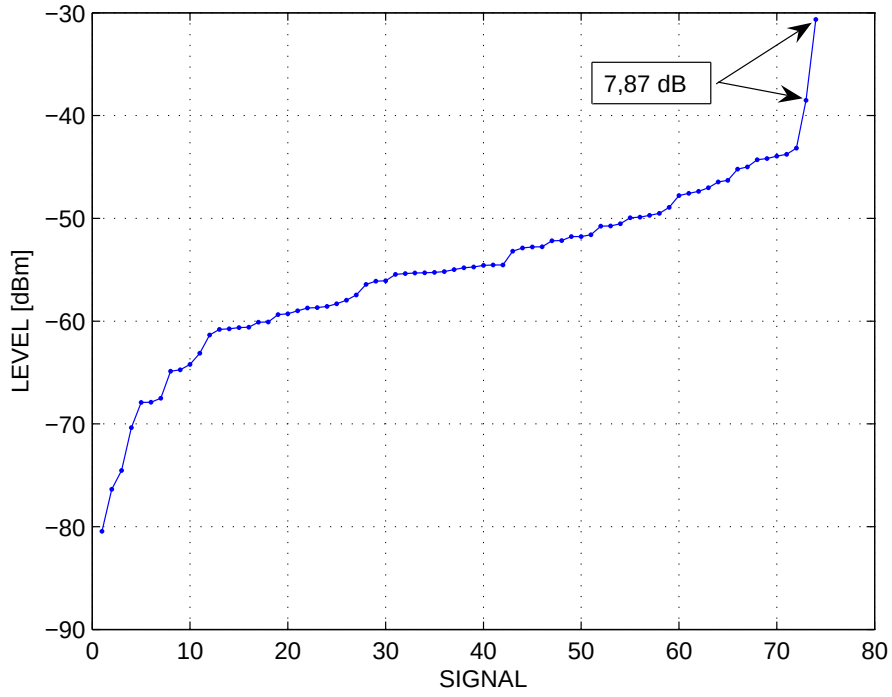
$$elev = acos\left[\frac{(r_e + h)^2 - dist^2 - r_e^2}{-2r_e \cdot dist}\right] \tag{1.14}$$

Stanice, kde vychází elevační úhel menší než 5°, jsou odfiltrovány jako stanice za obzorem. Tato hodnota vychází z praktických zkušeností při příjmu družicových signálů. Ve skutečnosti by měl být úhel záporný, neboť rádiový obzor na nízkých frekvencích kolem 100 MHz je vzdálenější, ovšem velmi roste vzdálenost spojení a objevuje zvýšený šum a mnoho dalších rušivých vlivů.

Pro takto vybrané stanice je počítána úroveň přijatého signálu s respektováním poklesu vyzářeného výkonu vysílače pro vyšší elevace (vztah 2.12), útlumu volného prostoru (vztah 2.16) a útlumu atmosféry (vztah 2.13). Stanice, u kterých vychází úroveň přijatého signálu nižší než plánovaných -90 dBm, jsou opět odfiltrovány. Výsledkem je soubor odpovídající struktuře signálů v místě příjmu pikosatelitu. Takto získaný soubor se předává do další části simulace, která představuje funkci přijímače na palubě pikosatelitu. Předávána jsou i některá data, která přijímač na pikosatelitu znát nebude, ale jsou použita pouze pro kontrolní a vizualizační účely.

Pro kontrolu je provedena grafická vizualizace pomocí mapy se znázorněním pozice pikosatelitu a stanic, jejichž signál se přijímá. Ukázka jednoho případu je uvedena v příloze této práce. Dále se graficky znázorňuje histogram obsazení frekvencí (také příklad uveden v příloze práce) a úrovňový diagram pro vybranou frekvenci (obr. 1.7). V tomto diagramu je možné pozorovat nejen kolik signálů se skládá, ale také jejich vzájemný úrovňový odstup. Diagram je sestaven z úrovní všech přijatých signálů na zvolené frekvenci seřazených vzestupně. Lze předpokládat, že signál nejvyšší úrovně, pokud ostatní jsou významně nižší, bude možné přijmout a plně dekódovat. Interferenční jevy signálů nejsou uvažovány.

[18] Tabulka ECC kódů je již sestavena, popsáno v příslušné části práce.



Obr. 1.7: Ukázka úrovňového diagramu přijatých signálů. Odstup nejvyššího signálu je vyznačen.

1.10 Příjem signálů a odhad stavových vektorů polohy

Simulace příjmu signálů na palubě pikosatelitu je založena na předem připraveném souboru dostupných signálů na dané pozici. Soubor se postupně načítá, přičemž je zaznamenána maximální úroveň signálu, PI kód RDS a pro kontrolu i souřadnice vysílače pro všechny frekvence, které je možné na přijímači naladit.

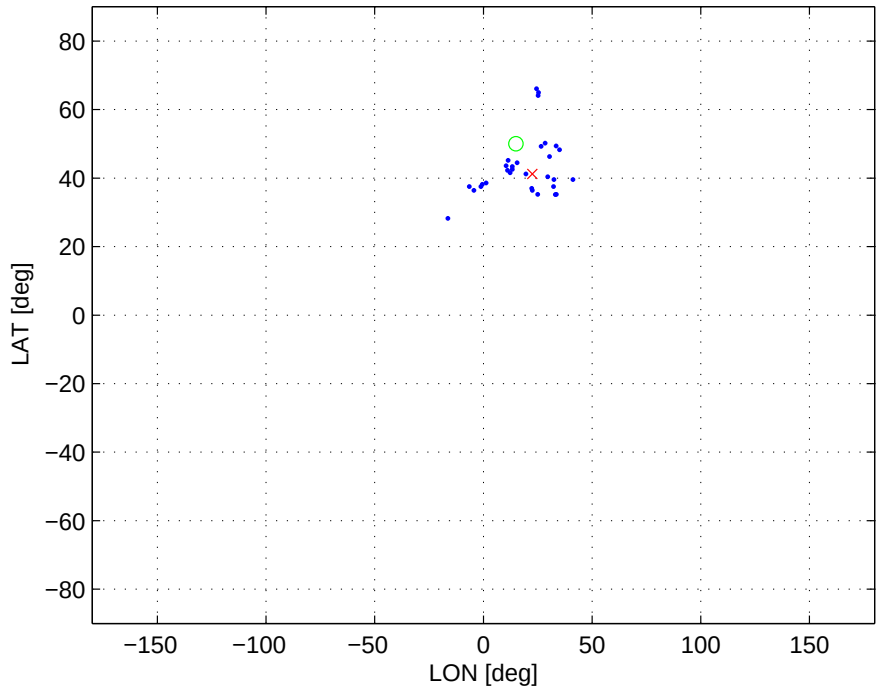
Zápis PI kódů se provádí tak, že výchozí hodnota na každé frekvenci je nulová (kód nedefinován), v případě nalezení dostatečně silného signálu je přepsán na nalezenou hodnotu. Aby k zápisu došlo, musí mít nalezený signál dostatečnou rezervu nad původně zaznamenanou úrovní na stejné frekvenci. Teoreticky musí být odstup alespoň 6 dB, použito bylo přísnější kritérium 10 dB. V případě nálezu signálu s menší rezervou je původní kód přepsán na nulu, stejně jako v případě nálezu slabšího signálu, než je původně zapsaná hodnota, porušujícího vzájemnou rezervu.

Vzhledem k tomu, že je zatím implementována pouze jednoduchá metoda využívající data ze systému RDS, je výsledné pole záznamů úrovní, PI kódů a souřadnic redukováno pouze na signály s definovaným kódem RDS.

Se znalostí souboru vybraných signálů se opět prochází databáze VKV stanic, kde se hledají všechny výskyty všech PI kódů všech přijatých signálů. Z databáze jsou zjišťovány zeměpisné souřadnice vysílačů, které se podílí na přijatých signálech. Výsledný odhad po-

zice příjmu se pak provádí aplikací funkce medián na obě souřadnice. Velice přibližně lze takto získat souřadnice v centru oblasti příjmu. Ukázka výsledků jednoho provedeného odhadu je znázorněna na obr. 1.8.

Obrázek byl pořízen pro pozici satelitu 50°SŠ, 10°VD, v místě velmi dobrého příjmu řady evropských stanic. Bohužel problémem je jejich nízký odstup úrovní a tedy vzájemné rušení. Interferenční jevy opět nejsou uvažovány.



Obr. 1.8: Ukázka výsledku odhadu pozice pikosatelitu.
Modré body značí stanice, ze kterých byl odhad proveden, tedy stanice s nerušeným příjmem signálu RDS. Červeným křížkem je označena výsledná odhadnutá pozice, zeleným kolečkem skutečná pozice.

V uvedeném případě je zpracováno 31 signálů s RDS PI kódem. Výsledná chyba v tomto případě není pro cílovou aplikaci kritická. Pro správnou funkci celého systému však bude třeba metodu odhadu pozice významně vylepšit. Nevýhodou je vazba pouze na RDS PI kód, jiné primární parametry, jako například obsazení národně specifických frekvencí nebo Dopplerův posun, nejsou využity. Problémem také zůstávají obtížně definovatelná rozhraní mezi pevninou s množstvím stanic a například oceánem bez stanic. Ve vývoji lepších metod pro odhad aktuální pozice pikosatelitu a využití všech informací dostupných z přijatých signálů je stále mnoho prostoru.

1.11 Umělé generování stavových vektorů polohy

Pro ladící účely byl připraven výpočetní skript pro umělé generování stavových vektorů polohy promítnutých na povrch Země pro jakoukoli dráhu. Předem je třeba zadat základní parametry, inklinaci, RAAN a orbitální výšku. Tento skript poslouží jako „zkušební signálový generátor" pro následující bloky sekundárních estimátorů. Hlavním úkolem je test algoritmů odhadů, zda výsledek není pro některé kombinace parametrů nestabilní. Další účel je v testování eliminace rozptylu vstupních stavových vektorů polohy, způsobeného chybovými veličinami předchozích bloků.

Stavové vektory polohy satelitu jsou vyjádřeny v kartézském souřadném systému ECI pomocí parametrické rovnice pro eliptickou dráhu dle vztahu 1.15. Zde symbol i představuje inklinaci, Ω úhel RAAN.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} cos(\psi) \cdot cos(\Omega) - sin(\psi) \cdot sin(\Omega) \cdot cos(i) \\ cos(\psi) \cdot sin(\Omega) + sin(\psi) \cdot cos(\Omega) \cdot cos(i) \\ sin(\psi) \cdot sin(i) \end{bmatrix} \tag{1.15}$$

Symbol ψ je parametr křivky a R délka hlavní poloosy, nebo poloměr kruhové dráhy. Oba parametry odpovídají vztahu 1.16. Zde h je výška oběžné dráhy, r_e poloměr Země a N počet úhlových kroků, na které je dráha rozdělena.

$$\begin{aligned} &R = 1000 \cdot (r_e + h) = 1000 \cdot (6378 + h) \quad [m; km, km] \\ &\psi = n \cdot 360/N \quad [^\circ; -, -] \quad n = 0, 1, ..., (N-1) \end{aligned} \tag{1.16}$$

K určení času od začátku experimentu jsou ještě přidány časové značky dle vztahu 1.17. Levý výraz představuje výpočet celkové doby oběhu satelitu z orbitální výšky, pravý výraz rozdělí čas oběhu na dílčí intervaly dle úhlových kroků parametru křivky.

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\kappa \cdot M}} \cdot \sqrt{[1000 \cdot (re + h)]^3} \qquad t = T \cdot \frac{\psi}{360} \tag{1.17}$$

V levém výrazu 1.17 symbol $\kappa = 6,67 \cdot 10^{-11}\ m^3 kg^{-1} s^{-2}$ představuje gravitační konstantu, symbol $M = 5,97 \cdot 10^{24}\ kg$ hmotnost Země, $r_e = 6378 \cdot 10^3\ m$ poloměr Země. Stavové vektory polohy pikosatelitu v systému ECI promítnuté na povrch Země jsou spolu s časovými značkami uloženy do souboru, který si načítají ostatní výpočetní skripty.

1.12 Řízení experimentu a zpracování výsledků

Funkce přijímače a mikropočítače pro jeho řízení a přímé zpracování dat bude na palubě pikosatelitu implementována jako experiment. Řídící počítač družice bude aktivovat funkci experimentu a číst stavová slova a výsledky prostřednictvím palubní sběrnice. Stejně tak řídící počítač rozhoduje, zda bude experiment připojen ke zdroji napájecího napětí.

Inicializace přijímače proběhne automaticky po zapnutí napájecího napětí. V krátké době poté bude signalizovat ve stavovém slově připravenost pro zahájení funkce příznakem

READY. Vlastní experiment je zahájen zápisem příkazu START řídícím počítačem. Od té doby je počítán relativní čas experimentu, k výpočtům a k přípravě časových značek.

Vlastní experiment probíhá ve smyčce, kde je uvažována doba 100 min nebo doba skutečného obletu družice (až bude známa) za časovou jednotku. V první časové jednotce probíhá cyklicky analýza spektra přijatého signálu, výběr vhodných signálů a analýza jejich obsahu. V případě neúspěchu je v další časové jednotce změněna metoda. V případě úspěchu je vypočítán potřebný počet stavových vektorů polohy promítnutých na povrch Země. Proběhne odhad orbitální výšky, inklinace a úhlu RAAN a další časová jednotka navazuje určením fáze (polohy) pikosatelitu na dráze.

Počet pokusů každé konkrétní metody lze změnit nastavením patřičného registru. Uvažuje se o počtu tří pokusů (tří časových jednotek) než je metoda prohlášena za neúspěšnou. Zápis o volbě metody a její úspěšnosti se zapisuje do stavového registru. Je-li nalezena úspěšná metoda, je zachována pro všechny časové jednotky až do konce experimentu. Další experimenty je pak možné přenastavit jen na tuto metodu.

Základní postup hledání signálů spočívá ve spektrální analýze signálu, výběru vhodných[19] signálů a v analýze jejich obsahu. V případě neúspěchu lze použít zrychlený režim, kdy se nalezený vhodný signál obsahově analyzuje bezprostředně po nalezení. Tento postup se hodí v případě příliš rychlých změn struktury zachycených signálů. Lze také použít náhodný režim, ve kterém je vždy vybrán jeden kmitočet předem nastavený podle předpokládané četnosti výskytu vhodných signálů, a poté se pouze čeká na zachycení datového rámce obsahu. Obsah zachycených signálů lze dále zpracovat metodami uvedenými v příslušné části práce.

Po skončení experimentu je opět nastaven příznak READY, na který reaguje řídící počítač načtením výsledků a stavových registrů. O relevanci zjištěných dat rozhodne řídící počítač na základě srovnání výsledků z opakování experimentu. Získaná data může použít pro svojí činnost, nebo je pouze evidovat v palubním deníku.

Spolu s výsledky odhadů je vhodné v deníku evidovat také údaje ze stavových registrů o úspěšnosti metod, jako například údaje o minimech a maximech výkonové spektrální hustoty v jednotlivých světových pásmech, počty zachycených stanic a počty přijatých datových rámců. Množství takto získaných dat je malé a přitom umožňuje plně pochopit veškeré děje spojené s příjmem a zpracováním signálů, včetně identifikace řady poruch.

[19] Popsáno v příslušné části práce.

2 Signály pozemních FM sítí

V této části jsou shrnuty informace o zdrojích signálů, které lze použít k získávání informací o čase a dráze letu pikosaletitu. Výběr signálů je podřízen možnosti jejich zachycení na nízkých oběžných drahách a obsahu použitelných informací. Na základě znalosti signálů byly odvozeny jejich parametry na oběžné dráze.

2.1 Signály mimo rozhlasové FM sítě

Ve frekvenčním pásmu $76,0 - 108,0\ MHz$ se mohou v celosvětovém měřítku vyskytnout (mimo rozhlasových stanic) dva druhy signálů. V některých zemích je okolí rozhlasových pásem používáno pro komunikační účely (zpravidla úzkopásmová FM komunikace), jinde pro přenos televizního signálu.

Příklad využití zmíněného pásma pro účely FM rozhlasu a úzkopásmových FM sítí (v ČR) je patrný z dokumentů [19], PV-P/5/10.2010-13, „Část plánu využití rádiového spektra pro kmitočtové pásmo 66-87,5 MHz" a dokument [20], PV-P/22/02.2007-3, „Část plánu využití rádiového spektra pro kmitočtové pásmo 87,5-146 MHz".

Z prvního dokumentu ($66 - 87,5\ MHz$) je z pohledu řešeného projektu zajímavá část nad 76 MHz. Zde je deklarováno využití kmitočtů pro pevnou a pohyblivou službu mimo letecké služby pro pohyblivé sítě ministerstva obrany. V uvedeném intervalu je definována řada dílčích intervalů přidělených různým modifikacím služeb. Podle kanálového rastru 25 kHz všech segmentů v zajímavém intervalu lze usuzovat na použití úzkopásmové FM modulace. Maximální EIRP výkon vysílače je vždy 10 W. Vzhledem ke způsobu použití a nízkým výkonům nejsou v tomto pásmu v ČR žádné zajímavé signály. Podobnou situaci lze předpokládat i v okolních státech.

Ve druhému vedeném dokumentu ČTÚ ($87,5 - 146\ MHz$) je zajímavé pouze vymezení segmentu pro FM rozhlas v kmitočtovém intervalu $87,5\ MHz$ až $108\ MHz$. V dokumentu je odkazováno na mezinárodní harmonizaci kmitočtů konferencemi ITU v Berlíně (2003) a v Ženevě (1984 a 2008).

V celém rozsahu přijímaných kmitočtů $76,0\ MHz$ až $108,0\ MHz$ se dále mohou objevit televizní kanály. V oblasti TV je národních odlišností mnohem více než u FM rozhlasu. Používáno je přes 15 různých kanálových rastrů různé šířky kanálu (dnes především 6, 7 a 8 MHz) a různé televizní přenosové systémy, analogové a digitální. Situace se také rychle mění s ohledem na současný vývoj nových digitálních systémů. Jedinou možností využití těchto signálů se stávajícím technickým vybavením je rozpoznání tvaru spektra těchto signálů a identifikace přenosového systému a šířky pásma. V pokročilých verzích zpracovávaného projektu by bylo možné uvažovat i o univerzálním tuneru schopném plnohodnotně přijmout i televizní signály a identifikovat je podle přenášených dat. Obě tato řešení jsou však již mimo rozsah předkládané práce, zde je třeba signály pouze dostatečně spolehlivě vyloučit z pozorování. To je provedeno hledáním „povinných" složek přenášeného signálu nebo velmi hrubou identifikací tvaru spektra.

2.2 Signály rozhlasových FM sítí

Pro účely předkládané práce jsou zajímavé především signály VKV FM rozhlasu, jednak z důvodu dostupnosti velmi miniaturizovaných moderních přijímacích obvodů, ale hlavně z důvodu vysokého vysílacího výkonu stanic, prakticky celosvětového pokrytí s drobnými národními odlišnostmi a z důvodu struktury přenášených informací.

Rozhlasové VKV vysílání je v různých zemích provozováno ve třech různých pásmech. Frekvenční rozsahy jednotlivých pásem jsou uvedeny v tab. 2.1. Národní odlišnosti stanic můžeme najít také ve způsobu přidělování kmitočtů. Za základní kmitočtový krok lze dnes považovat 100 kHz, což odpovídá dohodě ze ženevské konference. Některé státy využívají pro tvorbu kmitočtů liché, jiné sudé nebo smíšené násobky tohoto kroku. V některých vzácných případech se stále mohou vyskytnout stanice, používající starý[20], původní krok 50 kHz. Informaci o umístění zachycené stanice do kmitočtového rastru lze také považovat za přínosnou informaci, neboť frekvenční posun vlivem Dopplerova posunu je vždy mnohem menší než nejmenší kmitočtový krok. Pro takovéto vyhodnocení zachyceného signálu postačí i velmi nízká vstupní úroveň.

Pro získání detailního přehledu o situaci byla využita celosvětová databáze FM vysílačů. Výsledky jejího zpracování budou shrnuty v další části této práce.

Symbol	Od/MHz	Do/MHz	Využití
CCIR	85,5	108,0	Většina Evropy, Amerika
JAP	76,0	90,0	Japonsko, Austrálie
OIRT	65,8	74,0	Několik zemí v Evropě

Tab. 2.1: Světová pásma pro vysílání VKV FM rozhlasu.

Pomocí popisovaného přijímače v této práci je možné přijímat signály o frekvenčním rozsahu $76,0\ MHz$ až $108,0\ MHz$. Z tohoto důvodu je pásmo OIRT pro východní Evropu z dalšího návrhu vyloučeno. Přestože přijímací obvody rozšířené i o toto pásmo existují, vzhledem jeho malé rozšířenosti a krátké perspektivě nebude tato varianta zkoumána.

2.3 Informační obsah signálů rozhlasových FM sítí

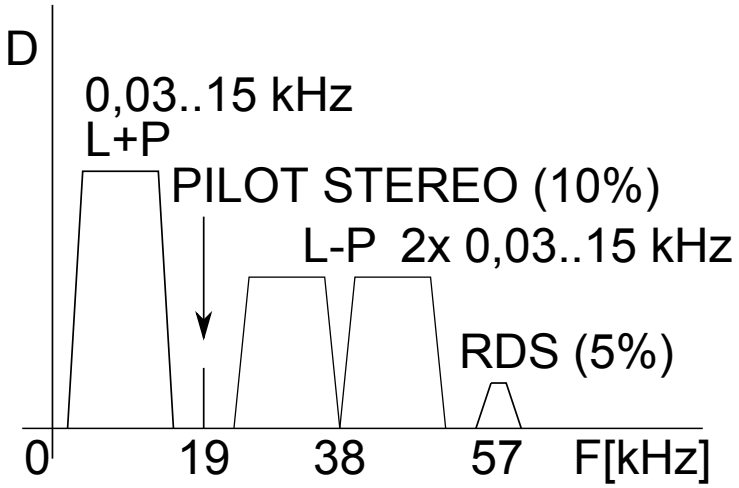
Signál FM stanice má standardní strukturu, která se mění jen minimálně. Nosná vlna vysílače je modulována signálem MPX[21] špičkovým[22] modulačním zdvihem $\pm 75\ kHz$. Struktura tohoto signálu je uvedena na obr. 2.1.

V základním pásmu do 15 kHz se přenáší monofonní vysílání (zvukově $L + P$) z důvodu zachování kompatibility s monofonními přijímači. Stereofonní přenos je doplněn pomocí rozdílové složky $L - P$ modulované DSB na nosné frekvenci 38 kHz. Pro indikaci přítomnosti rozdílové složky (stereofonního provozu) a pro obnovu nosné vlny je doplněn pilotní signál 19 kHz. V některých zemích monofonní provoz zcela vymizel, v jiných se

[20] Stav před ženevskou konferencí, dnes např. Itálie.

[21] Multiplex dílčích složek signálu stanice.

[22] V definovaných případech lze omezeně krátkodobě překročit.



Obr. 2.1: Struktura signálu MPX rozhlasové stanice.

u vybraných stanic stále používá. Přítomnost pilotního signálu je možno zde popisovaným přijímačem identifikovat a využít k poměrně spolehlivé identifikaci, zda se jedná o signál rozhlasové stanice. (Monofonní stanice pak nelze sledovat.)

Další složkou bývá doprovodný datový kanál RDS[23] sloužící pro automatickou identifikaci stanice a přenos doplňkových informací [18], [21]. K přenosu se používá D-BPSK modulace rychlostí $1187,5\ Bd$. Řadu přenášených informací lze využít pro účely předkládaného projektu. Zpracování konkrétních dat ze systému RDS je věnována zvláštní část práce. Japonské stanice systém RDS nepoužívají.

Americké stanice mohou v signálu MPX přenášet ještě další složky modulované na vyšších subnosných kmitočtech. Přítomnost těchto složek neovlivní výše popsané funkce. Vzhledem k neustálenému obsahu vyšších složek nebude jejich obsah nadále zkoumán.

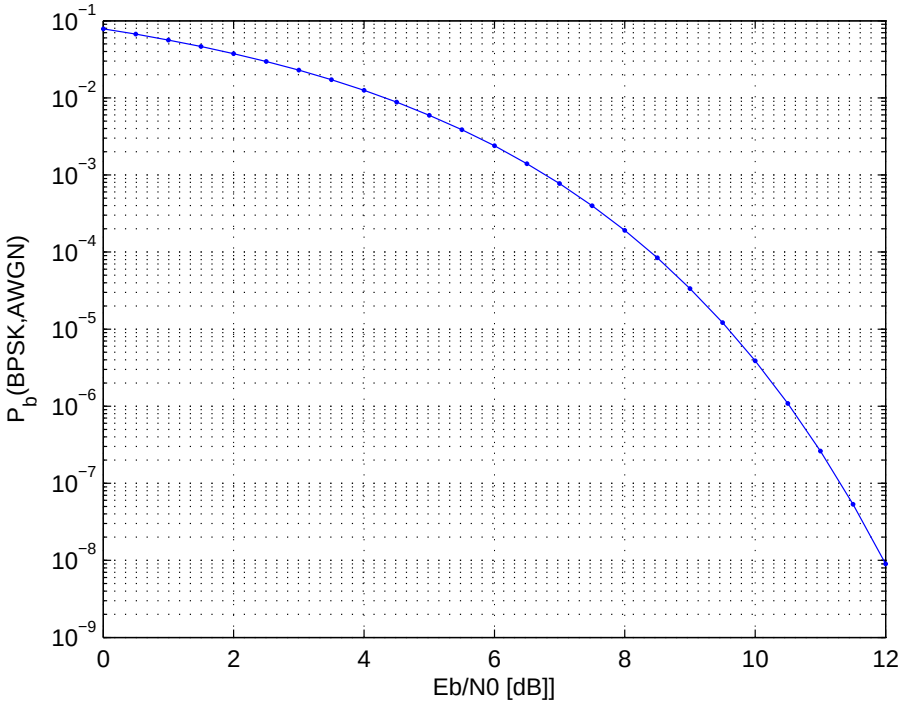
2.4 Vliv šumu na příjem signálů z pozemních sítí

V průběhu přenosu je k rádiovému signálu přidán šum přenosového kanálu, který ovlivní i odstup signál-šum demodulovaného signálu MPX, následně také chybovost demodulovaných dat přenášených signálem RDS [8].

Základní teoretický model vlivu AWGN šumu na chybovost signálu BPSK je definován vztahem 2.1, jako závislost pravděpodobnosti chyby v přenášeném bitu na odstupu signál-šum přijatého signálu. Tento odstup lze vyjádřit jako poměr výkonu užitečného signálu vůči výkonu šumu nebo jako poměr E_B/N_0. Grafické znázornění závislosti je na obr. 2.2.

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{P_S}{P_N} \cdot \frac{B}{f_B}}\right) = \frac{1}{2} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{P_S}{P_N} \cdot \frac{2375}{1187,5}}\right) \quad (2.1)$$

[23]Systém RBDS v USA je prakticky shodný s evropským systémem RDS.



Obr. 2.2: Teoretická závislost pravděpodobnosti chyby na poměru Eb/No u BPSK.

Přijímaná data získaná demodulací signálu RDS jsou kontrolována a opravována pomocí CRC kódu [18]. Tento kód je přenášen v podobě přídavných 10 bitů ke každému datovému bloku dlouhému 16 bitů. Zabezpečovací kód je čistě blokový, mezi následujícími bloky se žádná data nepřenáší. Ke každému zabezpečovacímu slovu je přičteno ofsetové slovo sloužící k identifikaci datového bloku uvnitř skupiny. Přičtení ofsetových slov nijak neovlivňuje opravnou schopnost zabezpečovacího kódu. Tento způsob zabezpečení umožňuje identifikovat, či opravit, následující druhy chyb:

- Detekce chyb dlouhých 1 nebo 2 bity v jednom bloku.
- Detekce shluků chyb dlouhých maximálně 10 bitů v bloku.
- Detekce 99,8 % shluků chyb dlouhých 11 bitů v bloku.
- Detekce 99,9 % shluků chyb delších než 11 bitů v bloku.
- Oprava shluků chyb dlouhých maximálně 5 bitů v bloku.

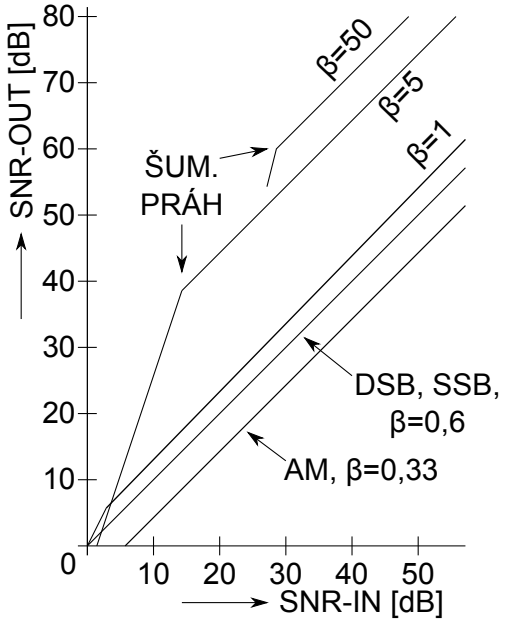
Zabezpečení dat tímto kódem pro potřeby předkládaného projektu velmi dobře vyhoví a zajistí spolehlivý příjem systému RDS v případě, že primární FM demodulátor pracuje nad jeho šumovým prahem. Při nižších úrovních přijatého signálu podíl šumu rychle[24] stoupá. Zde opravný kód přestává pracovat a dochází ke ztrátě dat.

[24]V literatuře (např. [8]) se uvádí cca 3x strměji než nad šumovým prahem, bráno v dB měřítku.

Vzhledem k tomu, že použitá primární FM modulace používá maximální modulační zdvih $\Delta f = 75\ kHz$ a maximální přenášený kmitočet odpovídající horní hranici signálu RDS je $f_{MAX} \doteq 59\ kHz$, vychází modulační index dle vztahu 2.2 $\beta > 1$. Z tohoto důvodu lze považovat primární FM modulaci již za širokopásmovou [8].

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_{MAX}} = \frac{75 \cdot 10^3}{59 \cdot 10^3} = 1,27 \tag{2.2}$$

U širokopásmových FM modulací, pokud demodulátor pracuje nad šumovým prahem, dochází ke zvýšení odstupu signál-šum za demodulátorem oproti odstupu před demodulátorem. Míra zlepšení odstupu signál-šum souvisí s velikostí modulačního indexu konkrétní použité FM modulace a bývá nazývána širokopásmový zisk.



Obr. 2.3: Srovnání širokopásmového zisku různých modulací.

Uvažujme na vstupu demodulátoru signál složený z podílu užitečného signálu o výkonu S_{IN} a podílu šumu o velikosti N_{IN}. Obě složky jsou definovány vztahem 2.3. Zde výraz A_C^2 představuje amplitudu nosné vlny a výraz SNR_{IN} odstup signál-šum za demodulátorem. Jako příklad jsou za výrazy dosazeny hodnoty, které demonstrují princip, ale nezkreslí výsledek. Řád číselných hodnot v tomto případě nehraje roli.

$$\begin{aligned} S_{IN} &= \frac{A_C^2}{2} = \frac{1}{2} \quad [W] \\ N_{IN} &= \frac{S_{IN}}{SNR_{IN}} = \frac{0,5}{100} = 0,005 \quad [W] \end{aligned} \tag{2.3}$$

Dále můžeme definovat výkon signálu za FM demodulátorem S_{OUT} vztahem 2.4. Proces demodulace není lineární, hodnota výstupního výkonu nezávisí na vstupním výkonu, ale

na kmitočtovém zdvihu modulovaného signálu. Výraz k_F představuje konstantu demodulátoru, předpokládající amplitudu demodulovaného signálu rovnu 1 V, v případě dosažení špičkového kmitočtového zdvihu. Zdvih je vyjádřen v rozměru úhlové frekvence.

$$\begin{aligned} S_{OUT} &= \frac{k_F^2}{2} = \frac{4,712 \cdot 10^5}{2} = 1,11 \cdot 10^{11} \quad [W] \\ k_F &= 2\pi \cdot \Delta f = 2\pi \cdot 75 \cdot 10^3 = 4,712 \cdot 10^5 \quad [s^{-1}V^{-1}] \end{aligned} \tag{2.4}$$

Šum na vstupu demodulátoru je vyjádřen jako spektrální šumová hustota v intervalu odpovídajícímu dvojnásobku maximální úhlové frekvence modulačního signálu. Dvojnásobek je z důvodu dvoustranného spektra v okolí nosné.

$$N_0 = \frac{\pi N_{IN}}{\omega_{MAX}} = \frac{0,005\pi}{2\pi \cdot 59 \cdot 10^3} = 4,23 \cdot 10^{-8} \quad [Ws] \tag{2.5}$$

Spektrální šumová hustota na výstupu je odvozena pomocí úvahy o komplexním šumu, který se přidává k nosné vlně bez modulace. Šum lze rozdělit na množství úzkopásmových elementů, vliv šumu se pak řeší pro každý element odděleně. Vlivem každého elementu dochází k náhodnému posunu koncového bodu vektoru nosné vlny v komplexní rovině všemi směry. Tím dochází ke změnám fáze ovlivňujícím výstupní signál demodulátoru. Čím frekvenčně vyšší elementární pásmo je řešeno, tím je změna výstupního napětí vyšší. Strmost závislosti je dána konstantou demodulátoru k_F.

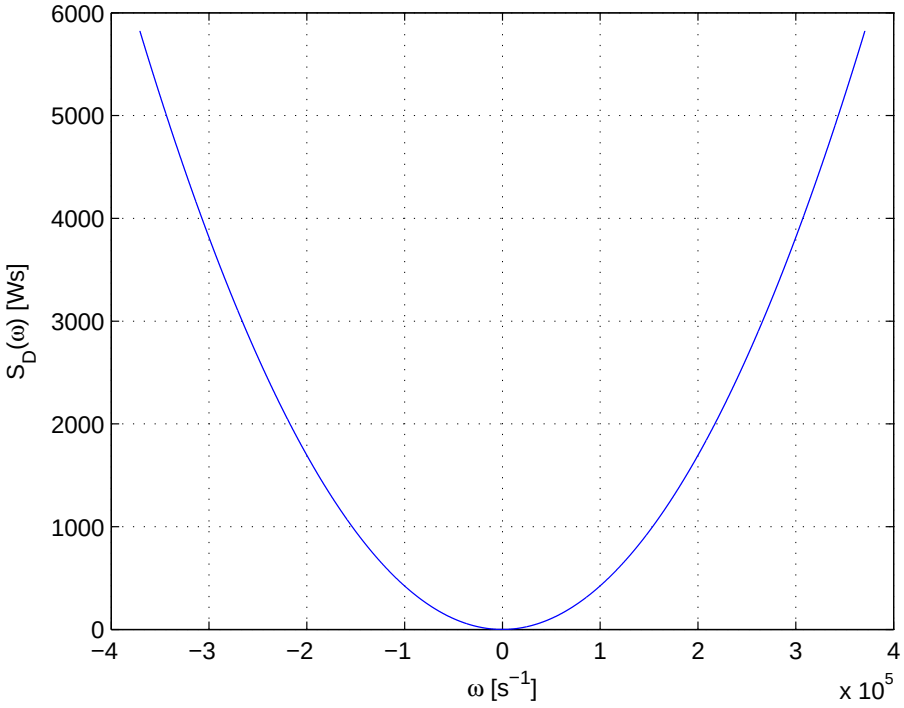
$$S_D(\omega) = \frac{\omega^2}{A_C^2} \cdot N_0 = \omega^2 \cdot 4,23 \cdot 10^{-8} \quad [Ws] \tag{2.6}$$

Spektrální šumovou hustotu na výstupu demodulátoru lze vyjádřit vztahem 2.6. Závislost této hustoty na úhlové frekvenci je znázorněna na obr. 2.4. Tvar průběhu je parabolický, v literatuře je označován jako parabolické spektrum šumu za FM demodulátorem. V některých pramenech (např. [8]) se uvádí také trojúhelníkové spektrum, což je tvar průběhu v rozměru napětí. Stejný tvar spektra byl nezávisle ověřen také simulací FM demodulátoru, kde na vstupu byla nosná vlna s přidaným AWGN šumem.

Výkon šumu za demodulátorem lze určit integrací spektrální hustoty S_D v intervalu úhlových frekvencí 0 až ω_{MAX}. Interval je dán filtrací dolní propustí signálu za demodulátorem, který odstraní vysoké spektrální složky.

$$\begin{aligned} N_{OUT} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega MAX} S_D(\omega) d\omega = \frac{4,23 \cdot 10^{-8}}{2\pi} \int_0^{59 \cdot 10^3} \omega^2 d\omega \quad [W] \\ N_{OUT} &= \frac{N_0}{3\pi \cdot A_C^2} \cdot \omega_{MAX}^3 = \frac{4,23 \cdot 10^{-8}}{3\pi} \cdot (3,71 \cdot 10^5)^3 = 2,29 \cdot 10^8 \quad [W] \end{aligned} \tag{2.7}$$

Ze získaných hodnot lze vyjádřit výstupní poměr signál-šum za demodulátorem a odvodit výraz pro širokopásmový zisk. Dle vztahu 2.8 vychází vylepšení odstupu signál-šum



Obr. 2.4: Spektrální šumová hustota na výstupu FM demodulátoru.

za demodulátorem $6,9\ dB$. Tato hodnota je ve shodě s empirickými vztahy uváděnými v literatuře, kde se uvádí hodnota $3 \cdot \beta^2$. Její odvození bylo provedeno z důvodu ověření správnosti postupu, který byl dále upraven.

$$\begin{aligned} SNR_O &= \frac{S_{OUT}}{N_{OUT}} = \frac{1,11 \cdot 10^1 1}{2,29 \cdot 10^8} = 484,8 \quad \approx \quad 26,8\ dB \\ \frac{SNR_O}{SNR_I} &= \frac{484,8}{100} = 4,85 \quad \approx \quad 6,9\ dB \end{aligned} \tag{2.8}$$

Signál přenášející RDS data jako složka signálu MPX není ještě signál v základním pásmu. Po FM demodulaci je signál MPX dále filtrován digitálním filtrem s přenosem dle vztahu 2.9, za kterým následuje BPSK demodulátor. Z přenosu tohoto filtru byla odvozena efektivní šumová šířka pásma $2375\ Hz$. Tímto filtrem bude šum na vstupu demodulátoru BPSK opět redukován, čímž se odstup signál-šum z hlediska příjmu RDS opět zvýší.

$$H_T(f) = \begin{cases} cos\frac{\pi \cdot f \cdot t_d}{4} & \text{pro} \quad 0 \leq f \leq \frac{2}{t_d} \\ 0 & \text{pro} \quad f > \frac{2}{t_d} \end{cases} \qquad \ldots \quad t_d = \frac{1}{1187,5} \quad [s] \tag{2.9}$$

Výpočet zlepšení poměru signál-šum pro signál RDS byl vypočten ze vztahů 2.7 a 2.8 se změnou integračních mezí. Centrální kmitočet signálu RDS je $57\ kHz$, integrační

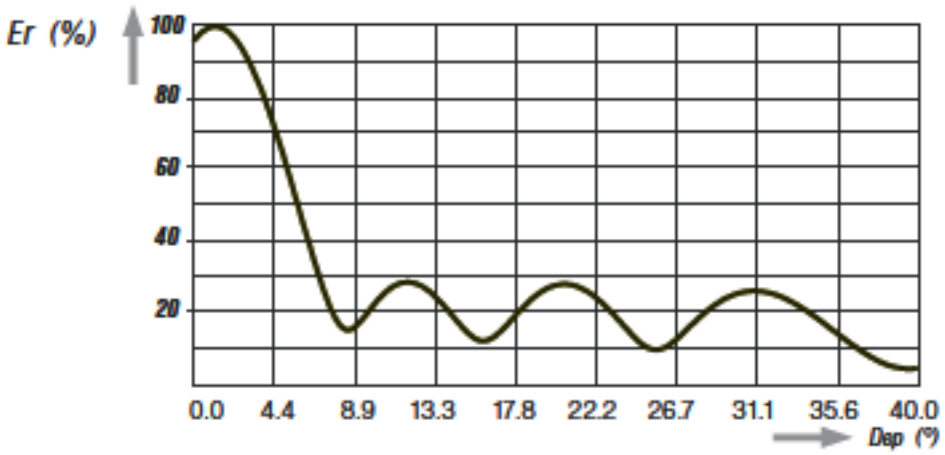
meze tedy vychází 55, 8125 kHz až 58, 1875 kHz. Další úprava se týkala výkonu užitečné složky přijatého signálu, tedy vztahu 2.4. Signál RDS je vkládán do FM multiplexu s váhou kmitočtového zdvihu 5 %, což poměry velmi zhorší. Výkon užitečné složky signálu klesne s kvadrátem uvedené váhy. Výsledkem je zhoršení odstupu signál-šum na výstupu filtru signálu RDS proti vstupnímu signálu přijímače o $-9,7\ dB$. Pro pravděpodobnost bitové chyby v RDS datech menší než 1 % bude tedy třeba na vstupu přijímače, dle vztahu 2.1, odstup signál-šum vyšší než 11 dB.

$$\frac{SNR_{OUT}}{SNR_{IN}} = \frac{2,78 \cdot 10^8 / 2,59 \cdot 10^7}{100} = 0,108 \quad \approx \quad -9,7\ dB \tag{2.10}$$

Vzhledem k tomu, že signál RDS je zpracováván jako sekundární modulace, celkový přenosový řetězec obsahuje více bloků, které nejsou ideální a nelze ani počítat s přítomností Gaussova šumu, platí tento model jen ve velmi omezeném rozsahu odstupů SNR. Z tohoto důvodu pro další řešení příjmu signálu RDS nebyl tento model použit, ale byla změřena charakteristika $Pb \doteq BER(L_{IN})$ celého přijímače. Výsledky a metoda měření jsou uvedeny v části práce týkající se ověření vlastností přijímače.

2.5 Vliv směrové vyzařovací charakteristiky vysílačů

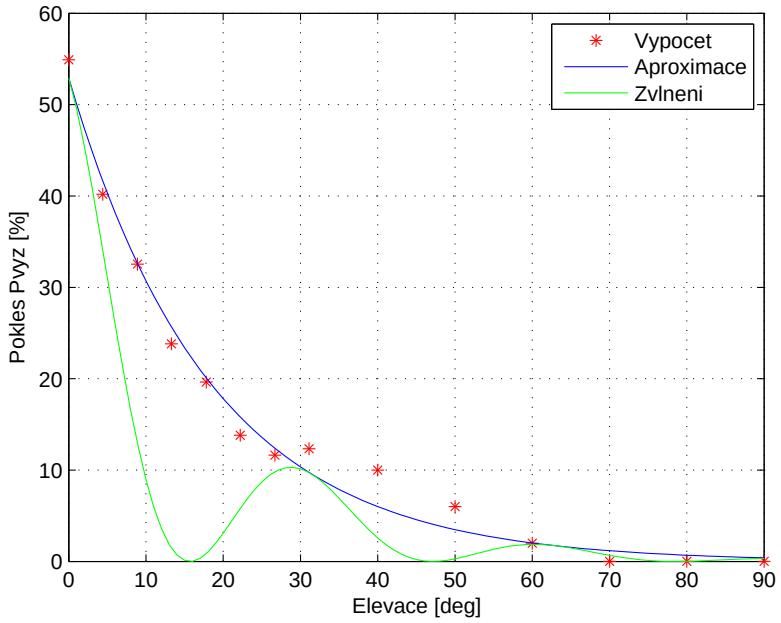
Výkon rozhlasových vysílačů je udáván v řadě seznamů publikovaných stanicemi a provozovateli vysílačů a rozhlasových sítí. Stejně tak je možné využít mezinárodní souhrnnou databázi. Výkon vysílače se obvykle udává jako ERP v jednotkách kW. Rozhlasové vysílače pracují s výkony v rozmezí cca $0,02\ kW$ do $400\ kW$. Výskyt velkých vysílačů s výkony v řádu $100\ kW$ je častý. Horní mez výkonu je v různých zemích různá v závislosti na geografických podmínkách a rozloze pokrytého území (ČR $100\ kW$; Polsko $120\ kW$; Německo $200\ kW$; Francie nebo Španělsko $400\ kW$; Anglie $250\ kW$; USA $200\ kW$).



Obr. 2.5: Příklad verikální vyzařovací charakteristiky velkého VKV FM vysílače. Převzato z materiálů Elti FM Equipment.

Směrová vyzařovací charakteristika vysílačů je dnes optimalizovaná z hlediska pokrytí signálem. U velkých vysílačů se používají fázované řady antén, které umožňují nastavit nejen tvar směrové vyzařovací charakteristiky v horizontální rovině, ale také úpravu tvaru vertikální vyzařovací charakteristiky [26], [25].

V některých případech se používají zvláštní úpravy vertikálního vyzařovacího diagramu. Opatření nazývané „beam tilt", naklápění paprsku, slouží ke sklonění maxima vyzařovacího diagramu dolů, a tím k lepšímu využití vyzařovaného výkonu. Úhly náklonu představují jednotky stupňů. V některých případech se vyskytuje také opatření „zero filling", vyplňování nul, kdy jsou zmírňována minima signálu daná zakřivením vyzařovací charakteristiky. Zlepší se tak rovnoměrnost pokrytí signálem v těsné blízkosti vysílačů. Vzhledem k velikosti vysílacích výkonů tato opatření nebudou mít podstatný negativní vliv na příjem signálu na palubě satelitu.



Obr. 2.6: Idealizovaná vyzařovací charakteristika vysílače ve vertikální rovině.

Rozložení vyzařovaného výkonu ve vertikálním směru se zpravidla udává jako pokles výkonu v závislosti na elevaci, označované jako „depression angle". Je to úhel, který svírá spojnice přijímače a středu vysílací anténní soustavy a rovina procházející tímto středem. Charakteristiky se obvykle vynáší v procentech ERP a bývají definovány v mezích 0° až 40°. Typický tvar vyzařovací charakteristiky ve vertikální rovině je znázorněn na obr. 2.5. Průběh vykazuje maximum při elevačním úhlu 0°, směrem k vyšším úhlům klesá. Postranní laloky můžeme pozorovat v podobě periodických výkyvů průběhu u vyšších úhlů. Podobný tvar lze předpokládat i při úhlech nad 40°, postranní laloky není možné potlačit úplně. Ztráta výkonu tímto způsobem, nebo vznik interferencí při takovémto omezení, již není z hlediska provozu vysílače podstatná.

Ve výpočtech energetické bilance byla použita idealizovaná podoba vyzařovací charakteristiky neobsahující minima, složená z typických hodnot poklesu vyzářeného výkonu znázorněná na obr. 2.6. Její průběh je definován funkcí 2.11, která nejlépe popisuje typické hodnoty poklesu vyzářeného výkonu. Pro účely studia vlivu minim byla sestavena další funkce 2.12, kde jsou uměle přidána charakteristická minima. Její průběh je v grafu 2.6 znázorněn zvlněnou čarou.

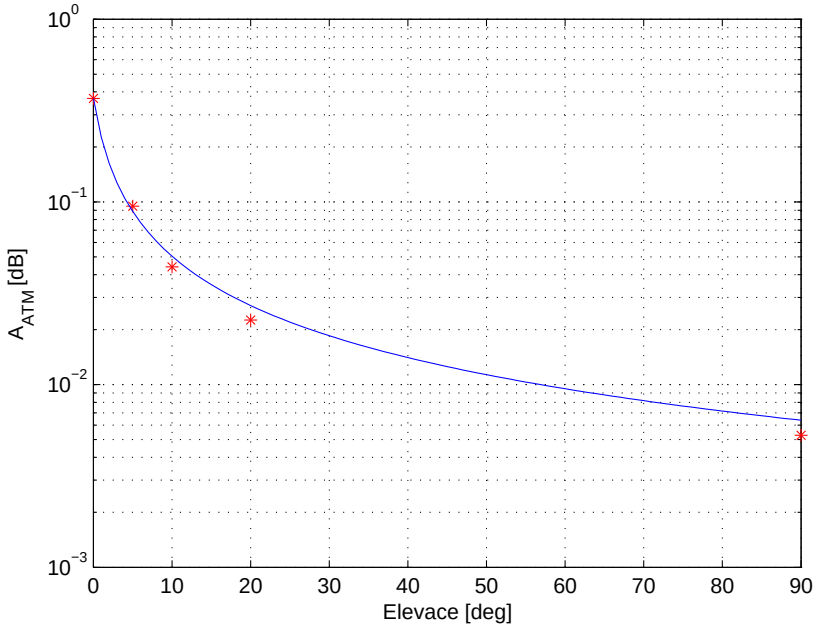
$$k_P(elev) = 52,9245 \cdot e^{-0,0544 \cdot elev} \quad [\%; deg] \quad 0° \leq elev \leq 90° \tag{2.11}$$

$$k_P(elev) = 52,9245 \cdot e^{-0,0544 \cdot elev} \cdot cos(elev/10)^2 \quad [\%; deg] \quad 0° \leq elev \leq 90° \tag{2.12}$$

Tímto způsobem byly srovnány parametry kompletních anténních systémů vyráběných tradiční slovinskou firmou Elti FM Equipment, zabývající se výrobou systémů pro rozhlasové vysílání. Důvodem volby tohoto informačního zdroje byly velmi dobře zpracované technické informační materiály jednotlivých komponent i celých systémů.

2.6 Vliv útlumu atmosféry

Trvalým parametrem, který může zhoršit podmínky spojení, je útlum atmosféry. Existující modely, používané pro pozemní i družicové spoje, se začínají touto veličinou zabývat zpravidla od frekvence 1 GHz a výše. Na nižších kmitočtech se tento druh útlumu považuje za zanedbatelný. Extrapolace do nižších kmitočtů zpravidla možná není z důvodu vzniku nedefinovaných funkcí (logaritmů záporných čísel, atd.).



Obr. 2.7: Útlum atmosféry pro signál o frekvenci 200 MHz pro různé elevační úhly.

V literatuře uváděné modely bývají definovány na základě chování elektromagnetické vlny v tzv. standardní atmosféře, což je idealizovaný model všech dílčích vrstev zemské atmosféry popsaný doporučením [16] „US Standard atmosphere", ITU-R P.835. Pomocí matematických vztahů jsou zde vyjádřeny důležité veličiny jako tlak, teplota, obsah plynů, atd. v závislosti na výšce nad povrchem Země. Na základě těchto veličin je vypočítán útlum nebo index lomu jednotlivých vrstev, který určuje způsob šíření elektromagnetické vlny. Model vychází z doporučení [17]„Attenuation by atmospheric gases", ITU-R P.767-7.

V dalších pramenech byl nalezen jeden speciální model pro účely družicové komunikace, definovaný pro kmitočty od 200 MHz, [5]. Extrapolace opět možná není. Z modelu byly extrahovány závislosti útlumu na frekvenci a elevaci pro jeho nejnižší kmitočet. Tyto závislosti byly použity ve výpočtech, neboť lze tvrdit, že získané hodnoty jsou o málo méně příznivé než nejhorší skutečné hodnoty.

$$A_{ATM} = \frac{0,3683}{0,6298 \cdot elev + 1} \quad [dB; deg] \quad 0° \leq elev \leq 90° \tag{2.13}$$

Původní model byl definován jako soustava křivek zakreslených v logaritmických souřadnicích, kde každá z křivek, pro určitou hodnotu elevačního úhlu, udávala závislost útlumu na frekvenci. Hodnoty z křivek byly odečteny v několika bodech v rozmezí 200 MHz až 1 GHz. Podle hodnot byly interpolovány a rekonstruovány křivky, poté sestaveny rovnice křivek. Pro daný úzký úsek postačila jako model závislosti jednoduchá funkce s přirozeným logaritmem. Po kontrole křivek a jejich odchylek od původní podoby byly vypočteny hodnoty pro nejnižší frekvenci a různé elevační úhly. Ze zjištěných hodnot byla opět sestavena závislost, která bude použita při výpočtech. Graf rekonstruované závislosti je uveden na obr. 2.7 a odpovídá výrazu 2.13.

2.7 Vliv překážek a povrchu Země

Elektromagnetická vlna VKV vysílačů dopadá v jejich okolí na povrch Země. Vzhledem k vlnové délce a struktuře terénních překážek lze očekávat vznik odrazů. Tvar okolního terénu je velmi složitý a nedá se jednoduše definovat. Vlnové délky se kterými pracuje předkládaný projekt se pohybují v rozmezí 2,8 až 4,0 m. Při řešení chování elektromagnetické vlny při dopadu na povrch Země je nutné uvažovat veškeré překážky srovnatelné s těmito vlnovými délkami a překážky větší. Rozhoduje tedy nejen tvar vlastního zemského povrchu[25], ale také veškeré stavby, konstrukce, atd.

Parametry odraženého signálu budou ovlivněny množstvím a velikostí překážek, úhlem dopadu a úhlem vůči polarizační rovině signálu, a také materiálem překážek. V tab. 2.2 je uvedeno několik případů parametrů materiálů [9].

$$\begin{aligned} RC &= \frac{\sqrt{K_1} - \sqrt{K_2}}{\sqrt{K_1} + \sqrt{K_2}} \quad [-] \\ \Gamma &= -10 \cdot log[abs(RC)] \quad [dB] \end{aligned} \tag{2.14}$$

[25]Dnes velmi dobře popsán pomocí digitálních map.

Pro odraz signálu dopadajícího na rozhraní dvou prostředí pod nulovým úhlem (po kolmici) dochází k útlumu odražené vlny dle rov.2.14. Výraz K je komplexní permitivita materiálu definovaná dle vztahu 2.15. Indexy rozlišují materiál před a za rozhraním. Dále σ je konduktivita materiálu, ε permitivita a ω úhlová frekvence dopadající vlny.

$$K = \varepsilon + \frac{\sigma i}{\omega} \tag{2.15}$$

V důsledku popsaných jevů dojde k dalšímu zvlnění průběhu útlumu přenosové trasy. Vlivem tohoto zvlnění může v některých případech dojít ke ztrátě přenášených informací na právě používaném kmitočtu, v jiném případě jev může pomoci. Zvlnění vlivem odrazů může být prospěšné v případě zvýšení výkonu přijímaného signálu konstruktivní interferencí, nebo v případě potlačení „konkurenčního" signálu na stejném kmitočtu destruktivní interferencí.

Materiál	ε_r **[-]**	σ **[mS/m]**	Γ **[dB]**
voda	80	0.5	0,98
mořská voda	80	3000	0,28
led	3,5	0,01	5,18
suchý písek	4	0.01	4,77
mokrý písek	25	0.5	1.76
kámen	5	0.8	4.18
kov	1	10^{10}	$1{,}45{\cdot}10^{-10}$

Tab. 2.2: Několik příkladů parametrů materiálů tvořících překážky šíření. Pro výpočet útlumu odrazu byla použita frekvence 100 MHz.

Vzhledem k velkému útlumu při odrazu signálu a k prodloužení jeho dráhy lze předpokládat že výkon odraženého signálu bude zlomkem[26] výkonu který se šíří přímým směrem. Skutečné parametry tohoto zvlnění lze velmi těžko předpovídat. Pro případné další řešení by bylo možné použít statistický model na bázi Ricianova rozdělení pravděpodobnosti, který je pro podobné účely sestaven.

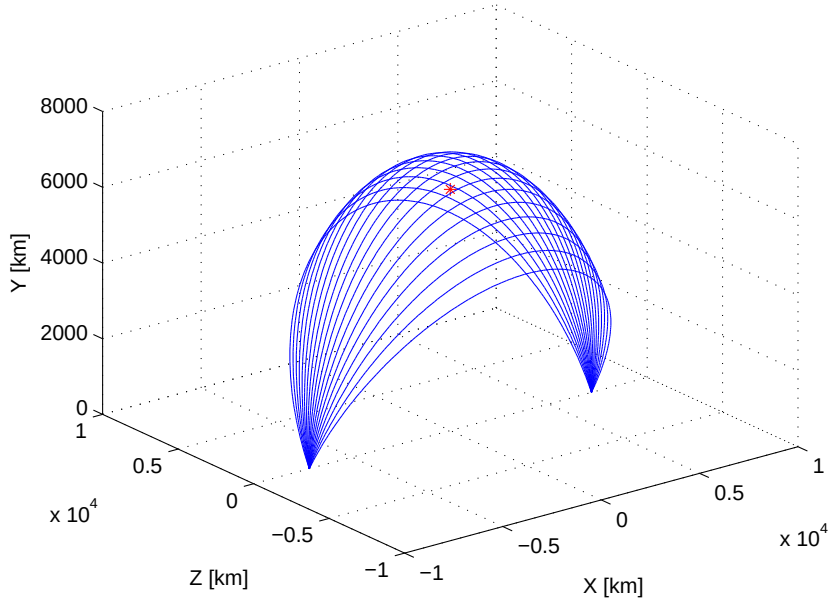
2.8 Vliv parametrů dráhy pikosatelitu

V této části práce je zkoumán průběh intenzity signálu přijatého přijímačem na palubě pikosatelitu v závislosti na poloze pikosatelitu vůči vysílači. V úvahu je brán útlum volného prostoru, útlum atmosféry a idealizovaná směrová vyzařovací charakteristika vysílače odvozená v předchozí části práce.

Ke zjištění průběhů byla použita simulace pomocí vlastního algoritmu uvedeného v příloze. Povrch Země byl modelován kulovou plochou o poloměru $r_E = 6371\ km$, umístěnou v počátku pravoúhlého souřadného systému. Osa Y směřovala vzhůru, osa X rovnoběžně s nákresnou a osa Z kolmo k nákresně. Vysílací anténa byla umístěna na povrchu Země

[26] V řádu desítek procent.

ve směru osy Y. V poloprostoru nad rovinou XZ bylo modelováno několik kruhových drah zvolených tak, aby byly vystřídány všechny pravděpodobné situace přeletu satelitu nad vysílací anténou. Pro každý bod na každé dráze byla vypočítána intenzita přijímaného signálu. Geometrie modelu je znázorněna na obr. 2.8. V tomto případě je nastavena průměrná výška dráhy satelitu, tedy $h = 800\ km$, délky přeletů omezeny na $-90°$ až $+90°$. Sklon dráhy nabýval hodnot $-45°$ až $+45°$ po kroku $5°$. Poloha pikosatelitu v průběhu přeletu byla počítána po krocích $1°$.



Obr. 2.8: Grafické znázornění simulovaných přeletů.
Červená hvězdička představuje polohu VKV vysílače na povrchu Země.

Pro každou dílčí polohu pikosatelitu byl nejprve vypočten útlum volného prostoru dle rov. 2.16 a útlum atmosféry dle 2.13. Výraz d představuje vzdálenost spojení v km, f je frekvence v MHz.

$$A_{FSPL} = 20 \cdot log(d) + 20 \cdot log(f) + 32,45 \quad [dB] \tag{2.16}$$

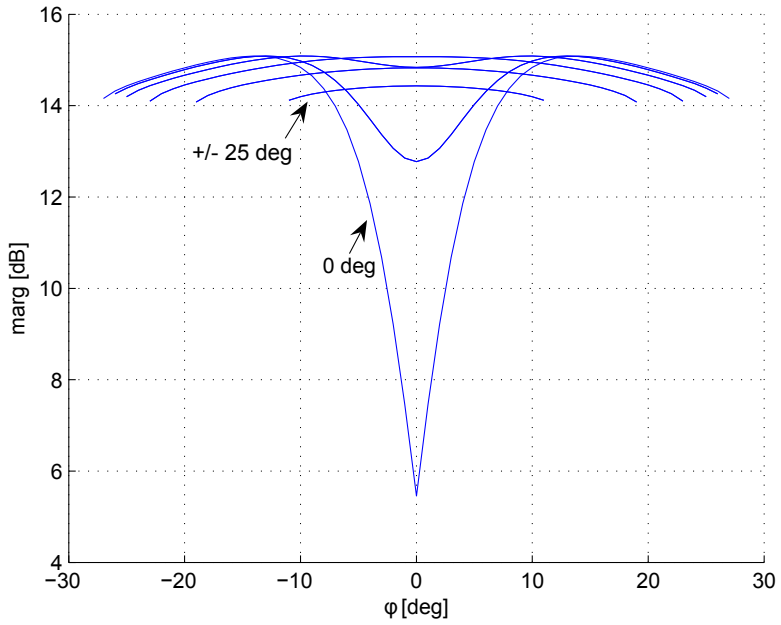
Hodnoty útlumů byly dosazeny do upravené standardní rovnice pro energetickou bilanci rádiového spojení dle rov. 2.17. Úprava spočívala ve vyjádření výkonové rezervy spojení tak, aby jí bylo možné sledovat. Výkon vysílače je volen $P_{TX} = 10\ kW$, zisk přijímací antény $G_{RX} = 0\ dB$ a potřebná úroveň přijímaného signálu $L_{RX} = -90\ dBm$. Výpočty byly prováděny pro frekvenci 100 MHz.

$$L_{MARG} = 10 \cdot log[P_{TX} \cdot k_P(elev)] - A_{FSPL}(d) - A_{ATM}(elev) - L_{RX} + G_{RX} \tag{2.17}$$

Parametry *elev*, úhel mezi tečnou rovinou k zemskému povrchu v místě vysílače a spojnicí vysílače a satelitu a d, vzdálenost mezi vysílačem a satelitem je počítána podle vztahů 2.18. Parametry X, Y, Z označují souřadnice v systému modelu, index RX přijímač (satelit), index TX vysílač. Rozměr všech délkových veličin je km, úhlový stupeň.

$$dX = X_{RX} - X_{TX} \qquad dY = Y_{RX} - Y_{TX} \qquad dZ = Z_{RX} - Z_{TX}$$
$$d = \sqrt{dX^2 + dY^2 + dZ^2} \qquad elev = arctg\left(\frac{dY}{\sqrt{dX^2 + dZ^2}}\right) \tag{2.18}$$

Hodnoty výkonové rezervy jsou počítány pro minimální elevaci 0°, výsledky pro nižší hodnoty elevace jsou maskovány, neboť zde není možné spojení na přímou viditelnost.



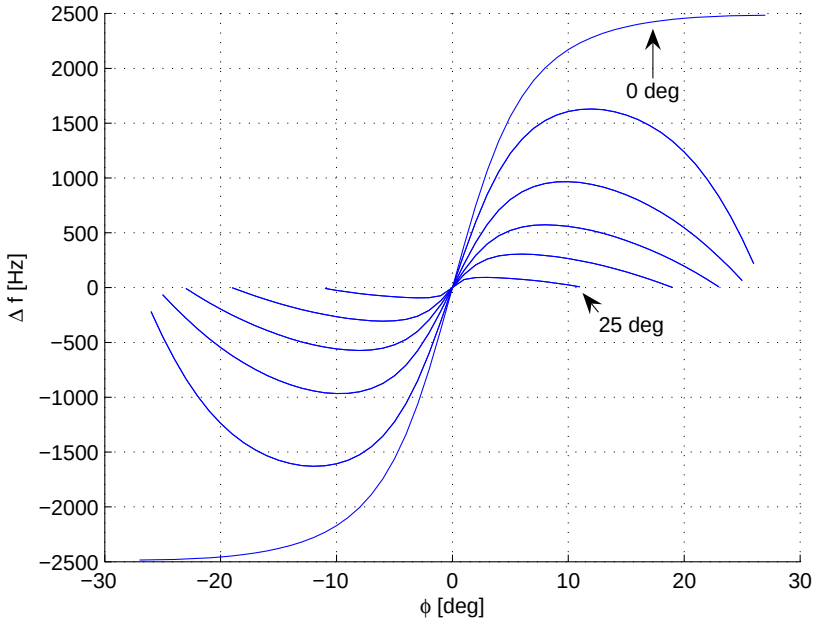
Obr. 2.9: Průběhy výkonové rezervy spojení pro různý sklon drah satelitu.

Ze získaných průběhů výkonové rezervy spojení na obr. 2.9 vyplývá rozmezí 14 až 15 dB, ve kterém se pohybuje většina hodnot. Při nízkých sklonech dráhy vůči rovině XY dochází při přeletu nad vysílačem těsně kolem jeho osy k poklesu úrovně přijatého signálu.

Stejný model byl použit i pro výpočet Dopplerova posunu frekvence přijímaného signálu. Vlastní výpočet probíhal podle vztahu 3.5 pro výpočet kruhové rychlosti a vztahu 3.4 pro výpočet velikosti posunu, kde byl upraven výraz $cos\phi$. Úprava 2.19 spočívala v náhradě rovinného úhlu úhlem v prostoru složeném ze dvou složek ζ a ξ.

$$\zeta = arctg\left(\frac{dZ}{dY}\right) \qquad \xi = arctg\left(\frac{dY}{dX}\right)$$
$$\Delta f = \frac{v \cdot f}{c} \cdot cos(\zeta) \cdot cos(\xi); \tag{2.19}$$

Získané průběhy hodnot Dopplerova posunu pro různé přelety jsou znázorněny na obr. 2.10. Z průběhů je patrné zmírňování posunu pro skloněné dráhy. Hranici měřitelnosti plánovaným přístrojem představuje sklon dráhy 10°. Při větších sklonech klesá velikost posunu pod 1 kHz. Na této dráze jsou optimální místa měření při odklonu spojnice obou stanic od osy Y vždy o 10°. Pro ostatní dráhy vychází optimální interval širší. Při přeletu v rovině XY přímo nad vysílačem je možné měření téměř v celé době trvání přeletu, mimo krátkého (cca 8°) intervalu kolem osy Y.

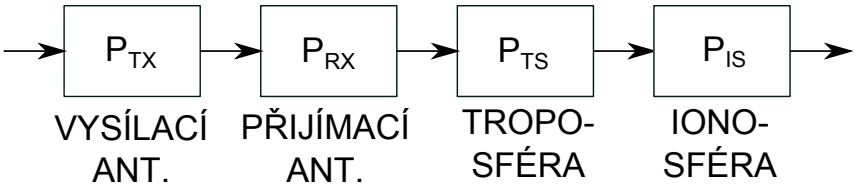


Obr. 2.10: Průběhy Dopplerova posunu pro různý sklon drah satelitu.

2.9 Pravděpodobnostní model zachycení signálu

Výše uvedené hodnoty se týkají „standardních" podmínek, kdy do energetické bilance rádiového spoje nevstupují další jevy. V následujících částech se zkoumá vliv porušení těchto podmínek. Situace odpovídá sériovému řazení podmínek dle schématu na obr. 2.11.

Uvedené pravděpodobnosti představují komplementární pravděpodobnosti vzniku hlubokého úniku z uvedeného důvodu. Jednotlivé bloky na tomto schématu reprezentují následující jevy:



Obr. 2.11: Pravděpodobnostní model zachycení signálu.

- P_{TX} ... Pravděpodobnost předpokládané funkce vysílací antény.
- P_{RX} ... Pravděpodobnost předpokládané funkce přijímací antény.
- P_{TS} ... Pravděpodobnost průchodu signálu troposférou.
- P_{IS} ... Pravděpodobnost průchodu signálu ionosférou.

Funkce systému řešeného v rámci předkládaného projektu nezávisí na spojení s konkrétním vysílačem, ale naopak, správně funguje v případě zachycení co největšího množství vysílačů. Z tohoto důvodu výpadek příjmu signálu z některých vysílačů v různých zeměpisných polohách a časech není na závadu. Hluboké úniky mohou být naopak prospěšné tím, že se při nich zpřístupní signál jiného vysílače na stejné frekvenci, čímž se funkce systému ještě více zpřesní. Pravděpodobnost zachycení signálu jedné stanice vychází dle vztahu 2.20. Dosazené jsou hodnoty z následujících částí práce.

$$\begin{aligned} P &= P_{TX} \cdot P_{RX} \cdot P_{TS} \cdot P_{IS} = \\ &= (1 - 0,354) \cdot (1 - 0,56) \cdot (1 - 0,34) \cdot (1 - 0,28) = 0,135 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Nebezpečnější je případ zachycení příliš vzdálených stanic prostřednictvím vícenásobného odrazu nebo vlivem vlnovodného šíření signálu. Tyto jevy jsou však velmi vzácné a mohou být eliminovány vyhodnocovacím algoritmem.

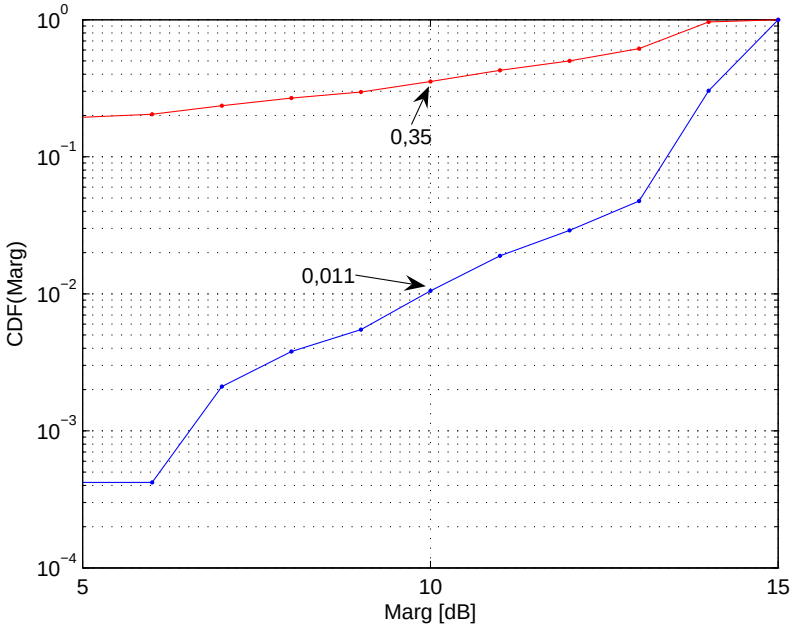
2.10 Pravděpodobnost úniku vlivem vysílací antény

V předchozí části práce byla odvozena idealizovaná vertikální vyzařovací směrová charakteristika vysílací antény. Na charakteristice je patrný hluboký únik v případě přeletu satelitu těsně nad vysílací anténou. Je-li respektováno zvlnění charakteristiky, průvodní jev velkých anténních řad, může být úniků více. Pro účely modelování této situace byla odvozena také idealizovaná vyzařovací charakteristika s umělým zvlněním.

Pravděpodobnost hlubokého úniku byla definována jako pravděpodobnost poklesu rezervy energetické bilance spojení, odvozené v předchozích částech pod 10 dB.

$$\begin{aligned} &P(marg \leq 10\ dB) = CDF(10) \\ &CDF(x) = \frac{1}{\sum h} \sum_{n=1}^{x} h(n) \qquad h = hist(marg, 5:1:15) \end{aligned} \tag{2.21}$$

Ze simulace série přeletů použité v předchozí části byla exportována data udávající rezervu energetické bilance. Pro tato data byl sestaven histogram hodnot h od 5 dB do 15 dB po krocích 1 dB. Hodnoty histogramu, normované k 1, sledují hustotu pravděpodobnosti rezervy energetické bilance. Jejich kumulativním součtem vznikla další posloupnost CDF sledující distribuční funkci této veličiny. (Vztahy 2.21.)



Obr. 2.12: Distribuční funkce rezervy energetické bilance spojení. Modrá křivka - nezvlněná charakteristika, červená křivka - umělé zvlnění.

Z posloupnosti CDF je možné rovnou odečíst pravděpodobnost stavu, kdy je rezerva energetické bilance menší nebo rovna 10 dB. Stejný postup byl opakován pro vyzařovací charakteristiku s umělým zvlněním. Pro nezvlněnou charakteristiku vychází hodnota pravděpodobnosti $0,011$, pro zvlněnou $0,354$. Druhá z hodnot je využita v pravděpodobnostním modelu zachycení signálu.

2.11 Pravděpodobnost úniku vlivem přijímací antény

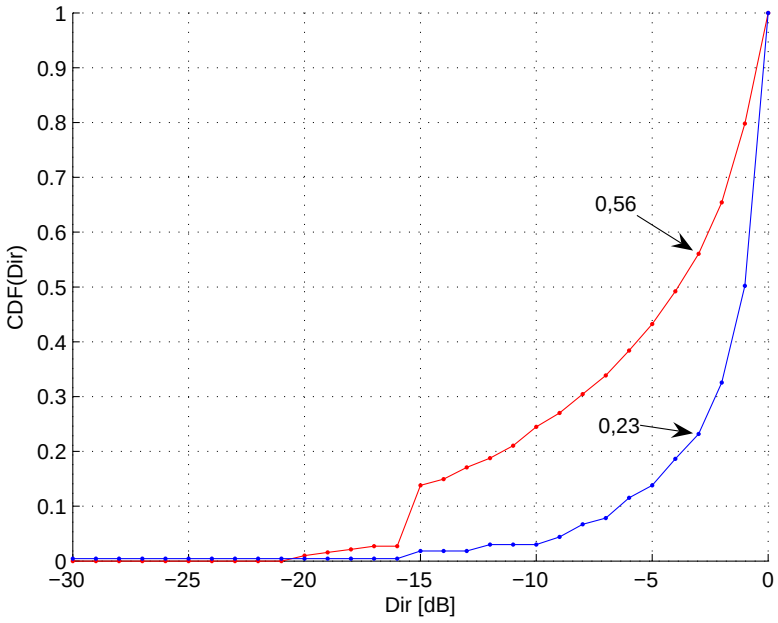
V části práce zabývající se anténami byly navrženy dva typy antény s přijatelnými vlastnostmi, anténa smyčková a monopólová. Pro oba typy antény bylo elektromagnetickým simulátorem zjištěno rozložení vzdáleného pole v okolí antény. Údaje o rozložení pole byly exportovány v podobě směrovosti D, pro kterou platí vztah 2.22.

$$G = D \cdot E_{EFF} \tag{2.22}$$

Navržené antény pracují v přijímacím režimu, kde jsou laděny do rezonance, činitel jakosti je velký a indukované napětí je snímáno vysokoimpedančním zesilovačem. V tomto režimu je účinnost antény E_{EFF} velmi nízká, pojem zisk G tedy nemá smysl uvádět.

$$Dn = D - max(D) \qquad P(Dn \leq 3\ dB) = CDF(3)$$
$$CDF(x) = \frac{1}{\sum h} \sum_{n=1}^{x} h(n) \qquad h = hist(Dn, -30:1:0) \tag{2.23}$$

Pro výpočet pravděpodobnosti úniku jsou použity hodnoty směrovosti normované k maximální hodnotě. Jako únik se považuje pokles směrovosti v libovolném směru pod 3 dB. Data jsou zpracována do formy histogramu, normovaného k hodnotě 1, dále integrována za účelem získání posloupnosti odpovídající CDF. Odtud je možné rovnou odečítat příslušné pravděpodobnosti. (Vztahy 2.23.)



Obr. 2.13: Distribuční funkce směrovosti přijímací antény. Modrá křivka - monopól, červená křivka - smyčková anténa.

Průběh distribučních funkcí směrovosti antény je uveden na obr. 2.21. Pro případ monopólové antény vychází hodnota pravděpodobnosti úniku $0,23$, pro případ smyčkové antény byla nalezena hodnota $0,56$.

2.12 Pravděpodobnost úniku vlivem jevů v troposféře

Dalším zdrojem úniků signálu z pozemních stanic jsou jevy v troposféře, které způsobují náhodné kolísání amplitudy, fáze a směrového úhlu signálu. Tyto poruchy označované jako troposférické scintilace vznikají v důsledku rozvrstvení různě teplých a různě hustých vrstev vzduchu do výšky 10 až 15 km nad povrchem Země [29], [13], [28].

Rozhraní dvou sousedních vrstev s různými vlastnostmi vzduchu se při průchodu elektromagnetické vlny chová jako rozhraní dvou prostředí s různou rychlostí šíření a s různým indexem lomu, kde dochází k odrazu nebo difrakci dle Snellova zákona. Bohužel, okamžité chování troposféry závisí na jejím aktuálním složení, které se rychle mění a nelze ho dostatečně rychle a účinně sledovat. Z tohoto důvodu se používají pro predikci chování elektromagnetického vlnění při spojení na velké vzdálenosti statistické modely, které vychází z nepřímých měření.

Z praktického pohledu je popsán jev zvaný „troposférický rozptyl"[27], kdy dochází na vhodném rozhraní vrstev k rozptylu vlny všemi směry, tedy i směrem k protistanici. Tento jev je popsán pro frekvence od 150 MHz výše a prakticky využit od cca 2 GHz výše. Účinnost přenosu je nízká, je nutné použití velmi velkých vysílacích výkonů v řádech nad 1 kW. Vzhledem k frekvenčním vlastnostem není možné informace týkající se tohoto jevu pro účely zde řešeného problému využít.

Pro náhled procesů v troposféře lze použít online předpověď parametru HTI[28], který se vypočítává z meteorologických dat a označuje oblasti s teplotní inverzí. Zde dochází k nejvýraznějším ohybům vlnění a může dojít i ke vzniku vlnovodných kanálů[29]. Tyto jevy zahrnují i oblast VKV[30] a mají přímou souvislost s řešeným projektem. Jev, který se používá pro spojení mezi vzdálenými[31] stanicemi na povrchu Země, může působit v případě spojení Země - satelit, jako únik signálu. Výskyt tohoto jevu je poměrně vzácný, závisí na zeměpisné šířce, pracovní frekvenci, výšce nad zemským povrchem a na elevaci antény.

$$P(X, \sigma_x) = P_1(X|\sigma_x) \cdot P_2(\sigma_x) \tag{2.24}$$

Vliv troposféry na satelitní spoje je popsán v řadě zdrojů Karasawovým statistickým modelem [24]. V tomto modelu je použito Normální rozdělení pro popis krátkých[32] dějů a rozdělení Gamma popisující dlouhé[33] děje. Amplituda přijatého signálu jako statistická veličina X je pak popsána vztahem 2.24. Parametr σ_x, směrodatná odchylka veličiny X, je někdy označována jako intenzita scintilací[34], stejně jako často uváděný parametr S_4.

[27] Tropospheric Scattering.
[28] Hepburn Tropo Index.
[29] Tropospheric Ducting.
[30] Nad 40 MHz slabě, nad 90 MHz výrazně.
[31] Řádově 1000 km.
[32] Kratších než 1 hodina.
[33] Trvajících 1 měsíc a déle.
[34] Scintilation intensity.

$$P_1(X|\sigma_x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \cdot exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma_x^2}\right)$$
$$P_2(\sigma_x) = \frac{\beta^\alpha}{\Gamma(\alpha)} \cdot \sigma_x^{\alpha-1} \cdot exp\left(-\beta\sigma_x\right) \tag{2.25}$$

Výraz P_1 vyjadřuje Normální rozdělení, jeho hodnota pravděpodobnosti závisí na scintilační intenzitě σ_x a na velikosti amplitudy přijatého signálu, jejíž pravděpodobnost se vyšetřuje. Druhá část výrazu P_2 vyjadřuje rozdělení Gamma, jehož hodnota závisí na scintilační inenzitě σ_x a na rozptylu této intenzity za sledované období $\sigma_\sigma x$. Pro oba výrazy platí vztah 2.25. Parametry α a β rozdělení Gamma definuje vztah 2.26.

$$\beta = \frac{m}{\sigma_{\sigma x}^2} \qquad \alpha = \frac{m^2}{\sigma_{\sigma x}^2}$$
$$m = \bar{\sigma}_x \qquad \sigma_{\sigma x} = var(\sigma_x) \tag{2.26}$$

Důležitou vlastností uvedeného modelu je vzájemná závislost jeho parametrů dokázaná z naměřených dat, díky které je možné počet parametrů ještě více snížit. Závislosti parametrů Karasawova modelu vyjadřuje vztah 2.27.

$$\sigma_{\sigma x} = 0,32 \cdot m \qquad \beta = \frac{10}{\sigma_x} \qquad \alpha = 9,8 \tag{2.27}$$

Výraz pro kompletní výpočet pravděpodobnosti výskytu dané amplitudy přijatého signálu dle vztahu 2.24 je pak možné zjednodušit a přepsat do tvaru 2.28. Tento výraz lze použít pro výpočet hustoty pravděpodobnosti a po integraci jako kumulativní distribuční funkci modelu.

$$P(X|\sigma_x) = \left[\frac{e^{-x^2/(2\sigma_x)}}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}}\right] \cdot \left[\left(\frac{10}{\sigma_{\sigma x}}\right)^{9,8} \cdot \left(\frac{1}{\Gamma(9,8)}\right) \cdot \sigma^{8,8} \cdot e^{-\frac{10\sigma_x}{\sigma_{\sigma x}}}\right] \tag{2.28}$$

Při použití tohoto modelu je potřeba znát hodnoty scintilační intenzity, které se vyskytují po sledované období a jednu vybranou hodnotu pro výpočet krátkodobého kolísání amplitudy. Pro určení těchto intenzit je možné použít empirické vztahy dle doporučení ITU, vycházející z meteorologických dat a vlastností komunikačního systému, nebo ze skutečných naměřených dat.

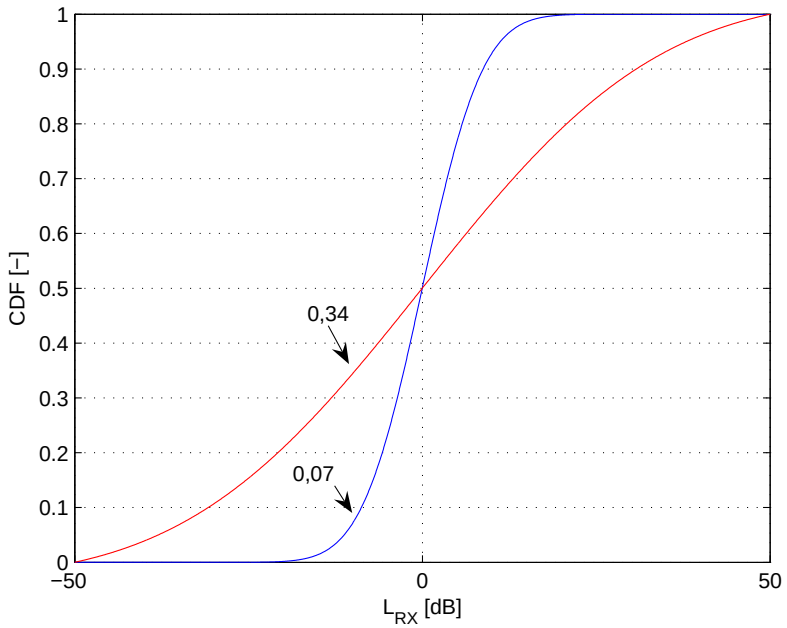
V kmitočtovém rozsahu potřebném pro řešení předkládaného projektu, bohužel, zatím neexistují žádná naměřená data. Tyto frekvence nebyly zatím v satelitní komunikaci využívány. V publikovaných materiálech se objevují pouze hodnoty pro vyšší pásma, 137 nebo 240 MHz. Doporučení ITU vychází z mikrovlnných komunikačních systémů a uvedené vztahy platí pro rozsah 4 až 20 GHz. Extrapolace mimo tento rozsah není možná, získaná data pak silně vybočují z jakýchkoli předpokladů.

Pro potřeby získání orientačních údajů o scintilačních intenzitách byl použit rekonstrukční postup naměřených dat z jiných částí VKV. Naměřená data bývají publikována

formou histogramu, sestaveného z mnoha měření za dlouhou dobu[35]. Tuto sérii dat lze považovat za reprezentativní vzorek pro danou zeměpisnou šířku a komunikační systém. Tvar histogramu odpovídající rozdělení Gamma byl napodoben umělou sérií dat, která představují 1 měření denně po dobu 1 měsíce. Parametry byly zvoleny tak, aby tvar průběhu hustoty pravděpodobnosti co nejlépe aproximoval histogram naměřených dat. Série dat pak byla normována vzhledem k maximu scintilační intenzity za sledované období.

$$k_{FREKV} = \sqrt{\frac{f_{AKT}}{f_{REF}}} \qquad k_{ELEV} = \frac{1}{cos(0,5\pi - \varphi)} \tag{2.29}$$

Série dat byla dále přepočtena koeficientem pro změnu kmitočtu a pro změnu elevačního úhlu, dle vztahů 2.29. Přepočet frekvence k_{FREKV} vychází z faktu, že intenzita troposférických scintilací s klesající frekvencí pomalu klesá. Použitý způsob přepočtu ze všech nalezených způsobů nejlépe vystihuje naměřená data v částech VKV pásma. Vztah je dán změnou průměru první Fresnelovy zóny při změně frekvence. Symbol f_{REF} představuje frekvenci, na které bylo měřeno, symbol f_{AKT} požadovanou frekvenci. Přepočet elevačního úhlu k_{ELEV} je dán zvětšením dráhy signálu procházející tlumící částí troposféry při snížení elevačního úhlu φ.



Obr. 2.14: Distribuční funkce úrovně přijatého signálu ovlivněné troposférickou scintilací. Červená křivka - silné scintilace, modrá křivka - střední scintilace.

Výsledná kumulativní distribuční funkce pro úroveň přijatého signálu je uvedena na obr. 2.14. Základem byla naměřená data z oblasti kolem 10 ° sš, tedy z oblasti s vysokou čet-

[35]Například po 1 hodině za dobu 3 měsíců.

ností scintilací. Dvě křivky odpovídají případům krátkého období s vysokou ($\sigma_x = 26\ dB$) a střední ($\sigma_x = 6,8\ dB$) scintilací. Data jsou přepočtena na frekvenci 100 MHz z původních 240 MHz a pro střední elevaci 14 °, vycházející z funkce řešeného komunikačního systému. Pro hloubku úniku menší nebo rovnu 10 dB vychází pravděpodobnosti 0,34 a 0.07 dle aktuální scintilační intenzity. V pravděpodobnostním modelu celého systému bude použita hodnota daná vysokou scintilací.

2.13 Pravděpodobnost úniku vlivem jevů v ionosféře

Posledně jmenovaným důležitým jevem, který může způsobit výpadky přijímaného signálu, jsou fyzikální děje probíhající v ionosféře. Tyto vrstvy 80 km a více nad povrchem Země obsahují velmi zředěný plyn a jsou vystaveny dopadu kosmického a slunečního záření. Probíhá zde řada složitých pochodů, které mají za následek vznik vrstev a oblaků částic v různém stupni ionizace, a tedy s různými elmg. vlastnostmi [31], [13], [28].

Z praktického pohledu je funkce ionosféry známa z oblasti KV, kde může působit odrazy signálu, což umožní příjem stanic na velké vzdálenosti. Pro vyšší pásma není chování ionosféry typické, s výjimkou tzv. „provozu Es", kdy se využívá odraz signálu od sporadické (necelistvé) vrstvy E. Tento jev umožňuje zachycení stanic z velkých vzdáleností[36] na pásmech VKV a UKV. Výskyt jevu je velmi vzácný[37] a nelze předpovídat. V celosvětovém měřítku pracuje několik měřících stanic, které stav ionosféry monitorují.

V oblasti družicových spojů se může ionosférická aktivita projevit v podobě poruch signálu, které se nazývají ionosférické scintilace. Jejich výskyt je znám až do pásem v řádu desítek GHz a je rostoucí s klesajícím kmitočtem. Pro určování vlivu těchto poruch lze použít klasické, velmi zjednodušené, statistické modely, popsané například v doporučeních ITU [22], založené na extrapolaci naměřených dat při různých experimentech. Nejmodernější postupy zahrnují použití globálního modelu ionosférických scintilací GISM, [23].

K orientačnímu určení ionosférických scintilací byl použit statistický model dle doporučení ITU, do kterého byly dosazeny typické hodnoty scintilačních intenzit. Intenzita scintilací se zde, stejně jako u troposférických scintilací, udává jako směrodatná odchylka σ_I, nebo jako standardní parametr S_4. Tento parametr je definován vztahem 2.30 vlevo. V případě vyhodnocení měření se vyskytuje ještě převodní vztah 2.30 vpravo, kterým lze přepočítávat parametr S_4 a špičkový rozkmit vstupní úrovně P_{fluc} v dB.

$$S_4 = \sqrt{\frac{(\bar{I}^2) - (\bar{I})^2}{(\bar{I})^2}} \approx \frac{\sigma_I}{\bar{I}} \quad [-;W] \qquad P_{fluc} = 27,5 \cdot S_4^{1,26} \quad [dB;-] \tag{2.30}$$

Parametr S_4 nabývá zpravidla hodnot 0 až 1,5. Hodnota 0,5 se považuje za mez slabých a silných scintilací a převýšení 1,0 představuje velmi silnou scintilaci. Hodnota 1,5 není převyšována z důvodu nasycení hustoty pravděpodobnosti. Pro další výpočty je tedy uvažována střední a maximální hodnota parametru S_4, a takto získané výsledky jsou porovnány.

[36] Řádově 1000 km.

[37] Výskyt řádově jednotky dní v roce.

Hustota pravděpodobnosti úrovně přijatého signálu ovlivněného scintilací je modelována pomocí Nakagamiho rozdělení vztahem 2.31.

$$P(I) = \frac{m^m}{\Gamma(m)} \cdot I^{m-1} \cdot e^{-mI} \qquad m = \frac{1}{S_4^2} \tag{2.31}$$

V případě delšího sledovacího období, kdy se mění intenzita scintilací, je doporučen postup skládání dílčích hustot pravděpodobnosti $P_i(I)$ s váhou f_i dle vztahu 2.32 do jednoho průběhu, ze kterého se pak vyhodnocuje pravděpodobnost velikosti odchylek úrovně přijatého signálu. Integrací hustoty pravděpodobnosti je získána kumulativní distribuční funkce, ze které lze odečíst pravděpodobnosti pro požadované intervaly vstupní úrovně.

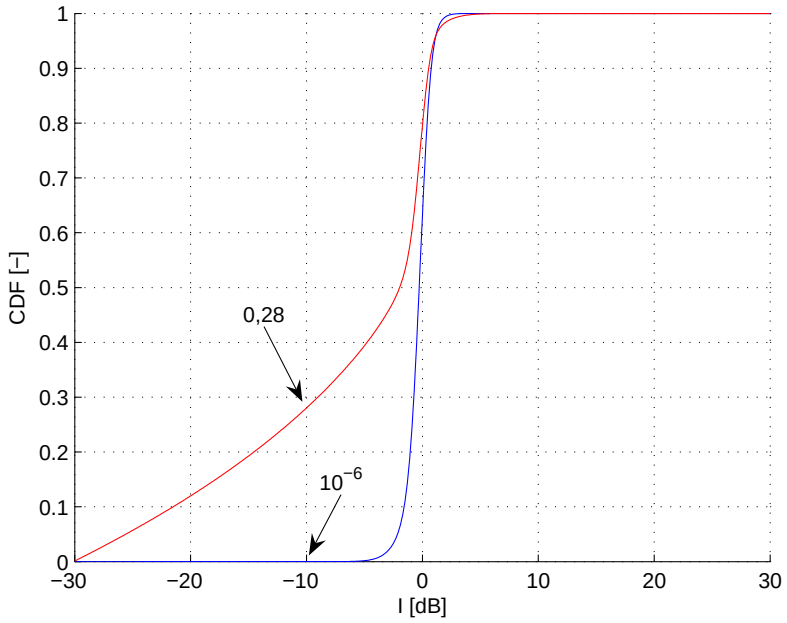
$$P(I) = \sum_{i=0}^{n} f_i \cdot P_i(I) \tag{2.32}$$

Silné scintilace se objevují na nízkých zeměpisných šířkách, v okolí magnetického rovníku a také v blízkosti pólů. Ve středních šířkách se vyskytují slabší scintilace ovlivňující zejména pásmo VKV. Výskyt scintilací bývá nejčastější po západu slunce a může trvat několik hodin. Velikost a četnost scintilací závisí na řadě parametrů jako je sluneční aktivita, stav magnetického pole Země, období v roce, atd.

Pro získání vstupních dat potřebných pro uvedený statistický model je publikována v doporučení ITU skupina měření v mikrovlnné oblasti 4 GHz. Podle cílové aplikace je zvolena vhodná série dat z těchto měření blížící se elevačním úhlem a zeměpisnou polohou. Zpřesnění údajů na konkrétní frekvenci a elevačním úhlu se provádí extrapolací. Bohužel, tento postup není použitelný pro frekvence pod cca 1 GHz. Zde dochází k saturaci rozdělení a přepočtové vztahy selhávají.

V rámci řešeného projektu byly připraveny vlastní série dat tak, aby odpovídaly co nejlépe charakteristickým vlastnostem silných a středních scintilací. Předem zvolené hodnoty parametru S_4, tedy $S_4 = \{0,5; 1,0\}$ byly považovány za maxima zjištěné v sérii 30 měření. Ostatní hodnoty byly určeny pomocí Nakagamiho rozdělení tak, aby výsledná hustota pravděpodobnosti co nejlépe kopírovala tvar histogramů hodnot z různých publikovaných měření. Tyto dvě série dat byly použity na výpočet dílčích hustot pravděpodobnosti, ze kterých se skládá výsledný průběh hustoty pravděpodobnosti celého experimentu. Její integrací byla získána kumulativní distribuční funkce, kde byly odečteny hodnoty pravděpodobnosti pro únik signálu větší nebo roven 10 dB.

Z průběhu kumulativní distribuční funkce amplitudy přijatého signálu na obr. 2.15 vyplývá poměrně prudké zvyšování hloubky úniku při rostoucím parametru S_4. V případě slabých scintilací je pravděpodobnost poklesu signálu o 10 dB pod předpokládanou hodnotu téměř zanedbatelná 10^{-6}. Při výskytu silných scintilací však silně roste. Hodnotě $S_4 = 1,0$ odpovídá tato pravděpodbnost hodnotě $0,28$. V pravděpodobnostním modelu spojení bude využitá vyšší hodnota.



Obr. 2.15: Distribuční funkce úrovně přijatého signálu ovlivněné ionosférickou scintilací. Červená křivka - silné scintilace, modrá křivka - střední scintilace.

2.14 Další možnosti zpřesnění

Hodnoty použité a získané v pravděpodobnostním modelu spojení a v energetické bilanci spojení jsou pouze orientační. Přesnější určení pravděpodobnosti a hloubky úniků bude muset být v budoucích verzích výpočtů řešeno s následujícími změnami:

- S použitím reálného modelu ionosféry založeného na datech v reálném čase.
- S použitím meteorologického modelu s daty v reálném čase.
- Individuální řešení modelu pro každý jednotlivý vysílač.

Tyto úpravy mohou významně zlepšit přesnost vypočtených výsledků. Použití těchto úprav je reálné. K jejich realizaci bude třeba získání potřebných licencí na přístup k modelům a propojení s vlastním výpočtem.

3 Rozbor použitých metod

Z důvodu maximálního využití přijímaných signálů bylo zpracováno několik metod, které je možné střídat podle okamžitých možností. Každá z metod postupně doplní informaci o pohybu nebo poloze tělesa s přijímačem.

- Metoda spektrální analýzy.
- Metoda Dopplerova posunu.
- Metoda příjmu RDS.
- Metoda sledování úniků.

3.1 Metoda spektrální analýzy

Tato metoda bude použita vždy bezprostředně po spuštění jednotky a poté v dalších pravidelných intervalech. Jejím úkolem je získat údaje o obsazenosti dostupných frekvenčních pásem, kde se mohou vyskytovat rozhlasové stanice. První část metody pracuje samostatně a jako výsledek poskytne údaje o obsazenosti pásem, druhá část určuje dostatečně silné a nerušené signály pro další analýzu, a tak tvoří přípravu pro všechny ostatní metody. Ukázka spektra signálu naměřeného v celém rozsahu přijímače, tedy pro 76 až 108 MHz, je na obr. 3.1. Na vstupu přijímače byla připojena krátká širokopásmová anténa určená pro přehledový komunikační přijímač.

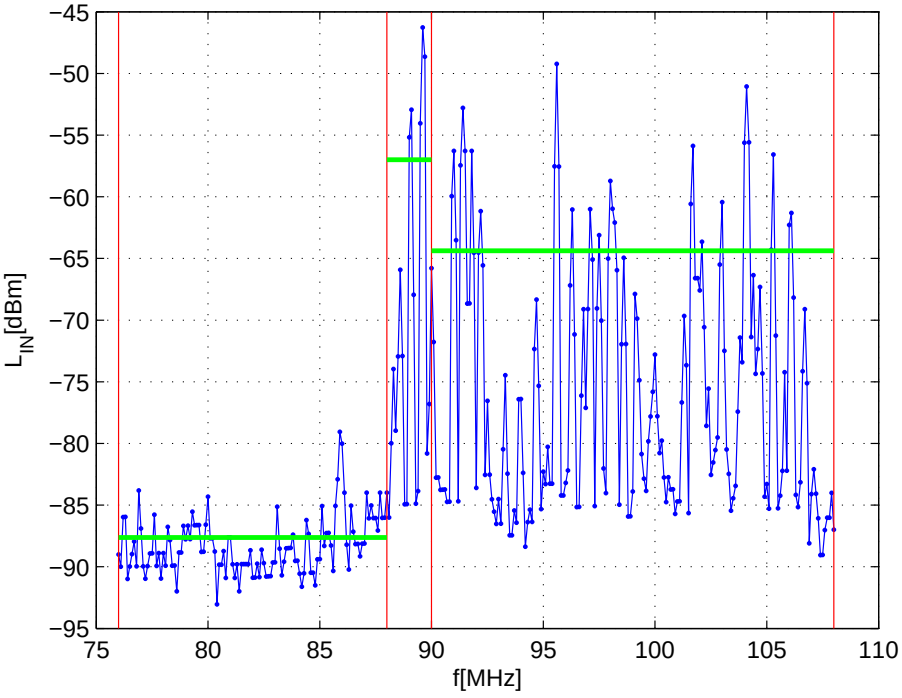
Při testu spektra vstupního signálu je přijímač postupně přeladěván v celém rozsahu. Vždy po naladění frekvence je změřena úroveň vstupního signálu pomocí detektoru RSSI. Nenulovou dobu ustálení kmitočtu místního oscilátoru lze z měření vyloučit čtením stavových bitů přijímače. Odečtené hodnoty budou přepočítány na vstupní úroveň v jednotkách dBm[38] způsobem popsaným v části práce zabývající se vlastnostmi detektoru RSSI. Jeden test celého pracovního kmitočtového rozsahu přijímače trvá kolem 20 sekund.

Sym.	Od	Do	CCIR	JAP-std.	JAP-ext.
A	76,0 MHz	87,9 MHz	NE	ANO	ANO
B	88,0 MHz	89,9 MHz	ANO	ANO	ANO
C	90,0 MHz	108,0 MHz	ANO	NE	ANO

Tab. 3.1: Rozdělení frekvenčního rozsahu na dílčí subpásma.

Pro zjištění obsazenosti jednotlivých rozhlasových pásem[39] je třeba nejprve rozdělit celý kmitočtový rozsah přijímače do dílčích pásem, která se nepřekrývají. Vyzkoušen byl způsob podle tab. 3.1. Z kombinací obsazenosti těchto dílčích pásem lze uvažovat na obsazení celých rozhlasových pásem. Identifikovat lze západoevropské pásmo (CCIR) a obě varianty japonských pásem. Naopak nelze rozlišit východoevropské pásmo (OIRT), neboť leží mimo

[38] Nebo v jednotkách ekvivalentních, dle snadnosti implementace.
[39] Dle části práce zabývající se vysílacími stanicemi.



Obr. 3.1: Ukázka spektra signálu z celého rozsahu přijímače. Červeně - meze dílčích pásem, zeleně, spektrální výkonová hustota.

pracovní rozsah přijímače. Pro jeho implementaci by bylo nutné upravit zapojení přijímače a provozovat jeho vstupní část mimo doporučený frekvenční rozsah. Toto omezení není příliš na závadu, neboť východoevropské pásmo se opouští a využívá už jen vzácně. Ostatní kombinace neuvedené v tabulce jsou zakázané a je nutné při nich test opakovat.

$$PSD = \frac{1}{f_{STEP} \cdot (N-1)} \cdot \sum_{i=1}^{N} P_i \tag{3.1}$$

Obsazenost (dostupnost) jednotlivých rozhlasových pásem je určena na základě spektrální výkonové hustoty v jednotlivých dílčích pásmech, aby rozhodování nemohlo být ovlivněno osamocenými rušivými signály například z palubní elektroniky. Výpočet spektrální hustoty je vypočten podle vztahu 3.1 pro všechny tři dílčí pásma, poté nalezeno minimum. Symbol P_i je výkon signálu na i-té měřené frekvenci a f_{STEP} je frekvenční krok. Za obsazená pásma se považují ta, která převyšují minimum o alespoň 6 dB. Hodnota byla nalezena experimentálně a zkoušena pro slabé signály. Vyhodnocení obsazených světových pásem VKV rozhlasu nebo zakázaných stavů je pak nalezeno logickou funkcí 3.2.

$$\begin{aligned} \bar{A} \wedge B \wedge C &\Rightarrow CCIR \\ A \wedge B \wedge \bar{C} &\Rightarrow JAP_{STD} \\ A \wedge B \wedge C &\Rightarrow JAP_{EXT} \end{aligned} \tag{3.2}$$

Příprava pro další měření spočívá v nalezení dostatečně silných signálů, u kterých je předpoklad že nebudou příliš rušeny jinými signály. Algoritmus sestavuje nejsilnějších 10 signálů[40] za podmínky vztahů 3.3. Zde se jako parametr kvality signálu uvádí podmínka odstupu testovaného signálu oproti signálům na sousedních frekvencích. Sousedních frekvencí může být i více a podmínku lze implementovat například pomocí prahové hodnoty.

$$\begin{aligned} F_i &= arg\,max(Pi) \quad ; i = 1...N \\ \text{za podm.:} \quad & \frac{P_i}{(P_{i-1} + P_{i+1})} > k \end{aligned} \tag{3.3}$$

Nalezené hodnoty frekvencí signálů se zapisují do tabulky, kterou využívají ostatní metody určení polohy. Platnost tabulky je omezená dobou 10 minut, což je méně než 1/8 doby oběhu satelitu. Po uplynutí této doby je opakován algoritmus vyhledávání. Zmizelé signály jsou z tabulky vymazány, nové signály jsou zapsány a u trvajících signálů je prodloužena doba platnosti. Uvedená velikost doby platnosti vychází z předpokladu možného rádiového spojení v průběhu 90° z oběžné dráhy. Dle principu vzorkovacího teorému je použita hodnota menší než poloviční. Ukázka výsledků hledání signálů je v tab. 3.2.

Frekv.	**Ampl.**	**Odst.(n-2)**	**Odst.(n-1)**	**Odst.(n+1)**	**Odst.(n+2)**	**Vhod.**
MHz	**dBm**	**dB**	**dB**	**dB**	**dB**	**-**
89.6	-46.3	-37.6	-7.8	-2.4	-34.5	NE
89.7	-48.6	-5.4	2.4	-32.2	-28.2	NE
95.6	-49.2	-34.0	-8.3	-8.3	-35.0	ANO
104.1	-51.1	-22.4	-4.6	-4.5	-20.3	ANO
104.2	-55.6	-0.0	4.5	-15.8	-10.8	NE
105.3	-56.6	-28.7	-7.7	-14.7	-28.7	ANO
95.7	-57.5	0.0	8.3	-26.7	-26.7	NE
98.0	-58.7	-25.3	-6.3	-2.2	-3.4	NE
103.0	-60.4	-19.1	-5.1	-12.1	-20.0	ANO
106.1	-61.3	-20.9	-1.0	-6.9	-22.9	NE

Tab. 3.2: Ukázka výsledků hledání signálů vhodných pro další zpracování. Kritérium je nastaveno jako odstup nejbližších sousedních signálů alespoň o 3dB.

[40] Tento počet byl zvolen pro první úvahy a experimenty.

3.2 Metoda Dopplerova posunu

Vzhledem k vysoké rychlosti pohybu tělesa na oběžné dráze dojde k posunu centrální frekvence vysílačů. Velikost posunu je úměrná rychlosti přijímače vůči vysílači a pracovní frekvenci dle 3.4. Symbol f odpovídá pracovní frekvenci, v rychlosti pohybu a ϕ úhlu mezi vektorem rychlosti pohybu a spojnicí mezi přijímačem a vysílačem.

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{c} \cdot f \cdot cos\phi \tag{3.4}$$

Přijímač je vybaven mezifrekvenčním čítačem pro určení střední hodnoty frekvence přijímaného signálu. Tento čítač má bohužel poměrně malé rozlišení 1 kHz. Při pracovní frekvenci 100 MHz odpovídá tedy rozlišení čítače v měřítku rychlosti hodnotě 3000 m/s.

Kruhová rychlost satelitu obíhajícího kolem Země lze přibližně určit ze vztahu 3.5. Symbol M odpovídá hmotnosti centrálního tělesa, zde $M = 5,97 \cdot 10^{24}\ kg$, κ je gravitační konstanta $\kappa = 6,67 \cdot 10^{-11}\ m^3 kg^{-1} s^{-2}$, r_e je průměr Země $r_e = 6378\ km$ a h značí orbitální výšku 500 až 800 km v případě pikosatelitů.

$$V_k = \sqrt{\frac{\kappa M}{r_e + h}} \tag{3.5}$$

Pro uvedený rozsah orbitálních výšek odpovídají kruhové rychlosti hodnotám 7609 m/s až 7448 m/s. K dispozici máme tedy více než dva digity mezifrekvenčního čítače. I když budeme uvažovat okamžik pro optimální spojení v případě, že tečna dráhy satelitu a spojnice s vysílací stanicí na Zemi bude svírat úhel 45° a rychlosti se zmenší v poměru $1/\sqrt{2}$, bude rozlišení čítače stále dostačující pro určení směru pohybu.

Vzhledem k tomu, že hodnota naměřená čítačem vykazuje rozptyl, bude třeba získat výsledek pomocí metod matematického odhadu. Údaje potřebné k návrhu této části zpracování dat byly získány měřením. Potřebná měření a získané výsledky jsou uvedeny v části práce zabývající se vlastnostmi mezifrekvenčního čítače.

Metoda určení hodnoty Dopplerova posunu ve smyslu určení směru pohybu byla založena na principu jednostranného intervalu spolehlivosti pro odhad střední hodnoty při neznámém rozptylu. Po odečtení série n hodnot z mezifrekvenčního čítače je vypočítána výběrová střední hodnota $\bar{x}$ a výběrový rozptyl s jako nestranné odhady střední hodnoty a rozptylu. Poté byl určen jednostranný interval spolehlivosti pro střední hodnotu μ na hladině $\alpha = 0.95$ použitím vztahu 3.6. Hodnota t označuje kvantil Studentova rozdělení pro $n-1$ stupňů volnosti. Výsledná hodnota posunu je vyhodnocena jako rozdíl mezi hodnotou MF čítače pro ideálně naladěný signál (256) a hodnotou 95%ně spolehlivého odhadu střední hodnoty μ.

$$\mu > \bar{x} \cdot t_{1-0,95}(n-1)\frac{s}{\sqrt{n}} \tag{3.6}$$

Postup byl vyzkoušen na sérii dvaceti testovacích signálů lišících se od sebe frekvenčním posunem o 0 nebo 1 kHz, úrovní na vstupu přijímače od -30 dBm do -90 dBm a použitou modulací. Polovina signálů byla samotná nosná bez modulace a polovina signálů byla

modulována FM signálem 200 Hz s frekvenčním zdvihem 75 kHz[41]. Uvedené výsledky pocházejí z testů provedených se sériemi dat délky $n = 100$ hodnot, postup začíná být použitelný už od délky $n = 40$ hodnot.

	-30 dBm	**-60 dBm**	**-70 dBm**	**-80 dBm**	**-90 dBm**
+0 kHz	0,7	0,5	0,2	0,5	0,2
+1 kHz	1,7	1,3	1,3	1,5	1,4

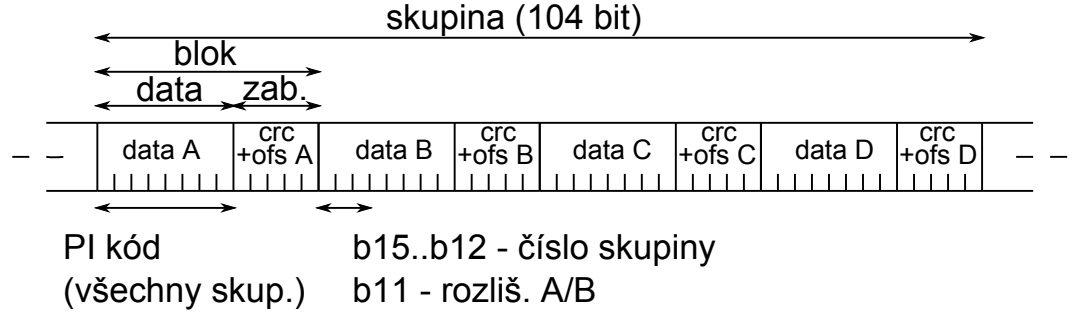
Tab. 3.3: Výsledky určení Dopplerova posunu zkušebních signálů s FM modulací.

	-30 dBm	**-60 dBm**	**-70 dBm**	**-80 dBm**	**-90 dBm**
+0 kHz	0,1	0,2	0,2	0,1	0,1
+1 kHz	1,2	1,3	1,2	1,3	1,2

Tab. 3.4: Výsledky určení Dopplerova posunu zkušebních signálů bez modulace.

3.3 Metoda příjmu RDS

Integrovaný dekodér systému RDS provádí obnovu subnosné vlny 57 kHz, filtraci signálu v jejím okolí, demodulaci D-BPSK a obnovu bitové hodinové frekvence. Součástí dekodéru je zároveň blokový synchronizátor založený na principu výpočtu a srovnání CRC kódu. V případě blokově synchronizovaného přenosu slouží CRC kód k detekci a korekci chyb. Získaná data (bez zabezpečovacích bitů) jsou zachycena do vyrovnávací paměti odkud je lze přečíst přes komunikační sběrnici. Přítomnost nových dat v paměti je dekodérem hlášena příkazovým bitem a výstupem pro volání přerušení. V případě nemožnosti využít přerušení je příznakový bit trvale sledován pomocí pollingu.



Obr. 3.2: Schéma datové skupiny systému RDS s vyznačením základních informací.

Data jsou přenášena rychlostí $f_b = 1187,4\ Bit/s$ a jsou dělena po 104 bitech na skupiny [18]. Kapacita vyrovnávací paměti má velikost právě na jednu datovou skupinu, z toho vyplývá nutná rychlost jejího čtení $11,4\times$ za sekundu. Každá datová skupina se skládá ze

[41] Testovací signál pro FM přijímače dle normy ČSN EN 55020.

4 datových bloků, každý obsahujících 16 datových bitů a 10 zabezpečovacích bitů. Obsah datových bitů je podřízen typu právě vyslané datové skupiny. Skupin se vyskytuje 32 druhů, označují se $A0$ až $A15$ a $B0$ až $B15$. Následující části práce se soustředí na přenášené datové služby přínosné pro řešený projekt. Kompletní popis obsahu datových skupin je publikován v četné řadě materiálů. Zde jsou zajímavé:

- Kód PI - Program Identification, blok A každé z 32 druhů skupin.

  Unikátní 16bitové číslo každé rozhlasové stanice. Lze je dekódovat na druh stanice dle pokrytí a specifikaci regionu, kde stanice leží.
- Kód ECC - Extended Country Code, blok C skupiny 1A, varianty 0.

  Přesné určení země, ve které se vysílač provozuje. Velikost 8 bitů, existuje přiřazení ECC kódu v každém regionu.
- Kód CT - Clock Time and date, blok B, C, D skupiny 4A.

  Informace o přesném čase, datu a místním časovém posunu vůči UTC.

Kód PI je jedním z nejdůležitějších přenášených znaků. Umožňuje identifikovat rozhlasovou stanici, neboť je pro každou ze stanic unikátní. Stanice svůj PI kód během vysílání nesmí měnit. Z tohoto důvodu lze použít i jako primární klíč v databázi rozhlasových stanic. Navíc je možné ho dekódovat na několik dalších[42] datových polí:

- Bit 15 až bit 12 - Country Code, kód země.
- Bit 11 až bit 8 - Typ vysílání ve smyslu pokrytí.
- Bit 7 až bit 0 - Státem udělovaný identifikátor.

Státem udělovaný identifikátor neposkytuje žádnou možnost interpretace hodnot a lze ho použít pouze jako rozlišovací znak. Datové pole udávající typ vysílání může být použito k třídění stanic v databázi podle rozsahu pokrytí. Za provozu přijímače bude také použito pro sestavování statistik přijatých signálů. Pole může nabývat hodnot:

- I (International) 0x1 - Stanice vysílající ve více zemích.
- N (National) 0x2 - Stanice s celostátním pokrytím.
- S (Supra-reginal) 0x3 - Stanice pokrývající významnou část dané země.
- R1..R12 (Reginal) 0x4..0xF - Regionální stanice.
- L (Local) 0 - Místní stanice s jedím vysílačem pracujícím v omezeném čase.

Pole Country Code slouží k identifikaci země, kde leží stanice šířící zachycený signál, je ale použitelné jen v menších, omezených regionech. Důvodem je 16, tedy malé množství volných kódů. Existuje tak řada zemí se stejnou hodnotou pole Country Code. Jejich bližší rozdělení je zajištěno pomocí pole Extended Country Code přenášeného jiným způsobem. Hodnoty pole Country Code jsou přidělovány tak, aby blízké země nebo oblasti mohly být pomocí tohoto kódu rozlišeny a množina všech kódů vždy připadá na každou ze čtyř

[42] Neplatí pro USA. Zde se kód může přidělit na základě volacího znaku.

oblastí, Evropu (včetně zemí sovětského bloku), Afriku, ITU region 2 (Amerika a přilehlé ostrovy) a ITU region 3 (Asie, Austrálie, Oceánie).

Pro doplnění informace o zemi původu vysílání je signál doplněn o další datové pole ECC, Extended Country Code, rozšířený kód země. Toto pole se přenáší v datovém bloku C skupiny 1A. V tomoto bloku kombinace bitů b15..b12 udává tzv. variantu, tedy způsob interpretace zbylých nižších 12 bitů. V případě varianty 0 je na nejnižších 8 bitech přenášen ECC kód a vyšší 4 bity mohou být použity pro pagingové služby. Datové pole ECC má kapacitu 256 kombinací.

V některých zemích je PI kód přidělován podle jiného klíče než uvádí norma ITU, například z tradičních volacích znaků. V takovém případě nelze provést rozklad kódu na dílčí datová pole. Jedná se o USA, Viržínské ostrovy a Puerto Rico, kde nejvyšší 4 bity PI kódu mohou nabývat hodnot 0x1..0x9,0xA,0xB,0xD,0xE a kód ECC je vždy 0xA0. V těchto zemích se musí PI kód zpracovat u každé stanice individuálně.

Pro účely řešeného projektu byla pomocí norem pro RDS a RBDS sestavena databáze PI kódů zemí a oblastí obsahující 267 záznamů. Databáze bude použita pro analýzu zachycených signálů a její výpis je uveden v přílohách. Z jejího obsahu lze jmenovat:

- 209 záznamů na definované oblasti s unikátním kódem,
- 39 záznamů oblastí, kde je PI kód přidělován jinak než podle normy ITU,
- 13 záznamů zemí se vzdálenými provinciemi,
  (Zde je obtížné určit skutečnou polohu stanice.)
- 6 záznamů oblastí s nedefinovaným vnitřním podrobnějším dělením.

Pravděpodobnost zachycení kódu PI je vysoká, neboť se vysílá v bloku A každého druhu skupiny. Každý přijímaný signál rozhlasové stanice se službou RDS tedy obsahuje informaci o PI kódu minimálně[43] $11,4\times$ za sekundu. Četnost vysílání kódu ECC je nižší, ten musí být vysílán minimálně jedenkrát za minutu.

3.4 Určení UTC času a data pomocí RDS

Informace o přesném čase a datu se přenáší v datových blocích skupiny 4A [18]. Přenos je rozdělen na datum v Juliánském kódu, binárně kódovaném čase UTC v hodinách a minutách a z binárně kódovaného offsetu lokálního času oproti UTC. Způsob přenosu časové informace je uveden v tab. 3.5.

Ve skupině 4A se přenáší čas UTC a odděleně offset lokálního času. Z tohoto důvodu není v případě řešeného projektu třeba řešit odlišné časové posuny a letní čas v jednotlivých zemích. Datum příslušící k UTC času je možné dopočítat z Juliánsky kódovaného data podle vztahů 3.7. Hodnota data se mění vždy o půlnoci UTC času, opět není třeba brát v úvahu místní čas.

Výraz D označuje aktuální UTC den (1..31), M(1..12) měsíc, Y rok. Další výrazy (m, y, K) jsou pomocné proměnné. Tento způsob výpočtu je použitelný v rozmezí od 1. března 1900 do 28. února 2100.

[43] V některých případech skupin se PI kód může opakovat i v dalších blocích.

Datové pole	**Blok**	**Pozice v bloku**
Modifikovaný Juliánský den, 17bit, 0..99999		
b16,b15	B	b1, b0
b14..b0	C	b15..b1
UTC Hodina, 5bit, 0..23		
b4	C	b0
b3..b0	D	b15..b12
UTC Minuta, 6bit, 0..59		
b5..b0	D	b11..b6
UTC offset +/-		
$0 \sim +$, $1 \sim -$	D	b5
UTC offset, 6bit, -12..+12 h, násobky 0,5 h		
b5..b0	D	b5..b0

Tab. 3.5: Kódování časové informace v 4A datové skupině RDS.

Pravděpodobnost zachycení kódu CT je opět nižší. Důvodem je vysílání příslušné datové skupiny jen v okamžiku přetečení minuty, tedy jedenkrát za minutu a také to, že některé stanice tuto službu nepodporují. Pro potřeby řešeného projektu však postačí synchronizace času v intervalech v řádu několika dní.

$$\begin{aligned} D &= MJD - 14956 - floor(368,25y) - floor(30,6001m) \\ M &= m - 1 - 12 \cdot K \\ Y &= y + K \\ y &= floor[(MJD - 15078,2)/365,25] \\ m &= floor[\{MJD - 14956, 1 - floor(365,25y)\}/30,6001] \\ K &= \begin{cases} 1 & \ldots \quad m = 14 \vee m = 15 \\ 0 & \ldots \quad m \neq 14 \wedge m \neq 15 \end{cases} \end{aligned} \tag{3.7}$$

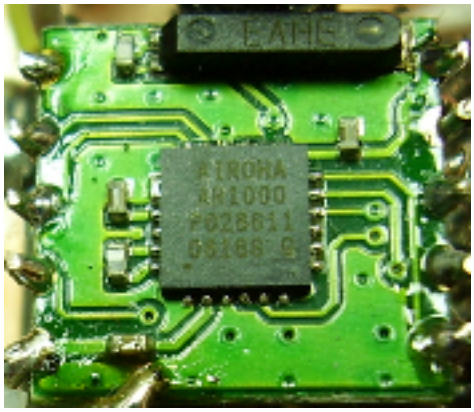
3.5 Metody vyhodnocení úniků

Další metody měření mohou být založeny na sledování hloubky, četnosti a doby trvání úniků přijímaného signálu. Například v pozemních podmínkách by tak bylo možné provádět odhad rychlosti pohybu, v případě satelitu zjišťovat okamžité vlastnosti okolní ionosféry za účelem úpravy nastavení komunikačních spojů, výzkum podílu ionosférických a troposférických poruch na vlastnosti spojení, atd.

Metody měření na základě vyhodnocení úniků přijímaného signálu jsou výzvou k dalšímu výzkumu, který však již spadá mimo rozsah této práce. Uvedenou oblastí se v současnosti i v minulosti zabývala řada projektů zahrnujících praktická měření, modelování i výzkum metod odhadu parametrů víceparametrických rozdělení pravděpodobnosti. Vzhledem k rozsáhlosti a složitosti této oblasti je zde stále mnoho perspektivních témat. Většina výzkumu se dnes soustředí na pásma mikrovlnná, v oblasti VKV a UKV existují téměř výhradně stará měření a modely, aktuální informace chybí.

4 Přijímač VKV-FM vysílání nové generace

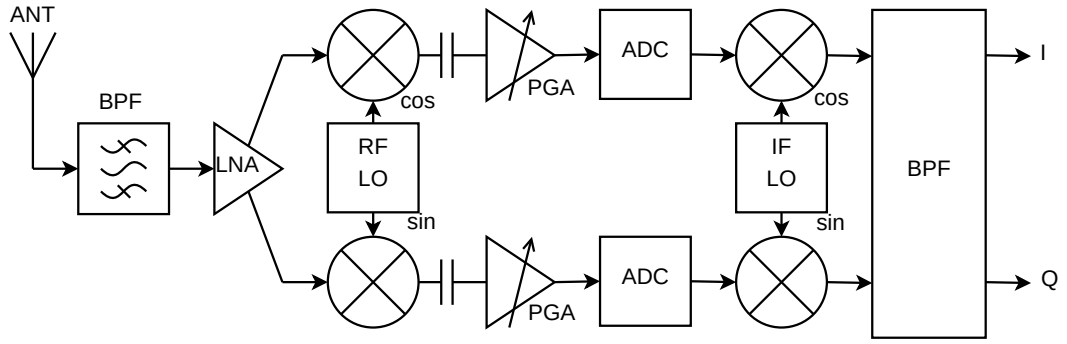
S rozvojem mobilních přístrojů doplněných multimediálními funkcemi (pokročilých mobilních telefonů, přehrávačů, atd.) se objevila potřeba nových, více miniaturizovaných přijímačů pro klasický analogový VKV FM rozhlas. Tato služba je rozšířena prakticky po celém světě a odchylky v místních standardech jsou relativně malé. Klasické přijímače na principu superheterodynu v této aplikaci neobstojí, neboť vyžadují rozměrný vstupní i mezifrekvenční filtr. Tyto obvody již neumožňují takovou miniaturizaci, aby bylo možné celý přijímač vestavět do nových přenosných přístrojů, [7].



Obr. 4.1: Osazený modul čipem AR1000 firmy AIROHA na destičku 10x10 mm. SMD prvky v okolí mají velikost 0603. V horní části je vidět krystal.

4.1 Princip funkce nových přijímačů

Nová generace přijímačů je založena na principu přijímače s nízkou mezifrekvencí, který je znám již velmi dlouho, ale pro účely rozhlasového příjmu zatím nebyl typický. Použití nízké mezifrekvence umožní realizovat mezifrekvenční filtr v digitální podobě, a tím umožní jeho integraci na čip [6].



Obr. 4.2: Blokové schéma přijímače s nízkou mezifrekvencí odpovídající čipu AR1000.

Na obr. 4.2 je blokové schéma přijímače s nízkou mezifrekvencí odpovídající vstupní části popisovaných integrovaných obvodů. Za anténou následuje vstupní filtr, ovšem velmi zjednodušený, často zde postačí pouze selektivní chování přijímací antény naladěné do rezonance vprostřed přijímaného pásma. Jeho propustné pásmo musí být široké, pokrývá rozsah všech přijímaných frekvencí. Na odstranění zrcadlového příjmu se tento filtr nepodílí, je použit kvadraturní směšovač.

Ve směšovači probíhá kmitočtová konverze na nízký mezifrekvenční kmitočet. Velikost mezifrekvenčních kmitočtů není zveřejněna, lze se však domnívat, že se pohybuje kolem 100 kHz[44]. Při tomto kmitočtu je stále relativně snadné následné zpracování signálů (i při zachování nízkého příkonu), a přitom žádné významné složky signálu nezasahují do příliš nízkých kmitočtů kolem 0 Hz. Stupně je tak možné střídavě oddělit a zbavit se tak problémů se stejnosměrným offsetem. Střídavé vazby jsou na blokovém schématu naznačeny jako kapacitory. Zpracování signálu na vyšších kmitočtech je žádoucí také z důvodu poklesu šumu typu 1/f.

Směšovač je prakticky výhradně kvadraturní, čímž se umožní potlačení zrcadlového příjmu následným zpracováním signálu. Díky nízké mezifrekvenci jsou zrcadlové složky velmi blízké. Použitím tohoto způsobu jejich potlačení je lze zeslabit o cca 30 dB, což se považuje u kapesních přijímačů za dostatečné. V cílové aplikaci této práce toto potlačení také vyhoví, neboť přijímač nebude vystavován žádným signálům výrazně silnějším, než budou všechny ostatní.

Vedlejším (žádoucím) efektem směšovače je zečtyřnásobení kmitočtu místního oscilátoru. Pro vytvoření kvadraturních složek se zjevně používá nějaký druh logického sekvenčního obvodu generujícího dvoufázový signál ze základního signálu čtyřnásobné frekvence. Pro implementaci obvodů na čipu zvýšení kmitočtu nevadí[45] a naopak oscilátor vychází lépe z pohledu pasivních součástek a varikapů.

Nevýhodou přijímačů s nízkou mezifrekvencí[46] je vyšší citlivost na chyby kmitočtu místního oscilátoru. Všechny současné přijímací obvody tohoto typu jsou vybaveny kmitočtovým syntezátorem s PLL[47], kde se využívá jako referenční signál, krystalový oscilátor. Zpravidla se zde používá hodinový krystal s kmitočtem 32,768 kHz, který je levný, přesný a dostupný ve velmi malých pouzdrech. Přesto mají tyto obvody frekvenční charakteristiku MF filtru volenu „s rezervou", aby případné odchylky kmitočtu oscilátoru nezpůsobily zřetelné zkreslení přijímaného signálu. V aplikaci popisované v této práci se toto opatření také hodí pro odstranění vlivu Dopplerova posunu.

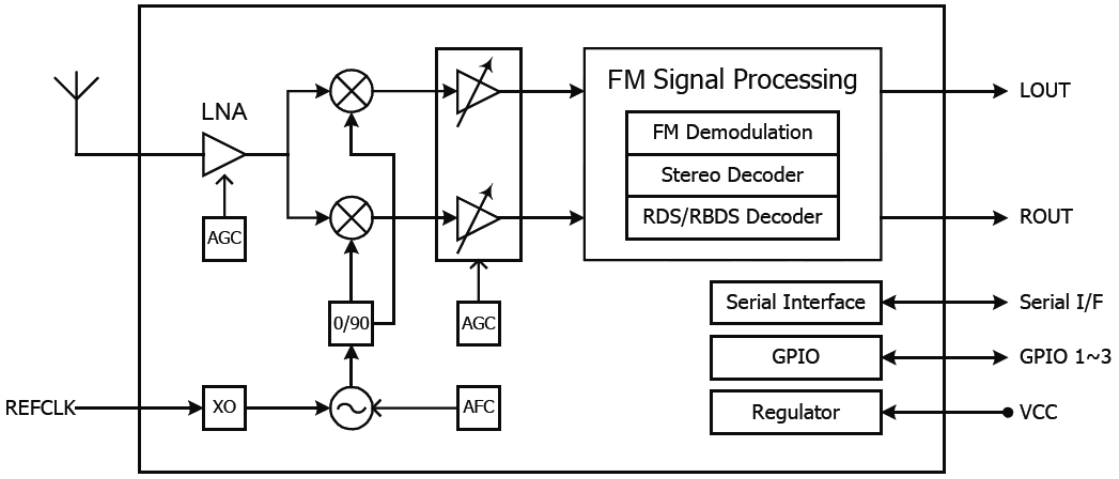
Řízení zisku řízených zesilovačů PGA je prováděno vnitřně, bez možnosti ovlivnění či pozorování. Jejich úkolem je zesílení signálu a zajištění efektivního využití dynamického rozsahu ADC. Obvody poskytují údaj o vstupní úrovni ve formě čtení registru RSSI. Tento údaj však musí pocházet z měření úrovně signálu procházející posledním MF filtrem. PGA mohou mít svojí samostatnou smyčku AGC.

[44] U prvních historických variant firmy NXP se používalo 70 kHz.
[45] Kapacity všech obvodů, kterých se to týká, jsou velmi malé.
[46] Stejně jako přijímačů s nulovou mezifrekvencí.
[47] První historické varianty firmy NXP měly klasické ruční ladění.

Na místě převodníků ADC lze očekávat nějaký druh sigma-delta ADC, který je schopen pracovat v okolí dané centrální frekvence. Jeho frekvenční přenosová charakteristika pak přispěje k mezifrekvenční filtraci signálu. Lze předpokládat také (vnitřně) nastavitelnou citlivost ADC, která se používá pro zvýšení rozsahu nastavení zesílení této MF části.

Za ADC převodníky následuje číslicové zpracování signálu. Číslicový oscilátor s kvadraturním směšovačem provádí konverzi na další mezifrekvenční kmitočet, zpravidla 0 Hz. Signál pak lze decimovat a snížit tak nároky na zbytek přenosového řetězce. Následuje konečná MF filtrace a demodulace signálu. U popisovaných obvodů se za FM demodulátorem nachází ještě dekodér stereofonního příjmu, deemfáze, nastavení hlasitosti, popřípadě tónové korekce a maskování výstupu, v případě špatného signálu.

Zajímavou vlastností některých typů těchto přijímačů je také přímá integrace dekodéru RDS, pro účely identifikace stanice, příjmu dalších doprovodných dat nebo pro navigační účely. Tento dekodér umožňuje realizovat některé klíčové funkce potřebné k tématu popisovaném v této práci.



Obr. 4.3: Blokové schéma přijímače AR1000 firmy AIROHA.
(Převzato z originálního dokumentu AIROHA.)

4.2 Přehled typů přijímačů v době přípravy práce

Obvody založené na této technologii dnes vyrábí několik předních výrobců elektronických komponentů. Standardní řada obvodů byla vyráběna firmou NXP[48] a později převedena pod hlavičku ST-ERICSSON. Velmi zajímavou řadu progresivně rozvíjí výrobce Silicon Laboratories a některé odvozené typy lze nalézt pod hlavičkou firmy AIROHA. Jednotlivé obvody se liší typem pouzdra a vyvedenými signály, v některých případech spotřebou a citlivostí, druhem komunikační sběrnice pro ovládání a komunikačním protokolem. Vždy

[48]Bývalý Philips Semiconductors.

lze nalézt variantu s integrovaným dekodérem RDS i bez. Obvody lze dále rozdělit na starší a novější generaci, kde starší generace, s nižší spotřebou energie, obsahuje mezifrekvenční obvody založené zřejmě na principu obvodu ASIC, a novější generaci se spotřebou o 10 až 50 % vyšší, kde výrobce uvádí použití plnohodnotného DSP jádra. Funkce této novější generace bude zřejmě flexibilnější vlivem možnosti programování DSP jádra, ovšem uživateli zůstává tato možnost uzavřená. Zatím se nevyskytují ani varianty s digitálním výstupem demodulovaného zvukového signálu, výstup je zatím vždy analogový. Bohužel, není jednoduše možné provést nějaký sofistikovanější výběr použitých obvodů nebo nějaké srovnávací testy, neboť k „surovým" obvodům se prakticky nelze dostat, podrobnější dokumentace popisující vnitřní princip není dostupná a v řadě případů není (oficiálně) zveřejněna ani uživatelská dokumentace.

Typ	Výrobce	Generace	RDS	Pouzdro	Citlivost	Spotřeba
AR1000	AIROHA	ASIC	ANO	24-QFN	2 μVemf	14 mA
AR1010	AIROHA	ASIC	NE	24-QFN	2 μVemf	14 mA
TEA5991	ST-ERI	DSP	ANO	WL-CSP HVQFN24	1,2 μVemf	22 mA
TEA5996	ST-ERI	DSP	NE	WL-CSP HVQFN24	1,2 μVemf	22 mA
TEA5764	NXP	ASIC	ANO	40-HVQFN 34-WFBFA	2 μVemf	14 mA
TEA5767	NXP	ASIC	NE	40-HVQFN	2 μVemf	14 mA
Si4702	SIL-LABS	DSP	NE	20-QFN	1,7 μVemf	16 mA
Si4703	SIL-LABS	DSP	ANO	20-QFN	1,7 μVemf	16 mA

Tab. 4.1: Příklady některých řešení jednočipových FM přijímačů.

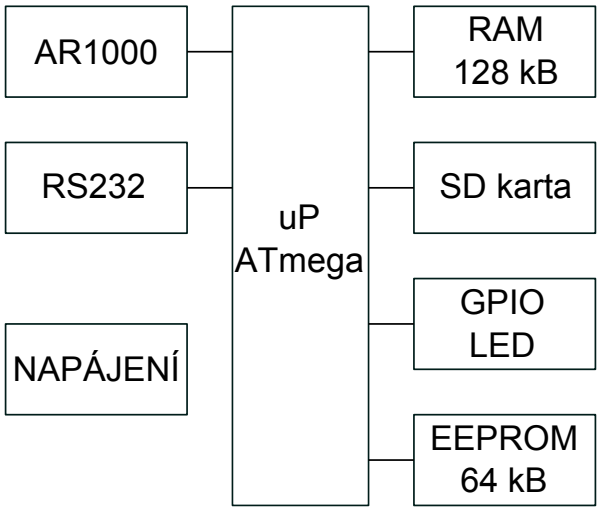
Citlivost je udávána v jednotkách μVemf pro odstup $(S+N)/N$ 26 dB. Přípona „emf" (electro-motive force) označuje napětí na nekonečně velké impedanci. Vliv vstupní impedance obvodů a jejich rozdílů nejsou uvažovány.

4.3 Konkrétní použitý typ přijímače

Pro účely této práce byl použit obvod AR1000 [1]. Důvodem volby tohoto typu byla jeho dostupnost v době přípravy práce. Jak vyplývá z předchozích informací, vlastnosti obvodů udávané výrobci jsou velmi podobné a skutečnost odhalí teprve ověření funkce a kontrolní měření. S obvodem byl zkonstruován první přípravek pro laboratorní účely, vývoj programového vybavení a testy v terénu. Postupy a získaná data jsou popsány v odpovídajících následujících částech práce.

5 Řešení laboratorní verze přijímače

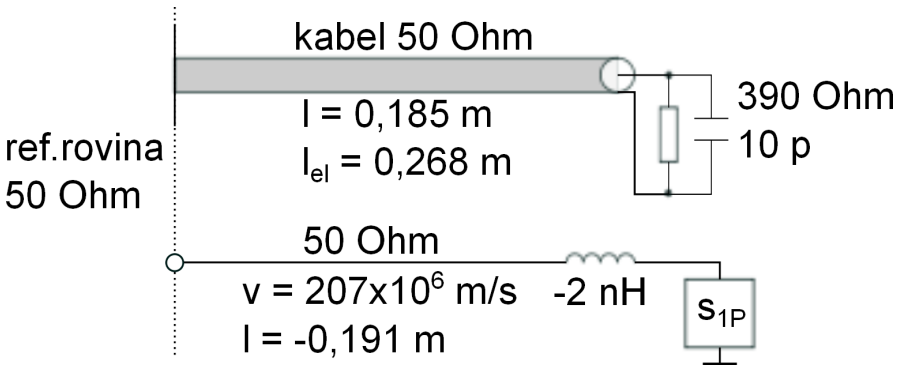
Uvedený přípravek slouží k prvním testům a měřením pomocí laboratorních přístrojů a bude také použit pro reálné testy některých metod určení polohy, které lze provádět i v pozemských podmínkách. Přijímač ve formě mikromodulu je osazen na DPS, která dále obsahuje impedanční přizpůsobení antény na standardních 50 Ω, úsporný napájecí subsystém a mikrokontrolér s rozšířenou možností komunikace a záznamu dat. Jádrem mikrokontroléru je ověřený osmibitový mikropočítač ATmega64L s maximálním taktovacím kmitočtem 8 MHz doplněný o externí RAM se stránkováním a maximální kapacitou 128 KB. Tento prostor bude využit pro vyrovnávací paměti a přepisované tabulky. Výsledná data je možné ukládat volitelně do I2C EEPROM 128 KB nebo na SD kartu pro případ potřeby dlouhých záznamů. Z důvodu jednoduchosti je použita standardní sériová linka RS232 pro přehrávání dat do PC. Uživatelské rozhraní obsahuje pouze 4 LED diody pro základní signalizaci stavů. Blokové schéma přípravku je na obr. 5.1, obvodové schéma včetně DPS je uvedeno v příloze této práce.



Obr. 5.1: Blokové schéma laboratorní varianty přijímače.

5.1 Impedanční přizpůsobení anténního vstupu

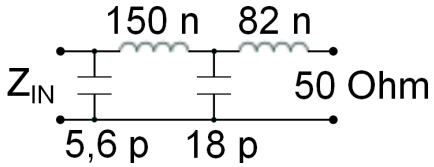
Při řešení impedančního přizpůsobení anténního vstupu byla zjištěna jiná hodnota než je uvedeno v katalogovém listu obvodu. Z tohoto důvodu bylo nutné provést měření vstupní impedance alespoň pro několik frekvencí. Za tímto účelem byl vyroben přípravek k vektorovému analyzátoru ZVB. Schéma zapojení přípravku a jeho model jsou uvedeny na obr. 5.2. Vedení známé délky ze semirigid kabelu s činitelem zkrácení $k = 0,69$ bylo zkušebně zatíženo paralelní kombinací SMD prvků 39 Ω a 10 pF. Měřením na stejných kmitočtech, jako jsou potřeba pro měření vstupní impedance, přijímače byla zjištěna odchylka do 1 % od jmenovitých hodnot součástek.



Obr. 5.2: Přípravek pro měření vstupní impedance zatížený zkušebním RC členem. Pod ním je model kompenzující jeho vlastnosti.

V katalogovém listu je udávána vstupní impedance 550 Ω s paralelní kapacitou $3,4\,pF$. Frekvence, při které bylo měřeno, se neudává. Toto odpovídá sériovému modelu při frekvenci 90 MHz, $Z = 258 - j275\,\Omega$. Tato hodnota je velmi silně frekvenčně závislá. Skutečně naměřená hodnota vstupní impdance odpovídá sériovému modelu $Z = 154 - j54\,\Omega$ pro 90 MHz a její hodnota je frekvenčně závislá mnohem méně. Konkrétní průběhy impedance jsou uvedeny v příloze.

Naměřená vstupní impedance byla přizpůsobena na 50 Ω lowpass přizpůsobovacím členem pro co nejmenší činitel jakosti Q, aby se co nejvíce potlačila frekvenční závislost impedance. Činitel jakosti $Q = f_0/B$ byl zvolen $Q = 90/32 = 2,8$. Pomocí tohoto obvodu bylo dosaženo útlumu odrazu $-28\,dB$ na frekvenci 90 Mhz a nejhoršího útlumu odrazu $-15,7dB$ na frekvenci 76 MHz. Tyto hodnoty lze považovat za dostačující. Schéma přizpůsobovacího obvodu je na obr. 5.3, průběh útlumu odrazu je uveden v příloze.



Obr. 5.3: Přizpůsobovací obvod vstupní impedance přijímače

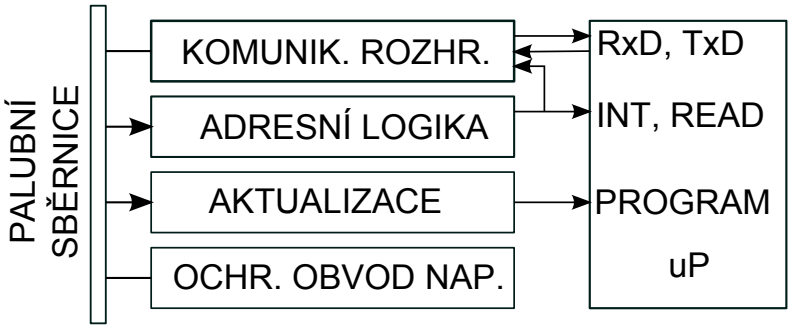
5.2 Programové vybavení

Základní programové vybavení mikropočítače bylo vytvořeno za účelem co nejsnazšího provádění laboratorních testů [2]. Program je ovládán pomocí standardní sériové komunikace, kde je použit protokol inspirovaný standardním rozhraním GPIB pro ovládání laboratorních přístrojů. Tento protokol je optimální, neboť je srozumitelný člověku (umožňuje přímé ruční ovládání pomocí komunikačního terminálu) a zároveň je velmi dobře implementovatelný strojově. Nabízí se tak možnost snadné tvorby měřícího systému složeného

z více přístrojů s automatickým ovládáním pomocí připraveného skriptu. Tento program bude postupně doplňován dalšími funkcemi pro ostatní pozemní testy. Soubor příkazů pro ovládání přijímače je uveden v příloze.

5.3 Řešení satelitní verze přijímače

Tato verze přijímače vyhovuje pro všechny laboratorní a pozemní testy, pro skutečné satelitní použití však bude třeba připravit další verzi. Zde odpadnou nevyužité části HW, naopak se doplní komunikační interface na sběrnici satelitu a změní se napájecí subsystém. V napájecím zdroji nebude měněna napěťová hladina, ale hlavní úkol bude v ochraně přístroje i palubní sběrnice před latch-up efektem, který může nastat s vyšší pravděpodobností než na Zemi, vlivem kosmického záření. Nebude možné také použít například SD kartu a v případě potřeby záznamu většího množství dat se musí použít jiný typ vyzkoušené paměti v pájivém pouzdru. V případě nutnosti bude také vyměněn mikropočítač za výkonnější typ. (Např. z řady ARM - LPC firmy NXP.)



Obr. 5.4: Blokové úpravy jednotky přijímače na satelitní variantu.

Konečná verze programu pro satelitní použití vznikne opět odstraněním stávajícího komunikačního subsystému (díky modulární stavbě programu je to snadné) a náhradě rozhraním pro satelitní sběrnici. Dále budou odstraněny funkce pro laboratorní a pozemní testy. Zbylé vyzkoušené funkce pro určení polohy a identifikaci signálů budou konfigurovány pro použití na oběžné dráze.

Data se budou cyklicky zpracovávat v nekonečné smyčce a ukládat v zápisníkové paměti tvořené řadou registrů. Pojem „registr" má zde jiný význam než u běžných periferních obvodů. Zde nejsou registry podřízeny architektuře obvodu a snadnosti implementace, ale čistě účelu věci. Mohou se zde vyskytovat různé datové typy, pole, atd. Jednotka bude aktivována a deaktivována palubním počítačem pomocí příkazů předávaných přes komunikační sběrnici. Stejným způsobem budou čtena data z registrů nebo přepisována konfigurace jednotky. Důležitou novou funkcí musí být také možnost přehrání nového programového vybavení jednotky, které umožní udržet vnitřní program bezchybný a aktuální. Blokové schéma satelitní verze přijímače je na obr. 5.4.

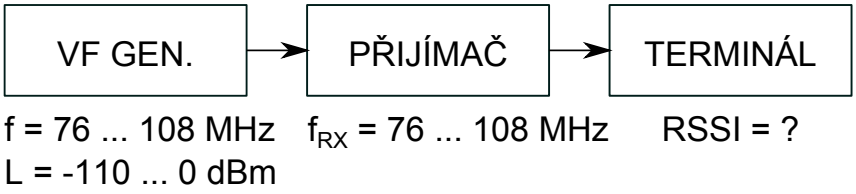
6 Laboratorní ověření vlastností přijímače

Vzhledem k nedostupnosti kompletních údajů o vlastnostech moderní řady integrovaných přijímačů a nízké věrohodnosti poskytnutých údajů je nutné vše doplnit a ověřit měřením. Na základě takto získaných údajů byly navrženy veškeré metody pro určení pohybu nebo polohy tělesa s přijímačem.

6.1 Ověření a kalibrace indikátoru RSSI

Přijímač obsahuje detektor RSSI (Recovered Signal Strength Indicator), který měří výkon signálu před demodulátorem, tedy za posledním mezifrekvenčním filtrem. Údaj tohoto detektoru má sloužit pro indikaci síly přijímaného signálu na zvolené frekvenci nebo pro účely vnitřních i vnějších vyhledávacích a paměťových algoritmů.

Surové hodnoty naměřené tímto detektorem jsou zatíženy chybami linearity a slabou frekvenční závislostí. Tyto chyby nejsou výrobcem dokumentovány, zřejmě proto, že při plánovaném (orientačním) měření příliš nevadí. Z důvodu snížení vlivu těchto chyb pro účely popisované práce byla provedena identifikace chyb a dále navržen a odzkoušen kalibrační postup. Indikátor RSSI pak poslouží jako měřič úrovně signálu.

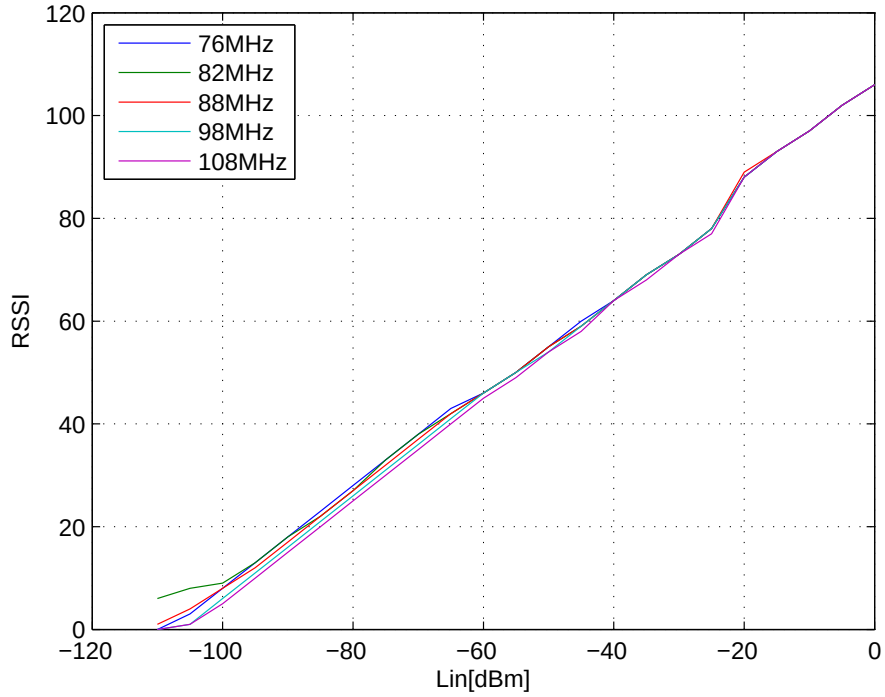


Obr. 6.1: Měřící sestava pro přenosové charakteristiky detektoru RSSI.

Pomocí přístrojové sestavy dle obr. 6.1 byla naměřena série přenosových charakteristik RSSI detektoru přijímače pro frekvence 76, 82, 88, 98 a 108 MHz. Grafické znázornění přenosových charakteristik je na obr. 6.2. Zlom křivky pro 82 MHz při vstupní úrovni -100 dBm byl způsoben průnikem vnějšího rušení, a to i v případě, že byl celý přípravek stíněn v precizním, silném, elektricky i magneticky vodivém krytu bez jakýchkoli mezer. V takovémto případě byl vliv na měřená data odstraněn ručně, extrapolací. Pro vysoké úrovně signálu (nad -20 dBm) se frekvenční závislost naměřené hodnoty ztrácí.

Ze série naměřených přenosových charakteristik byla vytvořena série „inverzních funkcí", tedy jeden vektor frekvencí, jeden vektor hodnot RSSI a série vektorů vstupních úrovní. Aby bylo možné použít jen jediný vektor hodnot RSSI, bylo nutné všechny vektory vstupních úrovní převzorkovat na stejné hodnoty RSSI. Za tímto účelem byla použita funkce `spline`, která prokládá naměřená data hladkou křivkou. Odchylky této křivky od skutečných naměřených charakteristik byly zkontrolovány, aby nemohlo dojít k nesmyslnému proložení a vybočení křivky.

Získané vektory lze použít jako kalibrační tabulku pro detektor RSSI, přičemž její uložení do paměti mikrokontroléru je velmi efektivní. Pro uložení vektoru frekvencí i vektoru hodnot RSSI postačí osmibitový typ `unsigned char`. Hodnoty odpovídajících úrovní lze



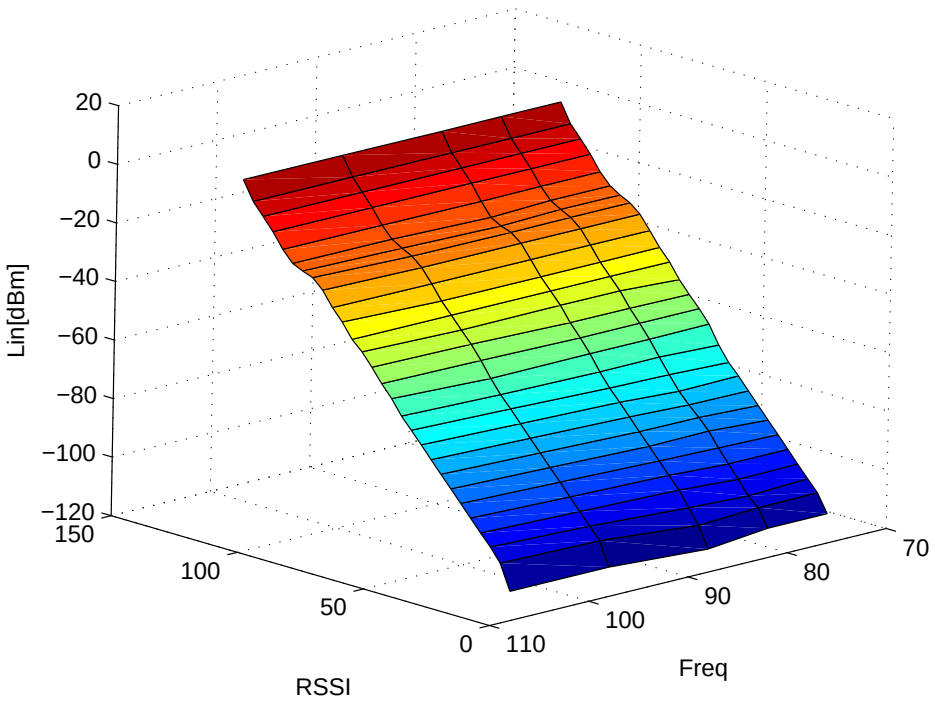
Obr. 6.2: Naměřené přenosové charakteristiky detektoru RSSI.

uložit do pole vhodné varianty typu s pevnou řádovou čárkou. Vektor frekvencí má 5 prvků, vektor hodnot RSSI má 28 prvků a 5 sérií vstupních úrovní má po 28 prvcích. Uvažujeme-li pro uložení hodnot vstupní úrovně 16 bitů, bude celková velikost všech kalibračních dat 280 bajtů. Uvažovaný typ mikropočítače má k dispozici 2048 bajtů konfigurační paměti EEPROM, využití paměti je tedy přijatelné. Pomocné vektory frekvence a hodnot RSSI se do konfigurační paměti neukládají, jsou pevně zakotveny v programu. Dají se změnit pouze změnou konstant preprocesoru a novým překladem. Vstupní úroveň přijímače, jako funkce dvou proměnných, frekvence a hodnot RSSI je znázorněna na obr. 6.3.

Pro účely simulací a zpracování výsledků všech ostatních měření byla připravena funkce `rssi2lvin()` umožňující převod vektoru hodnot RSSI a vektoru frekvencí na vektor hodnot vstupní úrovně v jednotkách dBm. Tato funkce je také implementována v mikropočítači navrhované jednotky.

Základem této funkce je bilineární interpolace[49] vstupní úrovně signálu jako funkce frekvence a hodnoty RSSI. Tento postup umožňuje výpočet vstupní úrovně s přesností dostatečnou pro daný účel a přitom je velmi efektivní i pro mikropočítačovou implementaci.

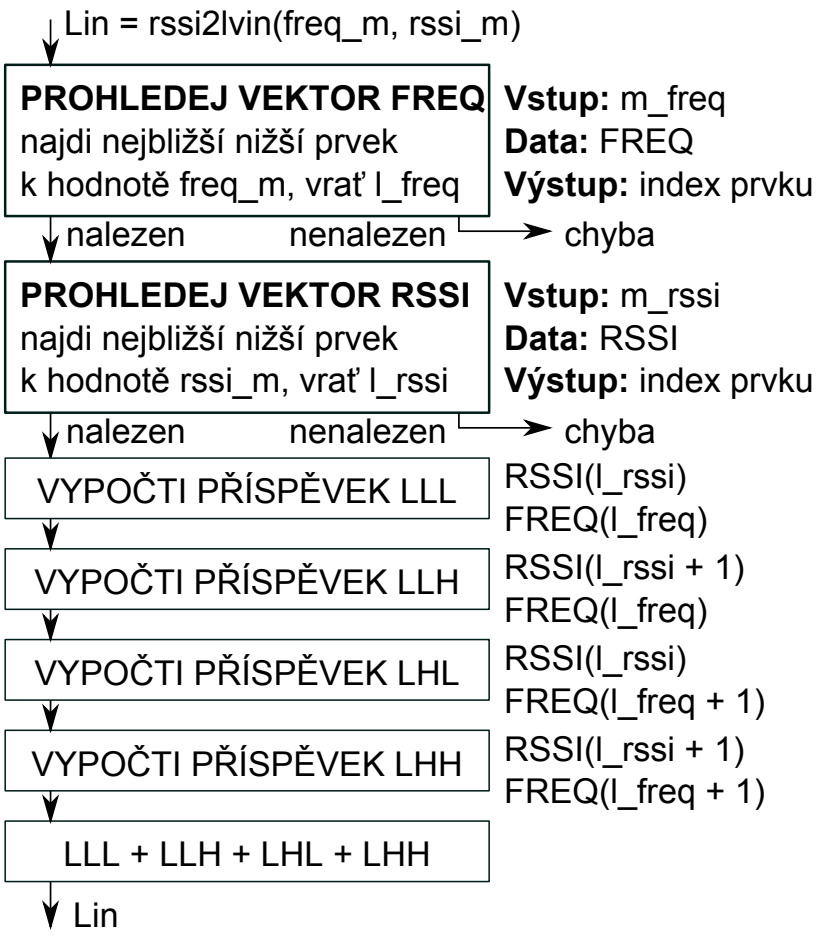
[49] Lineární interpolace pro funkce dvou proměnných.



Obr. 6.3: Vstupní úroveň přijímače jako funkce frekvence a hodnot RSSI.

$$
\begin{aligned}
L_{LL} &= LIN(l_R, l_F) \cdot \frac{[RS(l_R+1) - m_R] \cdot [FR(l_F+1) - m_F]}{[RS(l_R+1) - RS(l_R)] \cdot [FR(l_F+1) - FR(l_F)]} \\
L_{HL} &= LIN(l_R+1, l_F) \cdot \frac{[m_R - RS(l_R)] \cdot [FR(l_F+1) - m_F]}{[RS(l_R+1) - RS(l_R)] \cdot [FR(l_F+1) - FR(l_F)]} \\
L_{LH} &= LIN(l_R, l_F+1) \cdot \frac{[RS(l_R+1) - m_R] \cdot [m_F - FR(l_F)]}{[RS(l_R+1) - RS(l_R)] \cdot [FR(l_F+1) - FR(l_F)]} \\
L_{HH} &= LIN(l_R+1, l_F+1) \cdot \frac{[m_R - RS(l_R)] \cdot [m_F - FR(l_F)]}{[RS(l_R+1) - RS(l_R)] \cdot [FR(l_F+1) - FR(l_F)]} \\
L_{IN} &= LLL + LHL + LLH + LHH
\end{aligned}
\tag{6.1}
$$

Algoritmus výpočtu úrovně vstupního signálu je znázorněn na obr. 6.4. Zde jsou znázorněny dva cykly pro hledání nejbližšího prvku s nižší hodnotou v obou vektorech, hodnoty frekvence i RSSI. Získány jsou indexy těchto hodnot, které se poté použijí k výpočtu příspěvků od nejbližších čtyř definovaných bodů funkce. Poté se výsledná hodnota zjistí součtem všech příspěvků. Výpočet je uveden ve vztahu 6.1. Z důvodu snazšího čtení byly některé symboly

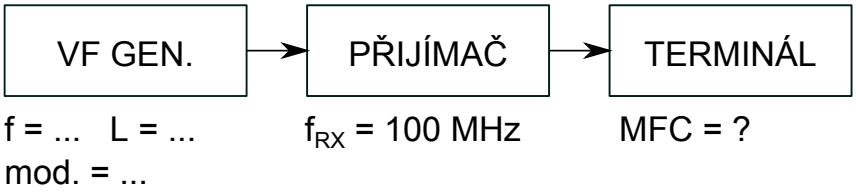


Obr. 6.4: Struktura funkce rssi2lvin

zkráceny. Vektory frekvence a RSSI jsou označeny $FR(index)$ a $RS(index)$. Vstupní (naměřené) hodnoty frekvence a RSSI jsou m_F a m_R. Data ze série vektorů vstupních úrovní se zde značí $LIN(index...rssi, index...freq)$. Potřebné indexy získané z hledacích funkcí odpovídají symbolům l_F a l_R pro frekvenci a RSSI.

6.2 Ověření a kalibrace mezifrekvenčního čítače

Test mezifrekvenčního čítače probíhal v přístrojové sestavě dle obr. 6.5. Přijímač byl naladěn na pevný kmitočet 100 MHz. Veškeré funkce související s automatickým doladěním je třeba zablokovat. Do vstupu přijímače se přivádí signál z VF generátoru s různým rozladěním nosného kmitočtu oproti centrální frekvenci. Naměřené hodnoty lze číst pomocí sériového terminálu. Tímto způsobem bylo zjištěno rozlišení mezifrekvenčního čítače 1 kHz. V dokumentaci k obvodu přijímače se tento údaj neuvádí. Výrobce udává pouze hodnotu pro „správné naladění" jako 250 ± 27 digitů.



Obr. 6.5: Měřící sestava pro ověření mezifrekvenčního čítače.

Měření ukázalo, že naměřená hodnota vykazuje nezanedbatelný rozptyl. Další testy souvisely s analýzou tohoto rozptylu za účelem návrhu efektivní cesty získání dostatečně přesného výsledku měření. Postupně byly odměřeny série po 100 hodnotách pro různě silné signály ($-30; -60; -70; -80; -90\ dBm$) bez modulace, modulované FM 200 Hz při zdvihu 75 kHz přesně na centrální frekvenci, nebo posunuté o 1 kHz výše. U všech sérií dat byla určena výběrová střední hodnota a výběrový rozptyl.

	-30 dBm	**-60 dBm**	**-70 dBm**	**-80 dBm**	**-90 dBm**
+0 kHz	256,1	255,8	255,6	255,9	255,5
+1 kHz	257,0	256,6	256,7	256,8	256,7

Tab. 6.1: Výběrová střední hodnota zkušebních signálů s FM modulací.

	-30 dBm	**-60 dBm**	**-70 dBm**	**-80 dBm**	**-90 dBm**
+0 kHz	255,3	255,5	255,4	255,4	255,3
+1 kHz	256,5	256,6	256,5	256,5	256,5

Tab. 6.2: Výběrová střední hodnota zkušebních signálů bez modulace.

Získaná data o výběrové střední hodnotě jsou uvedena v tabulkách 6.2 a 6.1. Z hodnot vyplývá konvergence naměřené hodnoty k 255, v případě přesného naladění a k 256, v případě zavedené odchylky 1 kHz. Pro zjištění relevantní naměřené hodnoty na určené hladině významnosti budou použity metody matematické statistiky.

Získaná data o výběrovém rozptylu, jsou uvedena v tabulkách 6.4 a 6.3. Z hodnot je patrné, že rozptyl mírně závisí na modulaci signálu a nezávisí na vstupní úrovni signálu. Hodnoty rozptylu jsou vždy malé, nepřevyšují hodnotu 5.

Měřící signál s modulací FM (200 Hz s modulačním zdvihem 75 kHz) je převzat z normy [12], ČSN EN 55020, „Elektromagnetická odolnost rozhlasových a televizních přijímačů a přidružených zařízení", kde je použit v případě, že vadí nízký modulační signál. Jedná se v podstatě o stejný problém jako v této měřící úloze.

Pro další práci s hodnotami by bylo vhodné, kdyby se dal použít model normálního rozdělení pravděpodobnosti. Pro ověření použitelnosti tohoto modelu použijeme χ^2 test.

Princip testu spočívá v rozdělení výběru naměřených ($n = 100$) výsledků do k tříd, kde do každé třídy spadá zvolený rozsah hodnot. Dále byl proveden odhad střední hodnoty a rozptylu. Z odhadnutých hodnot byla určena pravděpodobnost výskytu prvku v každé třídě dle normálního rozdělení a dále očekávaný počet prvků třídy (vztah 6.2).

	-30 dBm	**-60 dBm**	**-70 dBm**	**-80 dBm**	**-90 dBm**
+0 kHz	3,9	4,7	5,0	4,8	3,6
+1 kHz	3,2	3,9	4,1	3,4	4,0

Tab. 6.3: Výběrový rozptyl zkušebních signálů s FM modulací.

	-30 dBm	**-60 dBm**	**-70 dBm**	**-80 dBm**	**-90 dBm**
+0 kHz	2,6	2,7	2,1	2,4	1,9
+1 kHz	2,9	3,1	2,8	2,4	2,9

Tab. 6.4: Výběrový rozptyl hodnota zkušebních signálů bez modulace.

$$o_i = n \cdot \left[\frac{1 + erf(x_2 - \hat{x})}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \sigma^2}} - \frac{1 + erf(x_1 - \hat{x})}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \sigma^2}} \right] \tag{6.2}$$

Třídy, kde očekávaný počet prvků vyšel menší než 5, byly z testu vyloučeny, nebo sloučeny s nějakou sousední třídou. Výsledná série počtu prvků tříd a očekávaných prvků tříd byla testována výrazem 6.3. Sybol $m = 2$ značí počet odhadovaných parametrů, $\chi^2_{1-\alpha}(\nu)$ je kvantil rozdělení χ^2 na hladině významnosti α a stupněm volnosti ν.

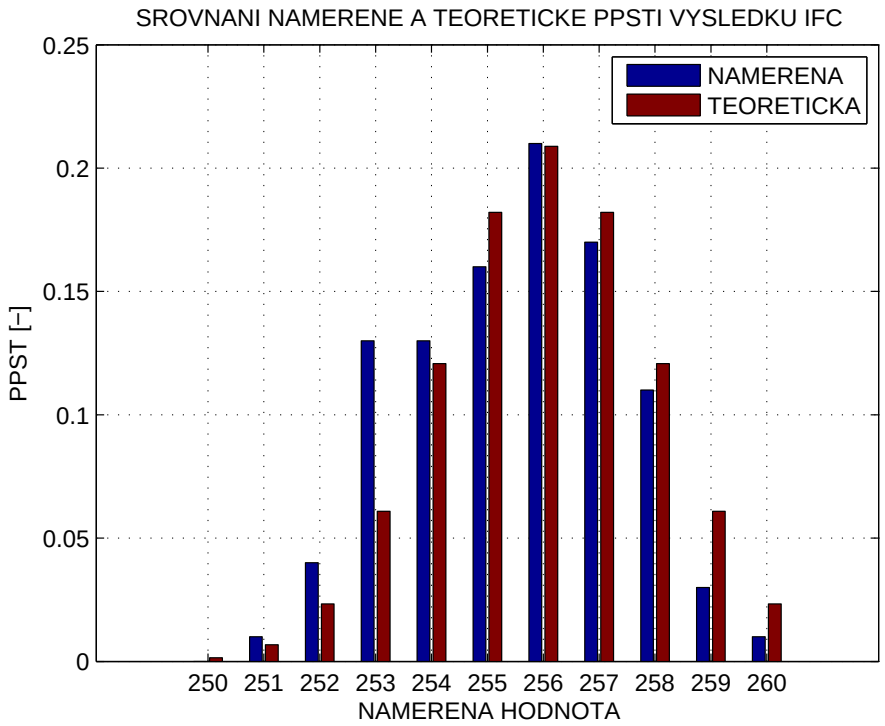
$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^{k} \frac{(n_i - o_i)^2}{o_i} > \chi^2_{1-\alpha}(\nu) \\ &\nu = k - 1 - m \\ &\chi^2_{i-\alpha}(\nu) = 15,5 \end{aligned} \tag{6.3}$$

Kritérium tohoto testu pro daný případ vychází 15, 5. Tuto hodnotu většina signálů nepřekročila. Překročení se objevuje jen ojediněle a dá se považovat za chybu měření (tab. 6.6 a tab. 6.5). Hypotézu o použitelnosti normálního rozdělení jako modelu dat naměřených mezifrekvenčním čítačem lze na hladině významnosti $\alpha = 95$ % potvrdit.

	-30 dBm	**-60 dBm**	**-70 dBm**	**-80 dBm**	**-90 dBm**
+0 kHz	14,5	8,3	9,2	4,2	10,9
+1 kHz	8,3	3,7	5,0	13,2	6,8

Tab. 6.5: Výsledek testu shody s normálním rozdělením - signály s FM modulací.

Konečně, příklad vizuálního srovnání normovaného histogramu skutečných naměřených hodnot a ekvivalentních hodnot pravděpodobnosti normálního rozdělení vypočteného z výběrového rozptylu a výběrové střední hodnoty je na obr. 6.6. Z obrázku je zřejmé, že odchylky zde jsou, ale vůči hodnotě samotné jsou malé.



Obr. 6.6: Srovnání histogramu naměřených hodnot.
Modrá - hodnoty z mezifrekvenčního čítače, červená - hodnoty vypočtené, odpovídající normálnímu rozdělení pravděpodobnosti.

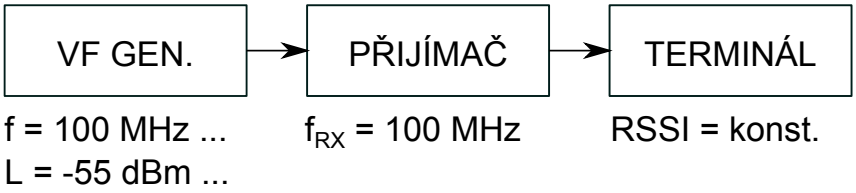
	-30 dBm	**-60 dBm**	**-70 dBm**	**-80 dBm**	**-90 dBm**
+0 kHz	10,4	3,3	11,8	15,3	12,6
+1 kHz	10,3	15,5	18,8	8,1	10,3

Tab. 6.6: Výsledek testu shody s normálním rozdělením - signály bez modulace.

6.3 Měření frekvenční charakteristiky mezifrekvenčního filtru

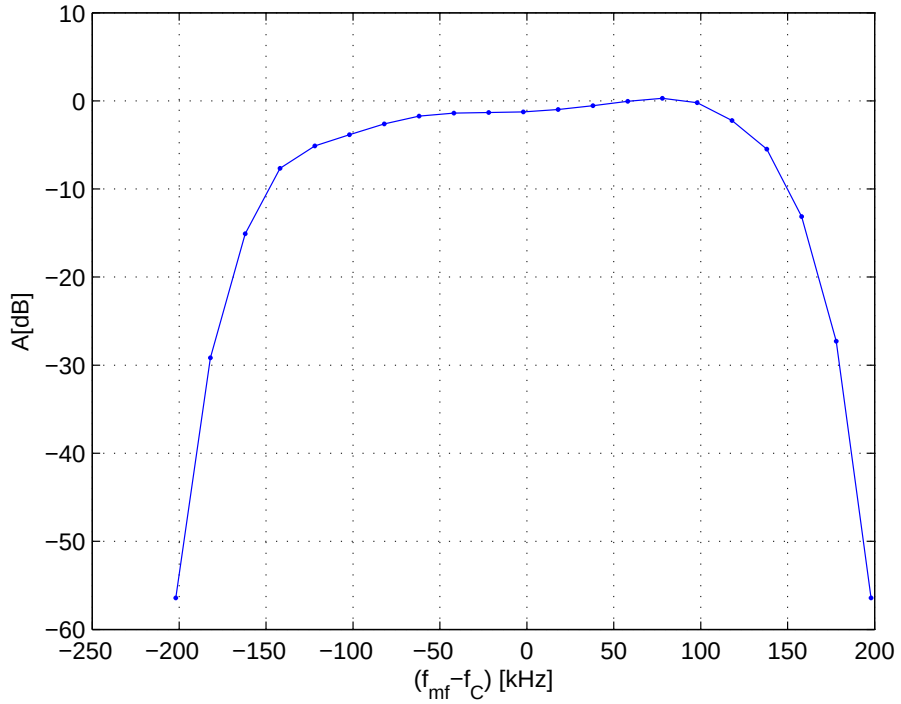
Na výběr přijímaného kanálu má vliv amplitudová frekvenční charakteristika mezifrekvenční signálové cesty přijímače, která se může skládat z více bloků ovlivňujících její tvar. Definovanou částí je číslicově realizovaný mezifrekvenční filtr, jehož charakteristika má být přizpůsobena tvaru spektra přijímaného signálu. Na tvaru amplitudové frekvenční charakteristiky se pak dále mohou podílet další bloky, jako např. anti-aliasingové filtry před převodníky nebo frekvenční charakteristika samotných ADC převodníků. Tuto složitou situaci lze modelovat klasickou představou mezifrekvenčního filtru na centrální frekvenci f_C s šířkou pásma B. Parametry takovéhoto filtru nejsou výrobcem obvodu udávány.

Amplitudová frekvenční charakteristika náhradního mezifrekvenčního filtru byla měřena inverzní metodou dle obr. 6.7, kdy jsou měněny parametry testovacího signálu na vstupu přijímače tak, aby na konci mezifrekvenčního řetězce byla vždy konstantní úroveň



Obr. 6.7: Měřící sestava pro náhradní charakteristiku MF filtru.

signálu. Přijímač byl naladěn na příjem pevného kmitočtu 100 MHz a veškeré funkce související s automatickým doladěním byly zablokovány. Do vstupu přijímače byl přiváděn testovací signál z generátoru, čistý harmonický signál bez modulace o frekvenci 100 MHz a amplitudě -55 dBm. Tento signál byl postupně rozlaďován oběma směry v různých krocích přizpůsobených strmosti charakteristiky. Pomocí terminálu byl sledován RSSI indikátor přijímače a amplituda testovacího signálu doladěna tak, aby byl údaj konstantní. Naměřené hodnoty byly normovány k hodnotě nejvyššího přenosu a vyneseny do grafu.



Obr. 6.8: Amplitudová frekvenční charakteristika náhradního MF filtru

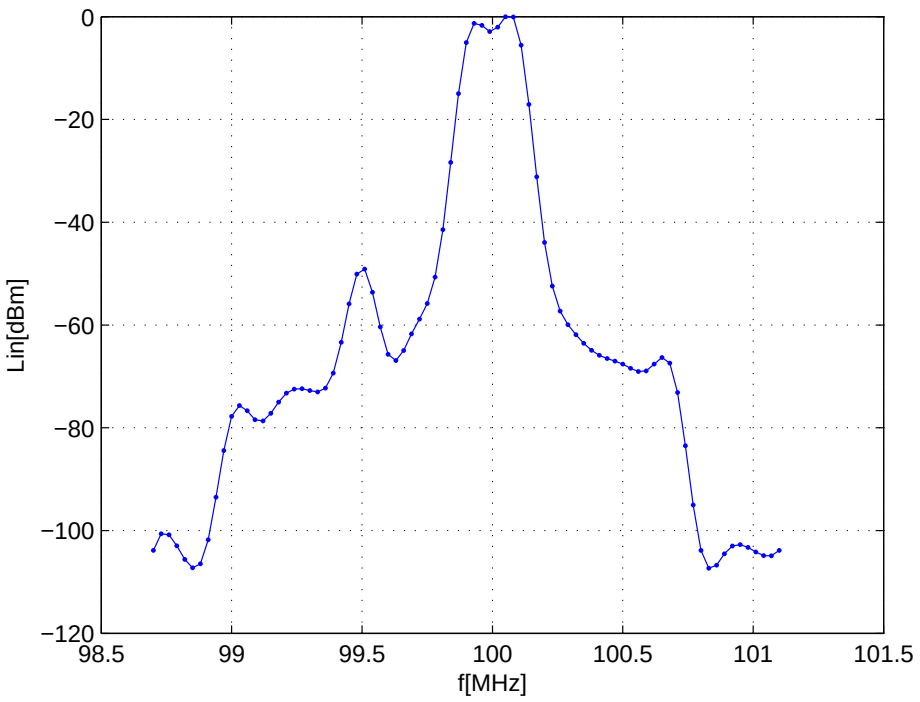
Z průběhu charakteristiky na obr. 6.8 je patrná rezerva šířky pásma MF filtru oproti předpokládané šířce pásma MF filtru. Jedná se patrně o opatření proti růstu zkreslení při nepřesném naladění místního oscilátoru přijímače. V popisované aplikaci se rezerva hodí pro zmírnění zkreslení signálu vlivem Dopplerova posunu. Šířka pásma pro pokles o 3 dB vychází 246 kHz. Pro účely plánování energetické bilance rádiového spojení byla nadále

vypočítaná efektivní šumová šířka pásma, definovaná vztahem 6.4. Přenos náhradního mezifrekvenčního filtru lze modelovat ideálním filtrem typu pásmová propust o šířce 269 kHz.

$$B_{ENB} = \frac{1}{A_{fc}} \int_{-\infty}^{\infty} A(f)df \tag{6.4}$$

6.4 Ověření selektivity přijímače

Selektivita přijímače (potlačení signálů s definovaným frekvenčním odstupem od přijímaného signálu) byla ověřena dalším měřením. Zapojení přístrojů odpovídalo opět nákresu dle obr. 6.7 s tím rozdílem, že frekvence signálu VF generátoru byla rozlaďována ve větším rozsahu (viz výsledky) a základní vstupní úroveň signálu odpovídala hodnotě -10 dBm. Měření probíhalo opět inverzním způsobem, vstupní úroveň tedy byla zvyšována po nastavení frekvence tak, aby přijímač indikoval konstantní RSSI.



Obr. 6.9: Amplitudová frekvenční charakteristika náhradního MF filtru

Grafické znázornění naměřených výsledků normované nejvyšší citlivostí přijímače je na obr. 6.9. Zde je vidět, že signály na bezprostředně sousedních kanálech (o jeden krok, tedy o 100 kHz výše či níže) prakticky nejsou potlačeny. Tento jev souvisí s rezervou šířky mezifrekvenčního filtru a všemi věcmi zmíněnými výše. Na dalších okolních kanálech potlačení signálu rychle roste. Vlevo od maxima citlivosti můžeme pozorovat další lokální maximum,

které vzniklo nedokonalým potlačením zrcadlového příjmu kvadraturním směšovačem. Potlačení zrcadlového signálu se zde pohybuje kolem $-50\ dB$, což můžeme označit za velmi pěkný výsledek[50].

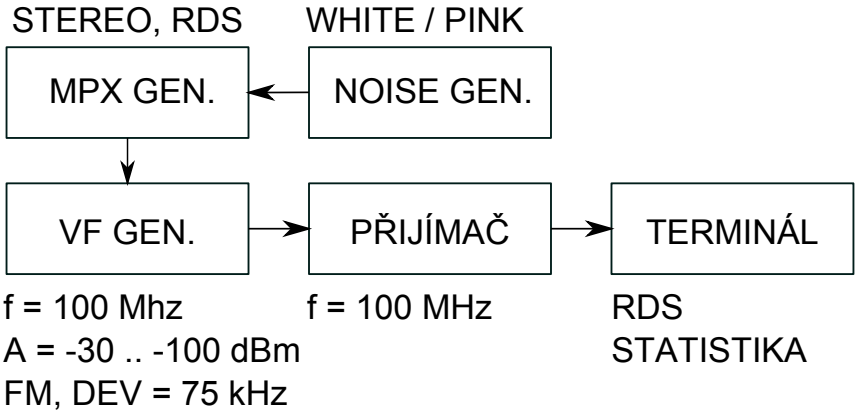
Další poznatek, který z měření vyplývá, je představa o kmitočtu VCO oscilátoru a šířce pásma mezifrekvence. Pokud je přijímač naladěn na kmitočet 100 MHz, vychází zrcadlová frekvence $99,5\ MHz$. Kmitočet oscilátoru tedy musí ležet vprostřed mezi těmito kmitočty, na $99,75\ MHz$. Tato hodnota frekvence byla ověřena druhou zcela nezávislou metodou, kdy byla změřena frekvence VCO spektrálním analyzátorem s hrotovou sondou blízkého pole na frekvenci $398,96\ MHz$. Po vydělení této hodnoty čtyřmi[51] vychází hodnota $99,74\ MHz$. Vzhledem k nastavenému rozlišení lze předpokládanou hodnotu považovat za potvrzenou.

Konečně posledním poznatkem je velikost mezifrekvenčního kmitočtu. Odpovídá rozdílu mezi zrcadlovou nebo hlavní přijímanou frekvencí a frekvencí oscilátoru. V tomto případě 250 kHz. Předpoklad byl řádově 100 kHz, což stále řádově odpovídá. Signál na tomto kmitočtu musí být digitalizován, konvertován na kmitočet 0 Hz již v digitální podobě, a poté digitálně demodulován.

6.5 Měření citlivosti demodulátoru RDS

Pro účely sestavení reálné energetické bilance rádiového spojení pro metody určení polohy založené na RDS je třeba zjistit citlivost RDS demodulátoru. Cílem je určit úroveň vstupního signálu pro získání dostatečně spolehlivých přijatých dat [11].

Přijímač umožňuje zjišťovat chybovost demodulovaných datových bloků pomocí dvou statistických čítačů, kde hodnota jednoho udává počet správně přijatých datových bloků a druhý počet chybných bloků. Dále je možné nastavit dekodér tak, aby data pouze kontroloval bez opravy chyb, opravoval shluky dvou chyb nebo opravoval shluky až pěti chyb za sebou. V cílové aplikaci bude použita poslední jmenovaná varianta.

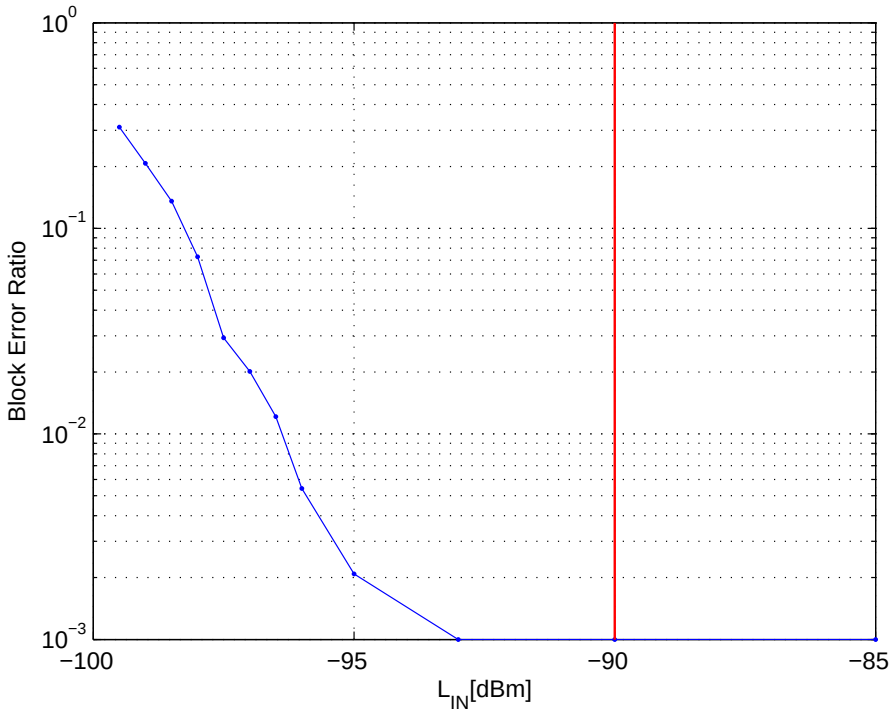


Obr. 6.10: Měřící sestava pro ověření citlivosti demodulátoru RDS

[50] Teoreticky se uvádí cca 30 až 40 dB.

[51] Důvod viz princip vstupní části přijímače.

Princip měření spočíval v testování přijímače signálem z VF generátoru a sledováním stavu statistických čítačů. Přijímač i generátor byly pevně naladěny na frekvenci 100 MHz a amplituda vstupního signálu byla nastavována v rozmezí -30 až -100 dBm. Generátor byl nastaven na FM modulaci z externího zdroje a nastaven zdvih 75 kHz. Pro dosažení nastaveného zdvihu je třeba na modulační vstup generátoru přivést napětí o velikosti 1 V_{PEAK}. Správná úroveň signálu je pak indikována na displeji generátoru.

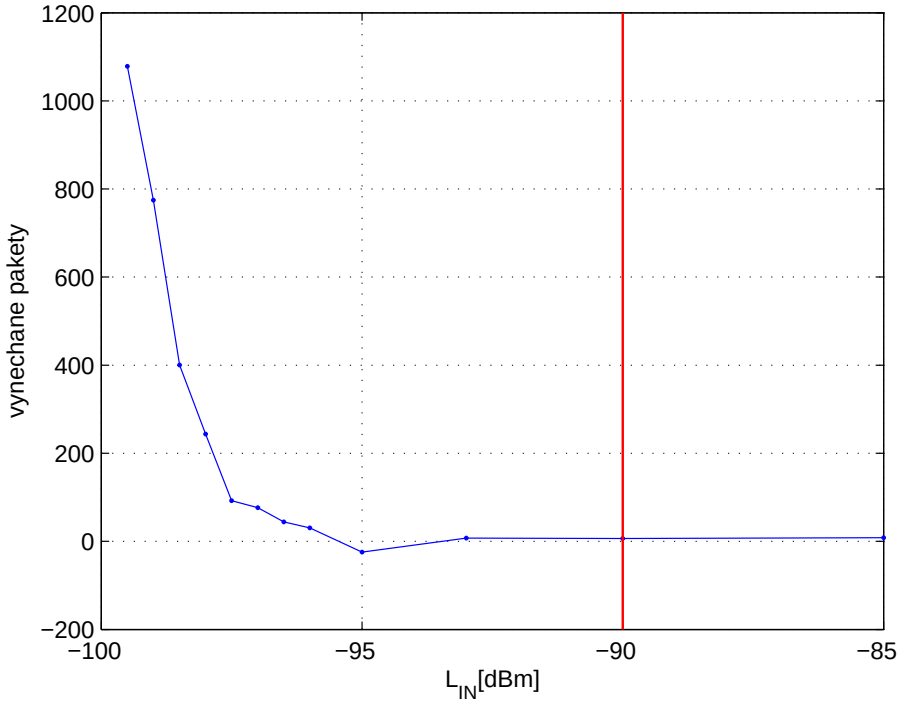


Obr. 6.11: Závislost chybovosti datových bloků na úrovni vstupního signálu.

Modulační signál byl vytvářen softwarovým generátorem signálu MPX[52] na PC, programem AIROMATE-2. Zde byl zpracováván „výplňový" zvukový signál a k němu přidána náhodná RDS data. Výsledný signál byl převáděn do analogové podoby externí zvukovou kartou E-MU 400. Uvedený program pro generování MPX patří ke standardům v dané aplikaci a parametry jeho výstupního signálu byly dle nalezených publikací ověřeny. Použitá externí zvuková karta je svými parametry vhodná pro měřící účely i v daném frekvenčním rozsahu, což bylo ověřeno přímo na našem pracovišti.

Jako zvukový signál byl použit bílý šum filtrovaný v pásmu 25 Hz až 15 kHz pro nastavení všech úrovní. Úrovně byly nastaveny tak, aby byl generátor MPX buzen na 80 % a VF generátor na 100 %. Pro vlastní měření byl signál přepnut na růžový šum omezený ve stejném pásmu, který se více podobá reálnému vysílanému signálu.

[52]Multiplex dílčích složek FM rozhlasového signálu.



Obr. 6.12: Závislost počtu ztracených datových bloků na úrovni vstupního signálu.

Úrovně VF signálu pro přijímač byly nastavovány po krocích 5 dB, ve vybraných místech po $0,5$ dB. Měření pro každou nastavenou úroveň probíhalo ve dvou minutách, kdy před měřením byla vysílána pouze nosná vlna (pro stabilizaci všech vnitřních zpětnovazebních smyček přijímače), na začátku první minuty byl zapnut modulátor a po každé minutě odečteny hodnoty statistických čítačů. Poté byly čítače opět vynulovány. Před celým měřením bylo ještě zkontrolováno, zda do vstupu přijímače neproniká žádný rušivý signál z okolního prostředí.

Výsledky byly zpracovány pouze z druhé minuty měření, kdy je dekodér již synchronizovaný. Údaje z první minuty měly být využity ke sledování synchronizačních obtíží dekodéru. Synchronizace však ve všech případech probíhala natolik rychle, že tato metoda nebyla použitelná.

V průběhu druhé minuty bylo vysláno datových $NB_{CELK} = 2740$ bloků. Počet vyplývá z 6.5, kde V_P je přenosová rychlost, T_M doba měření 60 sekund a $N_{BITBLOCK}$ počet bitů v jednom bloku.

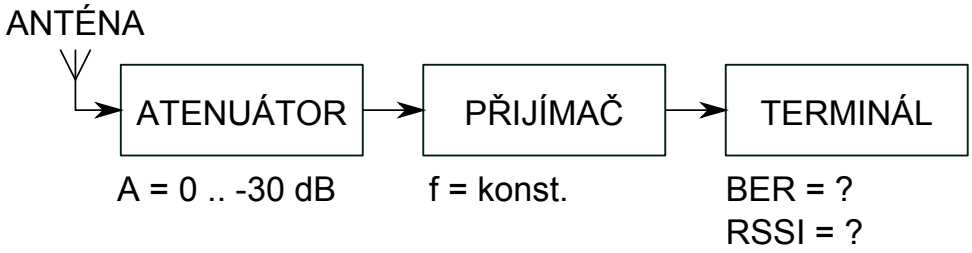
$$NB_{CELK} = \frac{V_P \cdot T_M}{N_{BITBLOCK}} = \frac{1187,5 \cdot 60}{26} = 2740 \tag{6.5}$$

Na obr. 6.11 je vynesena závislost pravděpodobnosti chybně přijatého bloku na úrovni vstupního signálu, na obr. 6.12 počet ztracených packetů vůči celkově vyslanému počtu. Na obou grafech je vyznačena uvažovaná úroveň vstupního signálu pro účely energetické

bilance spoje. Při úrovni $-100\ dBm$ už vypadává synchronizace dekodéru a data nelze přijímat. Poslední měřenou hodnotou je $-99,5\ dBm$. Data pro úrovně vyšší než $-85\ dBm$ byla z grafu vypuštěna, neboť zde je chybovost vlivem opravné schopnosti kódu konstantní. Z měření vyplývá, že úroveň $-90\ dBm$, uvažovaná jako cílová pro energetickou bilanci rádiového spojení, má vůči úplnému rozpadu spojení rezervu $9,5\ dB$.

6.6 Měření citlivosti demodulátoru RDS na živých signálech

Za stejným účelem, který je popsán v předchozí části, byla vyzkoušena ještě jedna metoda měření. Schéma sestavy je na obr. 6.13. Zde byly využity reálné signály rozhlasových stanic zachycené anténou. Ze spektra zachycených signálů byl vybrán signál, dostatečně silný a nerušený okolními signály. RDS data tohoto signálu byla demodulována. Signál byl zeslabován programovatelným atenuátorem za anténou a přes terminál odečítán stav statistických čítačů. Skutečná vstupní úroveň byla určena na základě hodnoty RSSI přijímače.



Obr. 6.13: Měřící sestava pro ověření citlivosti demodulátoru RDS na živých signálech

Problémem této metody byla opakovatelnost měření. Úroveň signálu z antény kolísala v řádu jednotek dB a měření mohlo být ovlivněno náhodným rušením. Z výsledků se dají odhadovat podobné hodnoty jako v předchozím případě, bohužel je nelze zaručit. Tato metoda byla označena za nespolehlivou a nahrazena metodou popsanou v předchozí části.

7 Návrh a realizace antény

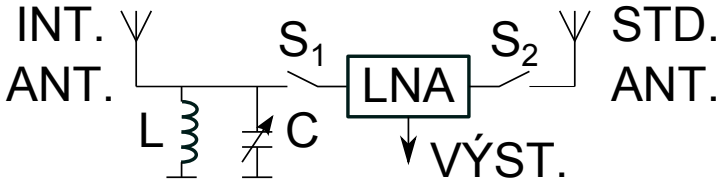
Problémy s konstrukcí antény se týkají její integrace do malého tělesa pikosatelitu[53]. Frekvence přijímaných signálů se pohybují v intervalu 76 až 108 MHz, což odpovídá rozsahu vlnových délek $4,0$ až $2,8$ m. Při velkém zkrácení klesá účinnost antény vlivem poklesu vyzařovacího odporu a ztrátám přídavných přizpůsobovacích prvků. Pro požadované účely by bylo vhodné, aby zisk antény příliš významně neklesl pod 0 dB. Postupně byly řešeny následující varianty.

- Anténa integrovaná, elektricky zkrácená.
- Anténa prutová, elektricky zkrácená.
- Anténa magnetická, smyčková.
- Anténa magnetická, s feritovým jádrem.

7.1 Anténa integrovaná, elektricky zkrácená

Přestože většina výrobků spotřební elektroniky v miniaturním přenosném provedení, kde je integrován (zpravidla) VKV FM přijímač, využívají jako anténu převážně kabel ke sluchátkům, existují i jiná řešení. Špičkoví výrobci komponent pro spotřební elektroniku se snaží o využití plošných antén i pro toto problematicky nízké frekvenční pásmo. V propagačních materiálech se objevují výrazy jako „integrated antenna", „no external antenna needed", „embedded antenna" , „wire-free FM reception", atd. Toto je samozřejmě lákavá představa i pro přijímač řešený v této práci.

Za účelem zjištění principu této antény byly prozkoumány veškeré dostupné dokumenty Silicon Laboratories, např. [32] týkající se přijímačů s integrovanou anténou a návrhu obvodu s nimi. Jako příklad obvodů byly vybrány typy Si4704 a Si4705.



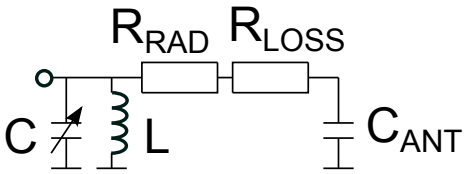
Obr. 7.1: Zjednodušené blokové schéma vstupní části přijímače s integrovanou anténou.

Přijímač s integrovanou anténou se liší v tom, že jeho vstupní nízkošumový zesilovač má dva vstupy, mezi kterými lze zvolit. Jeden ze vstupů funguje jako běžný anténní vstup, druhý pro účely integrované antény. Tento přidaný vstup pro integrovanou anténu je vybaven interním proměnným kondenzátorem realizovaným na čipu, který může být nastaven v rozsahu $0,25$ až $47,75$ pF. Hodnota kondenzátoru se při ladění přijímače nastaví automaticky tak, aby byla připojená anténa laděna do rezonance. Vůči zbylé odporové složce

[53] O rozměrech $100 \times 100 \times 100$ mm.

antény se impedance vstupu obvodu považuje za nekonečnou. Uživatel musí zajistit případnou externí indukčnost (je-li v daném zapojení třeba) a zkontrolovat, zda pro oba konce rozsahu ladění nedosáhla hodnota kondenzátoru svého limitu. Jinými slovy, zda je anténa skutečně doladěna do rezonance. Zjednodušené schéma vstupní části obvodu je na obr. 7.1.

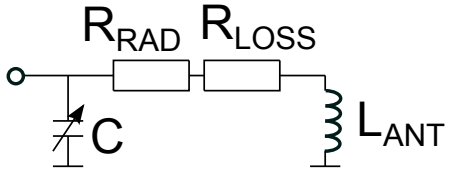
$$C_{ant} = \frac{d}{198 \cdot c} \tag{7.1}$$



Obr. 7.2: Náhradní schéma krátké monopólové antény s přizpůsobovacím členem.

Vlastní anténa může být typu monopól, provedena jako mikropásková, drátová, fóliová nebo vytvořená vodivou vrstvou zevnitř na krytu přístroje. Všechny tyto typy jsou antény zkrácené, jejichž kapacitní složka je kompenzována cívkou L. Kapacitní složku lze přibližně určit vztahem 7.1, kde c je rychlost světla v m/s a d je délka antény v m. Možné je také použít konstrukci smyčkovou, kde indukčnost L není třeba, neboť je tvořena vlastní smyčkou. Hodnota indukčnosti je přibližně určena vztahem 7.2, kde n je počet závitů (obvykle $n = 1$), r je poloměr kruhové smyčky v m a b je poloměr vodiče v m.

$$L_{ant} = n^2 \mu_0 \cdot r \cdot ln\left(\frac{8r}{b}\right) \tag{7.2}$$

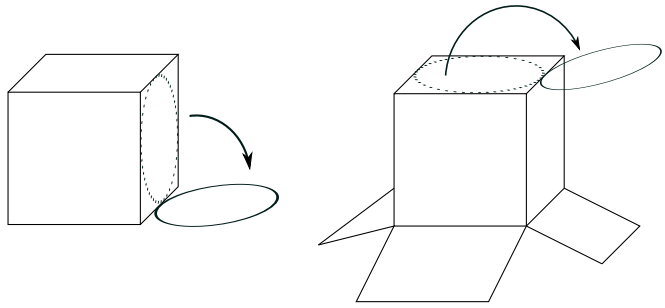


Obr. 7.3: Náhradní schéma smyčkové antény s přizpůsobovacím členem.

Pro správné fungování antény je třeba, aby zkrácením a integrací do zařízení příliš neklesl její vyzařovací odpor (vůči ztrátám všech ostatních prvků). Z tohoto důvodu je doporučováno, aby délka antén typu monopól neklesala pod cca 100 mm a rozměry smyček nebyly menší než asi 50 x 100 mm. V případě orientace zářiče antény paralelně se zemní rovinou přístroje dochází také k výraznému snížení vyzařovacího odporu, a tím také ke zhoršení vyzařování. Obvod vybraný a použitý v současné verzi přijímače nemá možnost připojení integrované antény, ovšem i tak je tento princip vhodnou inspirací.

7.2 Anténa smyčková

Jedním z řešení je použití smyčkové antény [29], [4]. Tento druh antén je užíván u přijímacích systémů v pásmu DV, SV a KV, kde účinně umožňuje zmenšit rozměry antény při vlnových délkách v řádu km až desítek m. V poslední době se tento druh antén uplatňuje i u systémů RFID, kde je důležitá miniaturizace antén při frekvencích jednotek až stovek MHz. Smyčkové antény byly také mnohokrát využity u přenosných zařízení pracujících na kmitočtu desítek MHz, jako jsou dálkové ovladače, signalizace událostí nebo různá akustická pojítka a poslechové soupravy.



Obr. 7.4: Příklad umístění smyčkové antény.
Vlevo - na základním tělese pikosatelitu,
vpravo - na tělese s rozvinutými přídavnými panely.

V této části je podrobněji uvažována konstrukce jednoduché smyčkové antény kruhového tvaru o průměru $R_{ANT} = 0,1\ m$, vyrobené z drátu o průměru $R_{VOD} = 0,5\ mm$. Tuto anténu můžeme ještě zařadit do oblasti tzv. „malých" smyčkových antén, neboť její obvod není větší než $\lambda/10$. Vyzařovací odpor antény je vyjádřen vztahem 7.3, ztrátový odpor vztahem 7.4. Ve všech vztazích je uvažována smyčka pouze s jedním závitem.

$$R_{RAD} = 20\pi^2 \cdot \left(\frac{2\pi R_{ANT}}{\lambda}\right)^4 = 20\pi^2 \cdot \left(\frac{2\pi \cdot 0,05}{3}\right)^4 = 0,024\ \Omega \tag{7.3}$$

$$R_{OHM} = \frac{R_{ANT}}{R_{VOD}} \cdot \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} = \frac{0,05}{2,5 \cdot 10^{-4}} \cdot \sqrt{\frac{4\pi^2 \cdot 10^8 \cdot 10^{-7}}{5 \cdot 10^7}} = 0,56\ \Omega \tag{7.4}$$

Ohmický ztrátový odpor je počítán s ohledem na skinefekt. Symbol σ označuje vodivost povrchu vodiče antény, zde vodivost mědi. Při výpočtu je uvažován pracovní kmitočet 100 MHz, který odpovídá vlnové délce 3 m. Odporová část impedance antény R_{IN} je dána součtem ohmického a vyzařovacího odporu (vztah 7.5), jak vyplývá z náhradního schématu na obr. 7.5.

$$R_{IN} = R_{RAD} + R_{OHM} \tag{7.5}$$

Dále jsou vyjádřeny složky indukčnosti antény, tedy vnější indukčnost smyčky 7.6 a vnitřní indukčnost vodiče 7.7.

$$L_A = \mu_0 \cdot R_{ANT} \cdot \left[ln\left(\frac{8 \cdot R_{ANT}}{R_{VOD}}\right) - 2 \right] = 2\pi \cdot 10^{-7} \cdot \left[ln\left(\frac{8 \cdot 0,05}{2,5 \cdot 10^{-4}}\right) - 2 \right] = 338\ nH \quad (7.6)$$

$$L_I = \frac{R_{ANT}}{2\pi f \cdot R_{VOD}} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot f\mu_0}{\sigma}} = \frac{0,05}{2\pi 10^8 \cdot 2,5 \cdot 10^{-4}} \cdot \sqrt{\frac{4\pi^2 \cdot 10^8 \cdot 10^{-7}}{5 \cdot 10^7}} = 0,89\ nH \quad (7.7)$$

Induktivní prvek X_{IN} v náhradním schématu antény je dán součtem vnitřní indukčnosti vodiče a vnější indukčnosti smyčky, jak je uvedeno ve vztahu 7.8 a dle obr. 7.5.

$$\begin{aligned} L_{IN} &= L_A + L_I = 338 + 0,89 = 338,89\ nH \\ X_{IN} &= 2\pi f \cdot L_{IN} = 2\pi \cdot 10^8 \cdot 338,89 \cdot 10^{-9} = 212,9\ \Omega \end{aligned} \quad (7.8)$$

Anténa bude laděna do rezonance připojením paralelního proměnného kapacitoru, realizovaného varikapem. Díky tomuto doladění bude zajištěno optimální přizpůsobení antény v celém frekvenčním rozsahu přijímače.

Velikost dolaďovacího kondenzátoru je určena na základě rovnosti imaginárních částí admitancí obou větví z obr. 7.5. Tím dojde ke kompenzaci těchto složek a k transformaci velikosti odporové složky. Výpočet rezonančního kapacitoru je uveden ve vztahu 7.9.

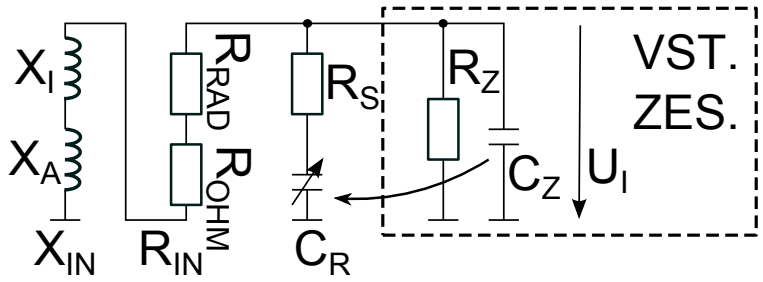
$$\begin{aligned} C_R &= \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{2}{\frac{R_{IN}^2+X_{IN}^2}{X_{IN}} + \sqrt{\left(\frac{R_{IN}^2+X_{IN}^2}{X_{IN}}\right)^2 - 4R_S^2}} = \\ &= \frac{1}{2\pi 10^8} \cdot \frac{2}{\frac{0,586^2+212,9^2}{212,9} + \sqrt{\left(\frac{0,586^2+212,9^2}{212,9}\right)^2 - 4 \cdot 0,8^2}} = 7,48\ pF \end{aligned} \quad (7.9)$$

Varikapy pro potřebný rozsah kapacit mají sériový odpor přibližně roven $R_S = 0,8\ \Omega$. Tento odpor je také zahrnut ve výpočtech. Velikost dolaďovací kapacity ovlivní zanedbatelně, velikost transformované odporové složky však přibližně o 50 %. Hodnota transformované odporové složky včetně sériového odporu varikapu je vyjádřena vztahem 7.10.

$$R_{IN} = \frac{1}{\frac{R_{IN}}{R_{IN}^2+X_{IN}^2} + \frac{R_S}{R_S^2+X_{IN}^2}} = \frac{1}{\frac{0,586}{0,586^2+219,9^2} + \frac{0,8}{0,8^2+219,9^2}} = 32699,9\ \Omega \quad (7.10)$$

Vysoká hodnota výstupního odporu je v souladu s poučkou, která hovoří o vysokém vnitřním odporu paralelního laděného obvodu v rezonanci. Je také důvodem, proč je třeba indukované napětí smyčky snímat vysokoimpedančním zesilovačem.

Indukované napětí naprázdno bez dolaďovacího kondenzátoru je dáno vztahem 7.11. Ve výpočtu jsou uvažovány intenzity polí $H = 7,21 \cdot 10^{-8}\ A/m$ a $E = 2,72 \cdot 10^{-5}\ V/m$. Tyto hodnoty vyplývají z energetické bilance rádiového spojení při použití izotropního zářiče jako přijímací antény.



Obr. 7.5: Náhradní schéma smyčkové antény.
Součástí je přizpůsobovací člen a vstupní zesilovač, včetně dílčích a parazitních složek.

$$Ui_0 = 2\pi^2 f \cdot R_{ANT}^2 \cdot \mu_0 \cdot H = 8\pi^3 \cdot 10^8 \cdot 0,05^2 \cdot 10^{-7} \cdot 7,21 \cdot 10^{-8} = 0,447\ \mu V \tag{7.11}$$

Toto napětí vychází příliš malé, v zapojení s dolaďovacím kondenzátorem bude ale zvýšeno v poměru činitele jakosti celého obvodu. Ve vztazích 7.12 je vyjádřen činitel jakosti antény, jakožto ztrátového RL prvku, a dolaďovací kapacity jako ztrátového RC prvku.

$$\begin{aligned} Q_L &= \frac{X_{IN}}{R_{IN}} = \frac{212,9}{0,586} = 363,43 \\ Q_C &= \frac{X_{CR}}{R_S} = \frac{212,9}{0,8} = 266,08 \end{aligned} \tag{7.12}$$

Výsledné výstupní napětí smyčkové antény tvořené vlastní smyčkou a dolaďovacím kondenzátorem potom vychází dle vztahu 7.13.

$$Ui_{0RLC} = Ui_0 \cdot \frac{Q_L \cdot Q_C}{Q_L + Q_C} = 0,447 \cdot \frac{353,43 \cdot 266,08}{353,43 + 266,08} = 68,7\ uV \tag{7.13}$$

Uvažujeme-li snímání výstupního napětí zesilovačem se vstupním odporem $R_Z = 100\ k\Omega$, poklesne napětí dle vztahu 7.14. Zvolená hodnota vstupního odporu vychází z praktických zkušeností s konkrétními zapojeními a vhodné rezervy. Snižování hodnoty vstupního odporu vede ke zbytečnému poklesu napětí, naopak zvyšování (k horním technickým limitům) už velikost napětí příliš nezvýší.

$$Ui = Ui_{0RLC} \cdot \frac{R_Z}{R_Z + R_{IN}} = 68,7 \cdot \frac{10^5}{10^5 + 32699,9} = 51,8\ \mu V \tag{7.14}$$

Vztah 7.15 udává zatížený činitel jakosti vzniklý složením Q_L a Q_C a přidáním zatěžovacího odporu vlivem připojeného vstupního předzesilovače.

$$Q_{LOAD} = \frac{1}{\frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{R_Z}} = \frac{1}{\frac{1}{363,43} + \frac{1}{266,08} + \frac{1}{10^5}} = 153,38 \tag{7.15}$$

Tomuto činiteli odpovídá šířka pásma (vstupního filtru) vyjádřená vztahem 7.16. Výsledná hodnota má velkou rezervu vůči šířce pásma přenášeného kanálu, zkreslení frekvenčním omezením nevznikne. Vzniklý LC obvod svojí selektivitou zmenší vstupní šum.

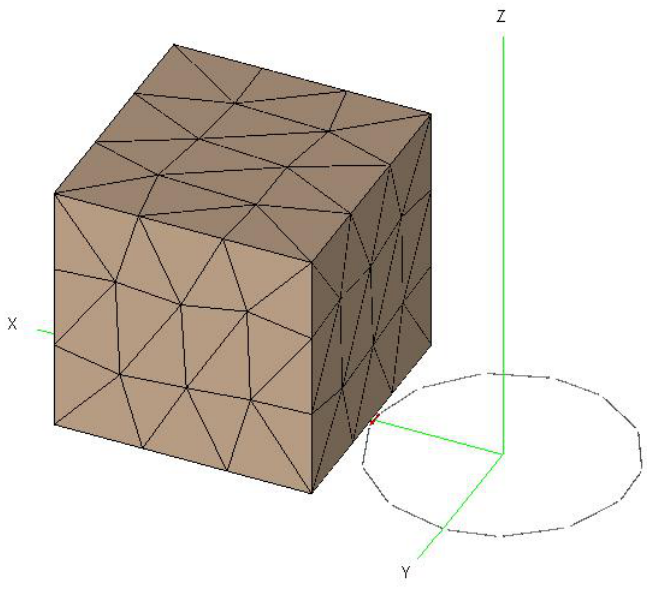
$$B = \frac{f}{Q_{LOAD}} = \frac{10^8}{153,38} = 651,98\ kHz \tag{7.16}$$

Dolaďovací kondenzátor je tvořen zapojením s varikapem SMV1234, který poskytuje rozsah kapacit $3,58$ až $9,63\ pF$ při napětích $3,0$ až $0\ V$. Dostupné ladící napětí je až $3,3\ V$, čímž je tvořena ladící rezerva. Pro dosažení rezonance v pásmu 76 až 108 MHz chybí ještě cca 3 pF. Tato kapacita je tvořena vstupní kapacitou zesilovače, parazitní kapacitou obvodu, případně malou pevnou přídavnou kapacitou určenou experimentálně.

Bohužel, výstupní napětí se značně zhorší přiblížením smyčkové antény k zemní rovině konstrukce. Výroba smyčkové antény na DPS, kde je podkladová zemní plocha není prakticky možná vůbec. Z těchto důvodů je hodnocena konstrukce smyčkové antény na pikosatelitu jako problematická. Pro účely dalších experimentů a optimalizací byl připraven model smyčkové antény tvořený všemi uvedenými vztahy.

7.3 Anténa smyčková, simulace

Pro ověření výpočtů byla provedena simulace vlastností smyčkové antény pomocí programu FEKO. Zde byla testována samostatná smyčka ve volném prostoru a také složitější konfigurace včetně tělesa pikosatelitu.



Obr. 7.6: Geometrie smyčkové antény složené s tělesem pikosatelitu.
Červně označený segment nejblíže tělesu pikosatelitu je místo napájení antény.

Geometrie základního modelu smyčkové antény byl kruhový závit o průměru $0,1\ m$ drátem o průměru $0,5\ mm$. Materiál odpovídal vodivostí mědi, tedy $\sigma = 5 \cdot 10^7\ S/m$. Z důvodu řešení byl kruhový závit rozdělen na 14 segmentů, kde nejkratší segment ve směru osy X představoval napájecí port.

Anténa byla napájena napěťovým zdrojem $1\ V$, činitel odrazu na napájecím portu byl vztažen k vlnové impedanci $50\ \Omega$ a vyzařované pole, za účelem výpočtu zisku, bylo normováno na $1\ W$. Z tohoto modelu byla získávána data o činiteli odrazu napájecího portu a zisku antény.

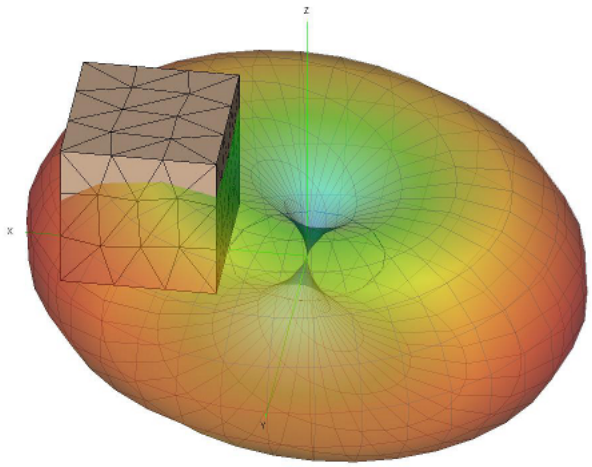
Hodnoty zisku antény vychází malé, a vzhledem k jinému způsobu napájení antény nemají pro řešený případ vypovídací schopnost. Lze je ale použít pro srovnání různých prostorových konfigurací antény, například ke zjištění vlivu tělesa pikosatelitu na tvar vyzařovacího diagramu.

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad ; \quad Z_0 = 50\ \Omega \tag{7.17}$$

Ze simulace vychází útlum odrazu roven $\Gamma = 0,89822 + j0,43666$, z čehož podle vztahu 7.17 vychází impedance $Z_{IN} = 0,632 + j217,2\ \Omega$. Tato hodnota se prakticky shoduje s odvozením v předchozí části.

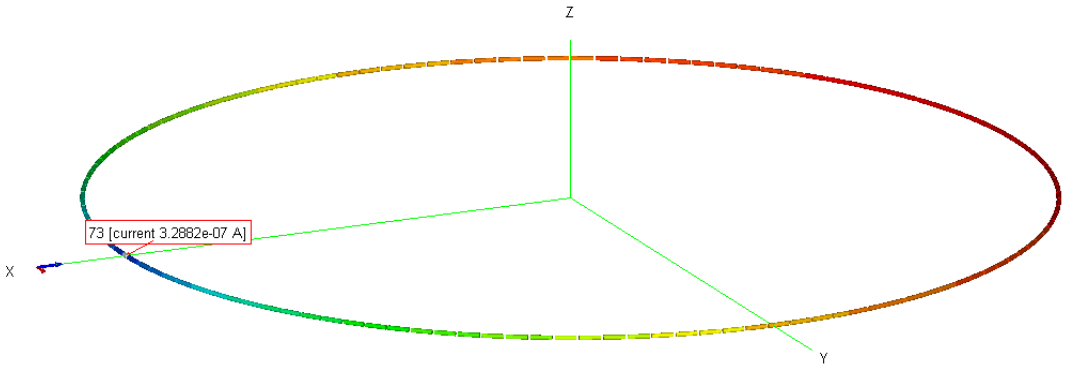
Pro ověření vlivu tělesa pikosatelitu byla do další geometrie přidána krychle o rozměrech $0,1 \times 0,1 \times 0,1\ m$. Materiál byl ideální vodič. Vzhledem k tomu, že žádná z částí antény není přímo galvanicky spojená přímo s kostrou, byla ponechána mezi smyčkou a krychlí úzká mezera.

Na obr. 7.7 je trojrozměrné znázornění zisku smyčkové antény složené s tělesem pikosatelitu ve vyklápěcím provedení bez přídavných panelů. Z obrázku je vidět slabá deformace vyzařovacího diagramu. Podle odečtených hodnot se velikost zisku významně nezmění.



Obr. 7.7: Trojrozměrné znázornění zisku smyčkové antény složené s tělesem pikosatelitu. Vprostřed je vidět obrys smyčky.

Další test smyčkové antény pomocí simulátoru byl zaměřen na velikost indukovaného napětí. Ke vstupnímu portu byl připojen zatěžovací rezistor o hodnotě $R_Z = 1\ M\Omega$. Poté byla anténa vystavena rovinné elektromagnetické vlně o intenzitě $E = 2,72 \cdot 10^{-5}\ V/m$ směrované na střed smyčky. Zdroj vlnění, směr šíření vlny a směr vektoru intenzity elektrického pole ležely v rovině smyčky, směr vektoru magnetického pole byl rovnoběžný s osou smyčky. Uspořádání je patrné z obr. 7.8



Obr. 7.8: Znázornění smyčkové antény buzené rovinnou vlnou. Modrá šipka vlevo značí směr šíření vlny. Červená šipka vlevo značí směr vektoru elektrického pole. Barevné zvýraznění segmentů smyčky odpovídá velikosti procházejícího proudu. Proud napájecím segmentem je vynesen na štítku. Hodnota proudu odpovídá anténě s dolaďovacím kondenzátorem.

Z hodnoty proudu procházejícího napájecím segmentem po vynásobení hodnotou zatěžovacího odporu dostáváme velikost indukovaného napětí dle vztahu 7.18. Výsledek je prakticky shodný s teoretickým výpočtem v předchozí části.

$$Ui_0 = I(P1) \cdot 10^6 = 4,758 \cdot 10^{-13} \cdot 10^6 = 0,476\ \mu V \tag{7.18}$$

Stejným způsobem byla anténa testována s dolaďovacím kondenzátorem. V tomto případě byla k napájecímu portu připojena sériová kombinace ideálního kapacitoru cca 7 pF a rezistoru $0,8\ \Omega$.

Přesná hodnota kondenzátoru významně ovlivňuje velikost indukovaného napětí. Z tohoto důvodu byl použit optimalizátor OPTFEKO pro nalezení hodnoty kapacitoru pro největší indukované napětí.

Optimalizátor byl nastaven tak, aby hledal optimální hodnotu kapacity v RC článku připojeném k napájecímu portu, při které zanikne imaginární složka impedance na tomto vstupním portu. Za tímto účelem byl přidán do série s RC článkem napěťový zdroj aktivní, jen při hledání hodnoty kapacity. Kapacita byla hledána v rozsahu 7 pF až $7,3\ pF$, kde bylo optimum předpokládáno po několika ručních testech. Hledání probíhalo ve dvaceti krocích s automatickou[54] volbou algoritmu.

[54]Optimalizátor zvolil simplexovou, Nelder-Meadovu metodu.

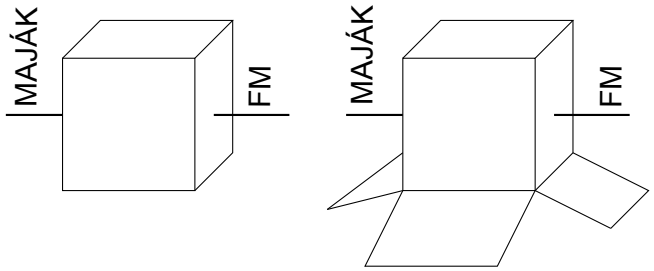
Jako optimální hodnota kapacity byla nalezena hodnota $7,10406\ pF$, kdy hodnota proudu napájecím segmentem dosahuje $3,2882 \cdot 10^{-7}\ A$. Indukované napětí pak vychází dle vztahu 7.19;

$$\begin{aligned} Ui_{0RLC} &= I(P1) \cdot Z_R = I(P1) \cdot \sqrt{R_S^2 + \left(\frac{1}{2\pi f \cdot C_R}\right)^2} = \\ &= 3,2882 \cdot 10^{-7} \cdot \sqrt{0,8^2 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot 10^8 \cdot 7,10406 \cdot 10^{-12}}\right)^2} = 73,7\ \mu V \end{aligned} \tag{7.19}$$

Tato hodnota je opět téměř shodná s teoretickými předpoklady odvozenými v předchozí části. Odlišnosti výsledků jsou způsobené zjednodušením a zaokrouhlením řady parametrů. Na princip funkce odchylka nemá vliv. Jako přesnější postup zjištění indukovaného napětí bude zřejmě simulace, neboť vychází z konkrétnějšího zadání problému, obsahujícího méně zjednodušení a výchozích předpokladů.

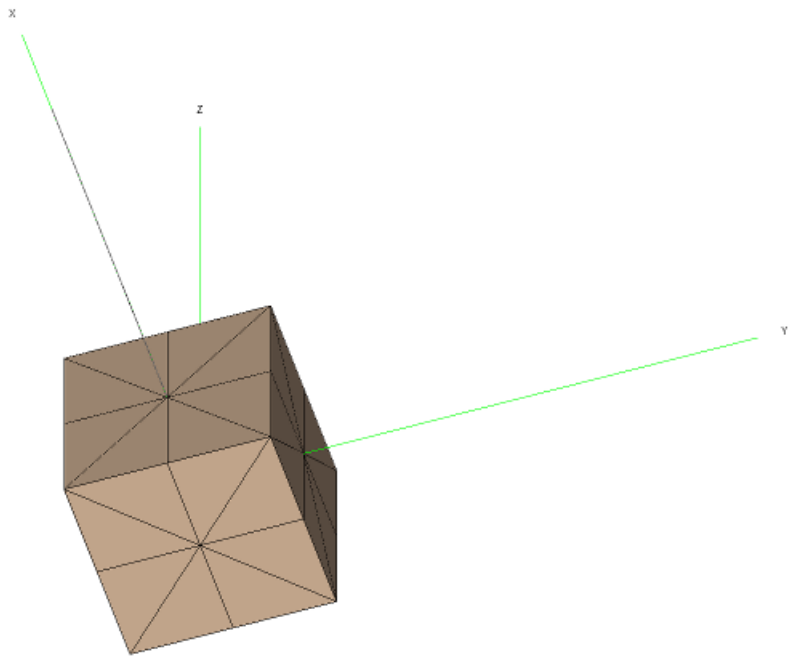
7.4 Anténa prutová, elektricky zkrácená

Toto řešení vychází z předpokladu potřeby prutové antény pro maják v pásmu 435 MHz. Zde bude použit monopól z pružného drátu, který se uvolní a rozvine pomocí uvolňovacího zařízení po vypuštění satelitu z pouzdra. Z důvodu symetrizace konstrukce je vhodné umístit podobný monopól i na protilehlé straně satelitu. Tento monopól pak může sloužit pro příjem VKV FM vysílačů.



Obr. 7.9: Umístění prutových antén pro maják a FM přijímač.
Vlevo - na základním tělese pikosatelitu,
vpravo - na tělese s rozvinutými přídavnými panely.

Pro účely majáku je uvažována délka monopólu $\lambda/4$ pro 430 MHz, tedy délka 175 mm. Při použití pro VKV příjem se jedná o zlomek vlnové délky $0,04$ ... $0,06\ \lambda$. Parametry antény byly zjištěny simulací, stejně jako v předchozím případě. Vzhledem k velkému zkrácení antény a komplikované geometrii ve spojení s tělesem pikosatelitu není analytické řešení snadné ani přesné.



Obr. 7.10: Geometrie zkráceného monopólu.
Tmavá linka ve směru osy X je zářič antény.
Místo napájení je v rozhraní s tělesem pikosatelitu.

Geometrii modelu monopólu tvořil zářič z drátu o průměru $0,5\ mm$. Materiál odpovídal vodivostí mědi. Zářič byl rozdělen na segmenty, kde první segment, nejblíže tělesu pikosatelitu, představoval napájecí port. Konec zářiče je vodivě vázán s tělesem pikosatelitu.

Anténa byla napájena napěťovým zdrojem $1\ V$, činitel odrazu na napájecím portu byl vztažen k vlnové impedanci $50\ \Omega$ a vyzařované pole, za účelem výpočtu zisku, bylo normováno na $1\ W$. Z tohoto modelu byl získán činitel odrazu napájecího portu.

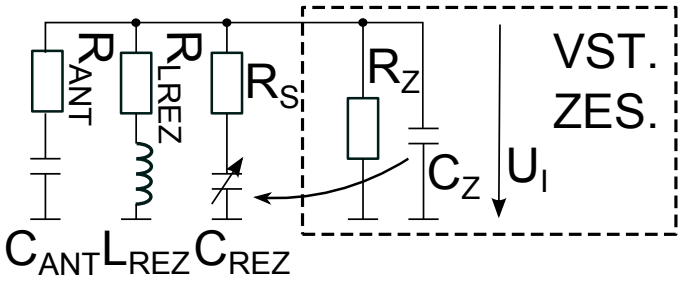
Ze simulace vychází útlum odrazu roven $\Gamma = 0,994 - j0,107$, z čehož podle vztahu 7.17 vychází impedance $Z_{IN} = 1,29 - j932,5\ \Omega$. Kapacitní složka odpovídá hodnotě sériové kapacity $C_{ANT} = 1,71\ pF$. K řádově stejné hodnotě lze dojít také například aplikací vztahu 7.1. Rozdíl ve výsledcích je dán odlišnou geometrií obou případů.

Kapacitní složka vstupní impedance antény musí být kompenzována připojením vhodné indukčnosti mezi napájecí port antény a zem. Bohužel, pro danou velikost kapacitní složky vychází indukčnost cívky příliš veliká, v řádu jednotek μH. Další problém je v potřebě dolaďování rezonančního kmitočtu vzniklého RLC obvodu.

Řešení obou problémů spočívá v připojení další kapacity mezi napájecí port antény a zem. Tato kapacita je částečně tvořena parazitními kapacitami celého obvodu, včetně snímacího zesilovače a částečně dolaďovacím varikapem. V případě potřeby bude použit i malý kondenzátor s konstantní kapacitou.

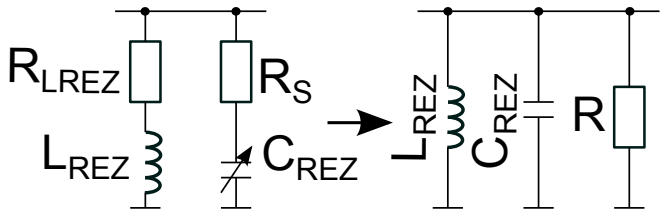
$$C_{REZ} = \frac{1}{(2\pi \cdot f)^2 \cdot L_{REZ}} - C_{ANT} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10^8)^2 \cdot 120 \cdot 10^{-9}} - 1,71 \cdot 10^{-12} = 19,4\, pF \quad (7.20)$$

Hodnota indukčnosti cívky se nyní stává konstantou a byla zvolena optimální hodnota 120 nH. Tyto cívky lze získat v subminiaturním SMD provedení v pouzdru velikosti 0603 a se sériovým opdporem $R_{LREZ} = 0,8\ \Omega$. Hodnota potřebné dolaďovací kapacity pak byla získána ze vztahu 7.20. Vztah vychází ze základního Thomsonova vztahu pro výpočet rezonančního kmitočtu LC obvodu, kde nejsou uvažovány ztrátové odpory prvků. Vzniklá nepřesnost je považována za zanedbatelnou a zároveň za později odstranitelnou.



Obr. 7.11: Náhradní schéma monopólové antény s přizpůsobovacím členem. Součástí je i vstupní zesilovač včetně dílčích a parazitních složek.

Velikost indukovaného napětí na výstupu antény bylo nutné vzhledem ke složité geometrii problému určit pomocí simulace. Model antény s tělesem pikosatelitu dle obr. 7.10 byl vystaven rovinné elektromagnetické vlně o intenzitě elektrické složky $E = 2.72 \cdot 10^{-5}\ V/m$, což je hodnota která odpovídá limitní hodnotě pole uvažované v energetickém rozpočtu rádiového spojení. Vlna byla směrována na osu tělesa včetně antény a elektrická složka pole byla orientována rovnoběžně s osou antény. Jako první byla opět nejdříve zjištěna hodnota indukovaného napětí pro případ zatížení antény reálným odporem o velikosti $R_Z = 1\ M\Omega$. V napájecím portu (segmentu) antény byla zjištěna hodnota proudu $I(P1) = 3,1719 \cdot 10^{-12}\ A$, což odpovídá výstupnímu napětí $Ui_0 = 3,1719\ \mu V$.



Obr. 7.12: Schéma náhradního dolaďovacího členu antény pro účely simulace.

Dále bylo třeba zjistit hodnotu indukovaného napětí pro případ antény s připojeným dolaďovacím členem. Z pohledu simulátoru je nejlepší, pokud připojený ladící člen může

odpovídat zapojení paralelního RLC obvodu. K tomuto účelu byl navržen náhradní dolaďovací člen, jehož prvky byly odvozeny z prvků L_{REZ}, C_{REZ}, R_{LREZ} a R_S. Schéma členu je na obr. 7.12. Reaktanční prvky byly převzaty z původního zapojení a sériové odpory byly nahrazeny jedním paralelním odporem R se zachováním stejného činitele jakosti. Velikost paralelního odporu R vychází ze vztahů 7.21. Odchylky rezonančního kmitočtu vlivem ztrátových odporů jednotlivých prvků jsou opět zanedbány. Náhradní člen byl při simulaci připojen k napájecímu portu antény.

$$\begin{aligned} Q_{LREZ} &= \frac{X_{LREZ}}{R_{LREZ}} = \frac{2\pi \cdot f \cdot L_{REZ}}{R_{LREZ}} = \frac{75,4}{0,8} = 94,2 \\ Q_{CREZ} &= \frac{X_{CREZ}}{R_S} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_{REZ} \cdot R_{CREZ}} = \frac{1}{0,0122 \cdot 0,5} = 164,1 \\ Q &= \frac{Q_L \cdot Q_C}{Q_L + Q_C} = \frac{94,2 \cdot 164,1}{94,2 + 164,1} = 59,86 \\ R &= Q \cdot \sqrt{\frac{L_{REZ}}{C_{REZ}}} = 59,86 \cdot \sqrt{\frac{120 \cdot 10^{-9}}{19,4 \cdot 10^{-12}}} = 4708,03\ \Omega \end{aligned} \tag{7.21}$$

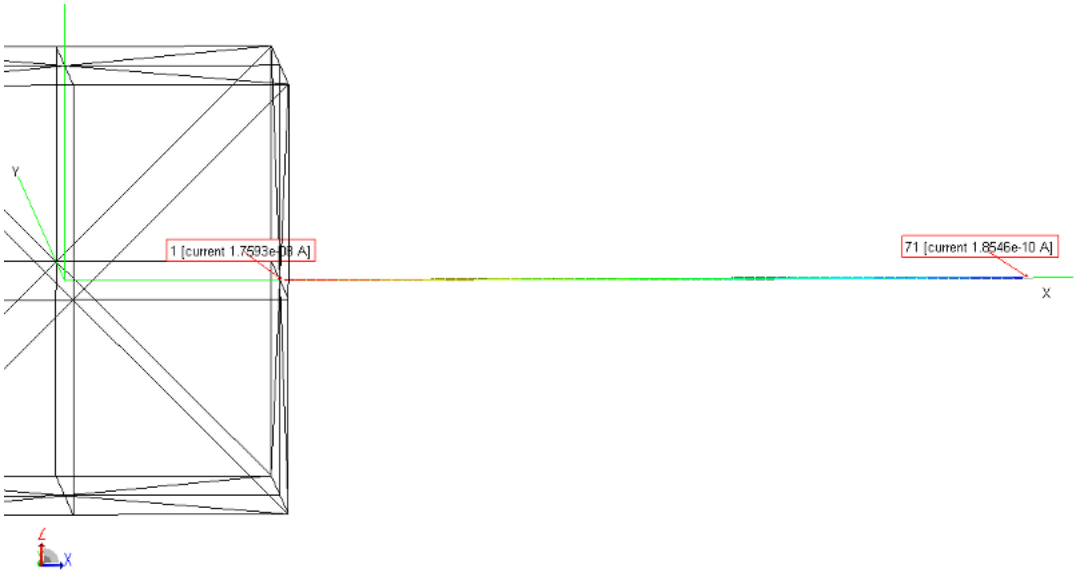
Skutečná hodnota kondenzátoru C_{REZ} byla opět dohledána optimalizací. Ke vstupnímu portu antény byl opět připojen zkušební napěťový zdroj. Byla hledána taková optimální hodnota kapacity kondenzátoru, při které je maximalizována reálná složka proudu do napájecího portu. Hledání se provádělo ve dvaceti krocích mezi hodnotami $18,4\ pF$ a $20,4\ pF$, kde byla ručně určena přítomnost optima. Výsledná hodnota kapacity dolaďovacího kondenzátoru odpovídala hodnotě $C_{REZ} = 19,375\ pF$, což je hodnota jen málo odlišná od předchozího teoretického předpokladu.

$$\begin{aligned} Z_{RLC} &= \frac{1}{\frac{1}{X_{LREZ}} + \frac{1}{X_{CREZ}} + \frac{1}{R}} = \frac{1}{\frac{1}{j \cdot 75,4} + \frac{1}{-j \cdot 81,97} + \frac{1}{4708,03}} = \\ &= 180,75 + j \cdot 904,61\ \Omega \\ |Z_{RLC}| &= \sqrt{Re[Z_{RLC}]^2 + Im[Z_{RLC}]^2} = \sqrt{180,75^2 + 904,605^2} = 922,5\ \Omega \end{aligned} \tag{7.22}$$

V dalším kroku byla určena hodnota modulu impedance dolaďovacího členu, která později poslouží k určení indukovaného napětí. K určení byl použit vztah 7.22, kde se provádí součet admitancí větví členu.

Výsledná konfigurace byla opět vystavena rovinné elektromagnetické vlně, stejné jako v předchozím simulačním testu. Hodnota proudu napájecím segmentem vycházela $I(P1) = 1,7593 \cdot 10^{-8}\ A$, čemuž odpovídá indukované napětí $Ui_{0RLC} = 16,23\ \mu V$.

Nyní, jako v předchozím případě smyčkové antény, byl určen výstupní odpor antény a vliv vstupního odporu snímacího zesilovače. Hodnota je přibližně určena vztahem 7.23.



Obr. 7.13: Rozložení proudu monopólové antény.
Hodnoty proudu v místě napájení a proudu na opačném konci jsou uvedeny na štítku.

Tento vztah vychází z přepočtu všech sériových odporů jednotlivých větví obvodu do společného paralelního odporu. Přesnější určení není třeba, neboť odpor vychází řádově nižší než v předchozím případě smyčkové antény a je o dva řády nižší než vstupní odpor snímacího zesilovače.

$$Ri = \frac{1}{\frac{1}{Q_{ANT}} + \frac{1}{Q_{LREZ}} + \frac{1}{Q_{CREZ}}} \cdot \sqrt{\frac{L_{REZ}}{C_{ANT} + C_{REZ}}} = \\ \frac{1}{\frac{1}{722,2} + \frac{1}{94,2} + \frac{1}{164,1}} \cdot \sqrt{\frac{120 \cdot 10^{-9}}{(1,71 + 1,94) \cdot 10^{-12}}} = 4168,0\ \Omega \tag{7.23}$$

Ve vztahu 7.24 je vyjádřen pokles indukovaného napětí vlivem zatížení vstupním odporem snímacího zesilovače. Vzhledem k nízkému vnitřnímu odporu antény a vzhledem k vstupnímu odporu zesilovače je pokles napětí velmi malý.

$$Ui = Ui_{0RLC} \cdot \frac{R_Z}{R_Z + R_{IN}} = 16,23 \cdot \frac{10^5}{10^5 + 4168,0} = 15,58\ \mu V \tag{7.24}$$

Jako proměnný kapacitor jsou v dolaďovacím obvodu vybrány varikapy typu SMV1234. Tento typ umožňuje přeladění v rozsahu $9,63\ pF$ až $3,58\ pF$ pro napětí $0\ V$ až $3\ V$. Dostupné ladící napětí je $3,3\ V$, čímž je tvořena rezerva v rozsahu ladění. Potřebných hodnot kapacit nutných k doladění antény v rozsahu $76\ MHz$ až $108\ MHz$ je dosaženo připojením dodatečného paralelního kapacitoru konstantní hodnoty $3\ pF$. Tato hodnota

bude přesně určena experimentálně, neboť se může zmenšit přičtením parazitních kapacit obvodu.

Celkový zatížený činitel jakosti je vyjádřen vztahem 7.25 a zahrnuje vliv všech ztrátových prvků, vyzařovacího odporu antény a vstupního odporu zesilovače. Jemu odpovídající šířka pásma vychází velká, dle vztahu 7.26.

$$Q_{LOAD} = \frac{1}{\frac{1}{Q_{ANT}} + \frac{1}{Q_L REZ} + \frac{1}{Q_{CREZ}} + \frac{1}{R_Z}} = \frac{1}{\frac{1}{722,2} + \frac{1}{94,2} + \frac{1}{164,1} + \frac{1}{10^5}} = 55,2 \tag{7.25}$$

$$B = \frac{f}{Q_{LOAD}} = \frac{10^8}{55,2} = 1810\ kHz \tag{7.26}$$

Šířka pásma (vstupního obvodu) vychází více než dvojnásobná oproti smyčkové anténě řešené v předchozí části. Selektivní chování antény bude tedy horší.

Hlavním problémem tohoto typu antény je viditelně její příliš malá sériová náhradní kapacita. Pro získání rozumné hodnoty dolaďovací indukčnosti je tak nutné připojovat další kapacitory. Tím se zmenší výsledný činitel jakosti a indukované napětí. Naopak z mechanických důvodů je tento typ antény patrně nejvhodnější.

7.5 Anténa magnetická, s feritovým jádrem

Podobně jako u přijímačů AM rozhlasu a jiných systémů pracujících na velkých vlnových délkách mohou být i na VKV rozměry antény zmenšeny přidáním feritového jádra [29], [4]. V dnešní době existují feritové materiály, které mají dostatečně nízké ztráty i na kmitočtech v řádu stovek MHz [3]. Problémem je však s jejich nízkou počáteční permeabilitou, takže zmenšení rozměrů nebude tak výrazné, jako bývá u nižších kmitočtů.

Obr. 7.14: Feritová anténa pro účely RFID použitelná až do VKV pásma. Délka pouzdra pro povrchovou montáž je 12 mm. Výrobce Neosid Pemetzrieder GmbH.

Za účelem nalezení vhodného materiálu byly prostudovány nabídky světových firem, jako jsou Fair-Rite Products Corp., Amidon Inc., Epcos AG nebo Neosid Pemetzrieder GmbH & Co. Jako nejzajímavější a nejdostupnější materiál byl určen typ F100b posledního ze jmenovaných výrobců. Tento materiál je vhodný pro indukční aplikace do cca 200 MHz a tlumící aplikace do jednotek GHz. Počáteční relativní permeabilita tohoto materiálu je však pouze 10.

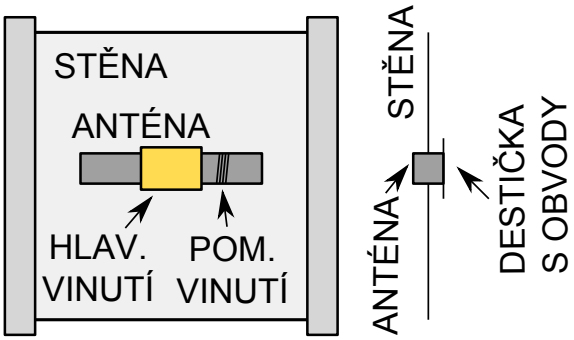
Použití feritových antén na VKV není typické, bylo však již v několika aplikacích používáno. Jako příklad lze jmenovat přijímače pro paging pomocí VKV RDS nebo různé RFID aplikace. Z těchto zdrojů lze nadále čerpat informace a zkušenosti.

Ze zvoleného materiálu F100b se vyrábí hotové komponenty, jako například anténa na obr. 7.14 nebo různé drobné díly použitelné na přípravu vlastních konstrukcí. Zajímavé jsou například tyčky o průměru 5 mm a šroubovací cívková jádra.

Frekvenční použitelnost feritového materiálu je omezena poklesem počáteční permeability a nárůstem ztrát s frekvencí. Tyto veličiny jsou výrobcem definovány a jejich frekvenční závislosti jsou uvedeny v příloze. Počáteční relativní permeabilita materiálu F100b je rovna 10 až do frekvence 120 MHz, kde nastává mírný vzrůst a od 300 MHz prudce klesá. Navrhovaná aplikace se pohybuje s rezervou pod oběma mezemi. Ve výpočtech je možné uvažovat relativní počáteční permeabilitu vždy rovnu 10.

$$tg\delta = \frac{\mu''}{\mu'} \tag{7.27}$$

Ztráty feritového materiálu jsou definovány magnetickým ztrátovým činitelem $tg\delta$, který vychází z podílu složek komplexní permeability dle vztahu 7.27. Výrobce udává magnetický ztrátový činitel $tg\delta = 40 \cdot 10^{-6}$ měřený na frekvenci 100 MHz. Graficky pak udává závislost ztrátového činitele i obou složek komplexní permeability na frekvenci. Ztráty se v potřebném intervalu frekvencí zvyšují, ale nedosahují žádných výkyvů ani hodnot řádově odlišných od číselně udané hodnoty.



Obr. 7.15: Integrace antény do stěny pikosatelitu.
Destička s anténou je vsazena do otvoru ve stěně co nejdále od hran tělesa.

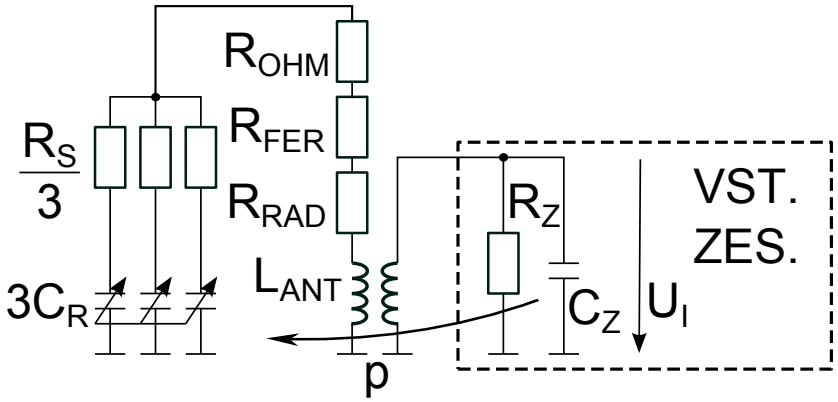
Ve výpočtech týkajících se feritového jádra se na místě permeability uvádí tzv. efektivní permeabilita. V této veličině je zohledněn vliv podílů různých prostředí, jimiž se magnetické pole smyčky šíří. V případě řešené konstrukce dochází ke skládání feritu s relativní permeabilitou $\mu_R = 10$ a vzduchu s relativní permeabilitou $\mu_R = 1$. V prostředí feritu dochází k zesílení magnetické indukce (zhuštění siločar), ale vzhledem k nízké permeabilitě tohoto feritu hrají rozhodující úlohu okrajové jevy. Pro tyčová jádra byla efektivní permeabilita definována, udává se v různých materiálech formou tabulek, grafů nebo empirického výpočtu. Hodnota efektivní permeability závisí na počáteční permeabilitě jádra a poměru

jeho délky vůči průměru. Dle těchto zdrojů je ve výpočtech, kde již není korekce zahrnuta, volena hodnota $\mu_{REff} = 5,3$. Pro jiná uspořádání je třeba efektivní permeabilitu odvodit nebo určit pomocí simulace.

Indukované napětí malé smyčkové antény je úměrné ploše smyčky vinutí a efektivní relativní permeabilitě jádra. Změnou konstrukce smyčkové antény na anténu s feritovým jádrem došlo k velkému snížení plochy smyčky. Zvýšení permeability pokles napětí vlivem poklesu plochy nemůže nahradit. Z tohoto důvodu je indukované napětí zvýšeno pomocí netypické transformátorové vazby.

Transformátorová vazba je u feritových antén využívána běžně, zejména u starších přijímačů, kde byl vstupní zesilovač realizován bipolární technologií. Transformátorová vazba zde napomáhala zvýšit nedostatečně vysokou vstupní impedanci vstupního zesilovače, a tím zvýšit činitel jakosti antény fungující zároveň jako vstupní preselektor.

Transformátorová vazba v navrhované anténě má obrácený převodní poměr než typické vazby známé z přijímačů. Jejím účelem je zvýšení indukovaného napětí přiváděného na snímací zesilovač. Účinná funkce vyžaduje co nejvíce snížit ztrátové odpory hlavního laděného LC obvodu a zvýšit vstupní impedanci snímacího zesilovače. S ohledem na tento fakt je navržen vstupní laděný obvod a ve výpočtech je uvažován vstupní odpor zesilovače $Rz = 1\ M\Omega$ namísto 100 $k\Omega$ z výpočtů předchozích antén.



Obr. 7.16: Náhradní schéma smyčkové antény s feritovým jádrem.

Zvýšení vstupního odporu snímacího zesilovače je možné, neboť je na místě aktivního prvku ve snímacím zesilovači uvažováno s unipolárním tranzistorem. Vstupní odpor je daný pouze Théveninovým ekvivalentem obvodu pro zavedení předpětí. U některých typů tranzistorů nemusí být obvod pro předpětí žádný a vstupní odpor se pohybuje v řádech 100 $M\Omega$ až $G\Omega$. Zde se připojuje ke vstupním svorkám alespoň odporový terminátor o velikosti Rz pro lepší definovanost vstupního odporu. Problém zůstává se vstupní kapacitou tranzistoru a s parazitními vlastnostmi obvodu. Impedance těchto obvodových prvků bude transformací zvýšena a musí být zahrnuta do návrhu RLC obvodu hlavního vinutí antény.

Hlavní LC laděný obvod antény musí být navržen tak, aby se zde minimalizovaly odporové ztrátové složky všech prvků. Z tohoto důvodu je ve výpočtech a simulacích uvažován relativně silný drát, který bude v pozdějších verzích nahrazen měděnou fólií. Dolaďovací

kapacitor je složen z řady paralelních větví, čímž se nejen zvýší celková kapacita a rozsah ladění, ale také se zmenší jejich sériový odpor.

Pro účely zjištění dosažitelných vlastností byl navržen vzorek smyčkové antény s feritovým jádrem, opět dvěma cestami, s použitím empirických vztahů, které lze nalézt v literatuře a s pomocí elektromagnetického simulátoru.

Ve zkušebním vzorku je uvažována feritová tyčka z materiálu F100b, o průměru 10 mm a délce 30 mm. V pozdějších verzích bude snaha tyčku nahradit, pokud možno, více plošným tvarem. Hlavní vinutí je uvažováno z měděného drátu o průměru $1,6$ mm, který bude v dalších vzorcích nahrazen měděnou fólií.

Dle náhradního schématu na obr. 7.16 je třeba určit odporovou složku impedance antény složenou z vyzařovacího odporu, ohmického odporu vinutí a z odporu způsobeného ztrátami ve feritu. Ohmický odpor vinutí byl vypočítán stejným vztahem jako je 7.4, rozdíl je v délce a průměru vodiče. Ohmická složka odporu vychází $R_{OHM} = 2,07 \cdot 10^{-2}$ Ω. Vyzařovací odpor určený vztahem 7.3 je snížen v poměru kvadrátu plochy smyčky a zvýšen v poměru kvadrátu relativní permitivity. Vyzařovací odpor je velmi malý, $R_{RAD} = 2,37 \cdot 10^{-4}$ Ω. Poslední složka odporu vyjadřující ztráty ve feritu je uvedena ve vztahu 7.28.

$$R_{FER} = 2\pi f \cdot \mu_0 \cdot \mu_R \cdot \frac{\mu''}{\mu'} \cdot \frac{S_F}{l_F} = 31,58 \cdot \frac{78,5 \cdot 10^{-6}}{0,03} = 0,0826\ \Omega \tag{7.28}$$

Symbol S_F značí průřez feritového jádra v m^2 a l_F délku v m. Celková hodnota odporové složky impedance antény tedy vychází dle vztahu 7.29.

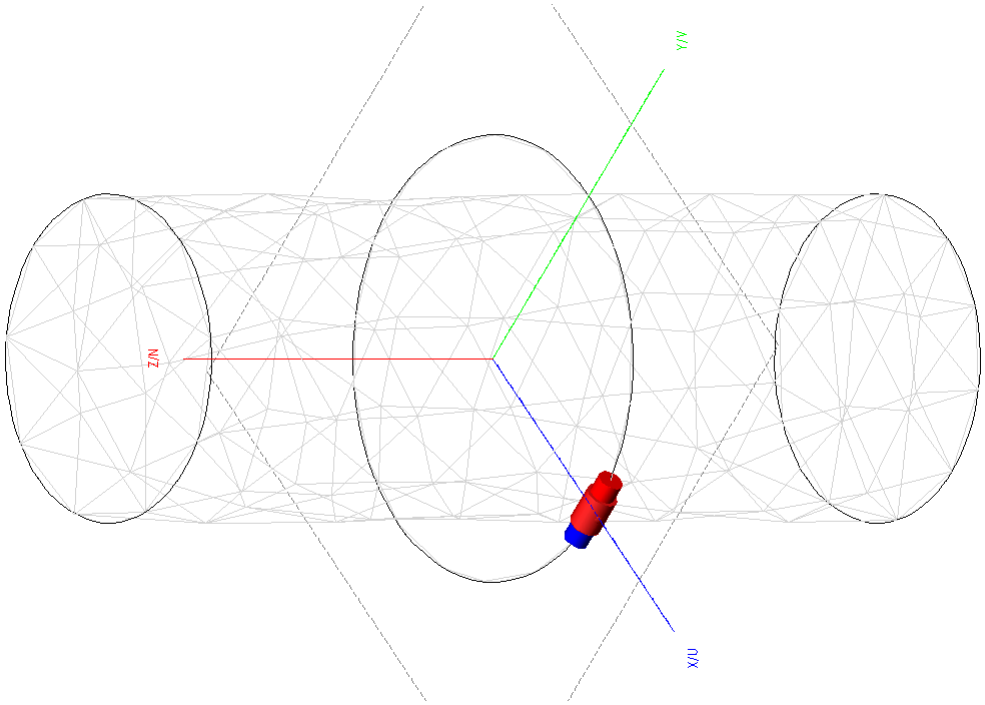
$$R_{ANT} = R_{RAD}+R_{OHM}+R_{FER} = 2,37{\cdot}10^{-4}+2,07{\cdot}10^{-2}+8,27{\cdot}10^{-2} = 1,04{\cdot}10^{-1}\ \Omega \tag{7.29}$$

Dále je třeba určit indukčnost hlavního vinutí antény. K tomuto účelu byl použit přibližný vztah 7.30. V tomto vztahu se uvažuje magnetické pole pouze uvnitř jádra, což v případě jádra s malou permeabilitou není přesné. Přesto je vztah pro orientační určení hodnoty indukčnosti použitelný.

$$L_{ANT} = \mu_0 \cdot \mu_R \cdot \frac{S_F}{l_F} = 40\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{78,5 \cdot 10^{-6}}{0,03} = 32,9\ nH \tag{7.30}$$

Získané hodnoty byly opět srovnány se simulací v elektromagnetickém simulátoru FEKO. Geometrie modelu byla složena z feritové tyčky, jejíž rozměry i materiálové vlastnosti odpovídaly výše popsanému jádru. Navíc rezistivita materiálu byla nastavena na 10^6 S/m dle katalogového listu materiálu F100b. Vinutí tvořil jeden závit měděného drátu o průměru $1,6$ mm. Průměr závitu byl navýšen o 2 mm z důvodu zamezení dotyku segmentů vodiče a jádra. Při této vzdálenosti není funkce významně ovlivněna a výpočet je stabilní.

K napájecímu portu antény byl připojen napěťový zdroj a zjištěn koeficient odrazu na tomto portu, $\Gamma = -0,689 + j0,719$. Impedance antény byla pak zjištěna přepočtením dle vztahu 7.17, $Z_{IN} = 0,123+j21,34\Omega$. Induktivní složka $33,9$ nH a odporová složka $0,123$ Ω s dostatečnou přesností odpovídají výše vypočteným hodnotám.



Obr. 7.17: Geometrie modelu antény s feritovým jádrem.
Vprostřed je vidět kruhový závit s barevně vyznačeným napájecím segmentem.

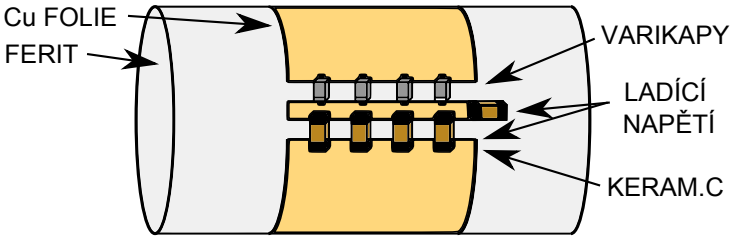
Nyní je sestaven dostatečně spolehlivý model hlavního vinutí antény. Signál bude snímán transformátorovou vazbou a přiváděn do snímacího zesilovače. V tuto chvíli je vhodné přejít na druhý konec řetězce a definovat zesilovač spolu s transformátorovou vazbou.

Vstupní zesilovač je uvažován se vstupním odporem $R_{IN} = 1\ M\Omega$ paralelně s parazitní kapacitou $C_{IN} = 1\ pF$. Převod transformátorové vazby byl volen $p = 5$, vstupní impedance snímacího zesilovače bude transformována dle vztahu 7.31.

$$\begin{aligned} R'_{IN} &= \frac{R}{p^2} = \frac{10^6}{25} = 40\ k\Omega \\ C'_{IN} &= C \cdot p^2 = 1 \cdot 25 = 25\ pF \end{aligned} \tag{7.31}$$

Snímací zesilovač se pak chová jako kapacitor o kapacitě $C'_{IN} = 25\ pF$ s činitelem jakosti $Q_{CIN} = 40000$. Na základě parametrů snímacího zesilovače a hlavního vinutí antény bude navržen dolaďovací rezonanční kapacitor.

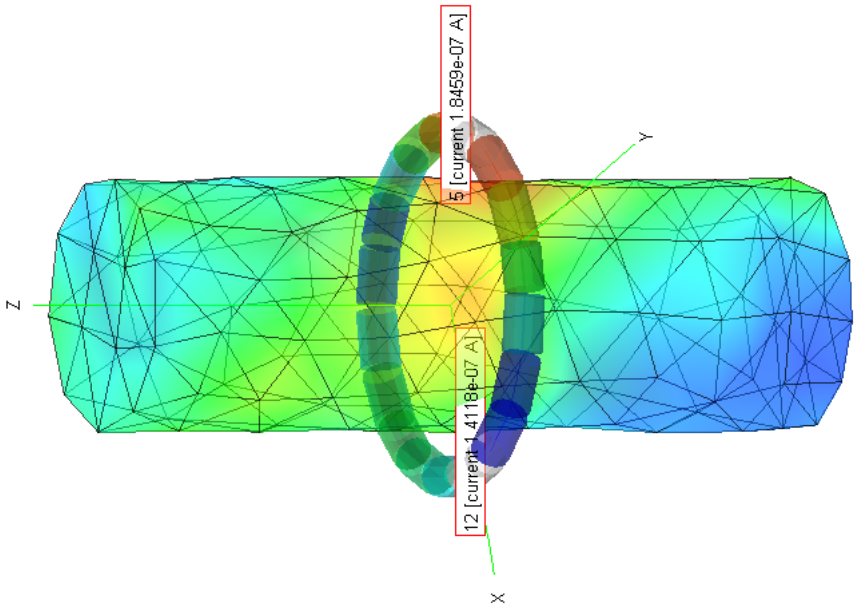
Rezonanční kapacitor se skládá ze čtyř větví s varikapy SMV1236. V tomto zapojení je možné měnit kapacitu v rozsahu $36,64\ pF$ až $107\ pF$ při rozsahu napětí $3\ V$ až $0\ V$. Tím je s rezervou překryt požadovaný rozsah. Přesné doladění se může provést konstantním kapacitorem s hodnotou kolem $5\ pF$. V důsledku zapojení čtyř paralelních větví dochází také ke zmenšení sériového odporu celého rezonančního kapacitoru. Činitel jakosti celého kapacitoru se pohybuje kolem hodnoty $Q_{CREZ} = 287$.



Obr. 7.18: Příklad provedení hlavního vinutí s dolaďovacím C_R složeným z více větví. Větve jsou tvořeny varikapy a keramickými vazebními kondenzátory.

Celkový činitel jakosti antény je dán složením činitelů jakosti hlavního vinutí, transformovaného vstupu snímacího zesilovače a dolaďovacího rezonančního kapacitoru. Výsledná hodnota vychází $Q = 118$, čemuž odpovídá šířka pásma preselektoru 916 kHz.

Indukované napětí samotné smyčky hlavního vinutí bylo určeno opět ze vztahu 7.11, kde byla použita efektivní permeabilita jádra $\mu_{REff} = 5,3$. Tato hodnota vychází z poměru délky jádra vůči jeho průměru. Hodnota indukovaného napětí pro testovací intenzitu magnetické složky pole $H = 7,21 \cdot 10^{-8}$ A/m vychází $Ui_0 = 2,56 \cdot 10^{-8}$ V. Pro získání hodnoty napětí pro kompletní RLC obvod hlavní smyčky je tato hodnota násobena činitelem $Q = 118$ antény. Výsledné napětí je $Ui_{0RLC} = 3,02$ μV. Po započtení vlivu transformátorové vazby, která zvyšuje napětí pro snímací zesilovač, vychází konečná hodnota napětí $Ui_{OUT} = 15,1$ μV.

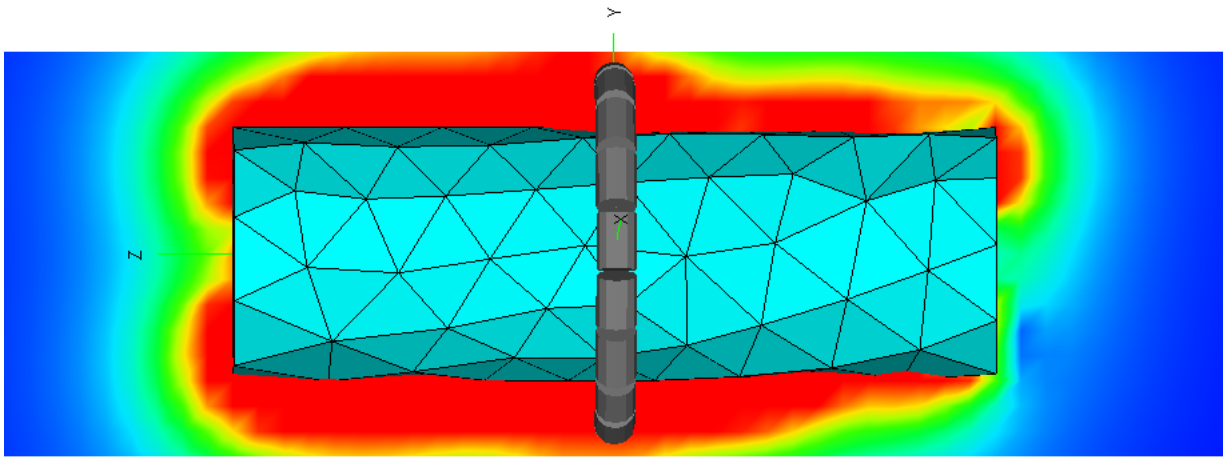


Obr. 7.19: Rozložení proudu na modelu antény s feritovým jádrem. Menší hodnota na štítku je proud napájecím segmentem, větší hodnota je maximum proudu.

Vypočtené výsledky byly i zde ověřeny simulací v elektromagnetickém simulátoru. Napětí hlavní smyčky naprázdno představuje úbytek napětí na odporu $R_Z = 1\ M\Omega$ připojenému k napájecímu portu antény. Anténa byla vystavena rovinné elektromagnetické vlně o intenzitě $E = 2,72 \cdot 10^{-5}\ V/m$ orientované tak, aby byl vektor magnetického pole rovnoběžný s osou antény a vlna směřovala na střed modelu. Výsledná hodnota indukovaného napětí vychází $Ui_0 = 2,95 \cdot 10^{-8}\ V$, což je ve shodě s předchozí vypočtenou hodnotou.

Hodnota napětí plnohodnotného RLC obvodu hlavní smyčky byla opět určena pomocí elektromagnetického simulátoru. Ke svorkám antény byl připojen náhradní RC obvod charakterizující vlastnosti dolaďovacího kapacitoru. Náhradní obvod tvoří sériové zapojení kapacitoru a rezistoru, kde hodnota rezistoru[55] vychází $R_S = 0,125\Omega$. Hodnota kapacitoru byla určena pomocí optimalizátoru, $C_{REZ} = 74,6\ pF$. Optimalizace probíhala ve dvaceti krocích mezi hodnotami 74 pF a 76 pF, kde byla experimentálně zjištěna přítomnost optima. Jako optimalizační kritérium vyhověla maximalizace reálné složky impedance na napájecím portu antény. Výsledné napětí bylo rovno $Ui_{0RLC} = 3,0\ \mu V$, což je ve shodě s předem vypočítanou hodnotou.

Vzhledem k nízké permeabilitě materiálu F100b a relativně dlouhému jádru oproti délce samotné cívky dochází k vybočování siločar magnetického pole do okolí jádra ještě před jeho konci. U samotných konců jádra je magnetická indukce velmi nízká. Z tohoto důvodu lze uvažovat menší citlivost na přiblížení konců jádra ke kovovým částem, které tvoří závit nakrátko, snižují indukčnost a činitel jakosti. Skutečný vliv bude posouzen experimentálně. Rozložení intenzity magnetického pole je naznačeno na obr. 7.20 jako výsledek z elektromagnetického simulátoru.



Obr. 7.20: Rozložení intenzity magnetického pole uvnitř a v okolí jádra antény.

Tento typ antény, i přes konstrukční komplikace a nutný další materiál na výrobu jádra, se stále jeví jako zajímavý pro splnění daného účelu. Stejně jako u předchozích antén bude další vývoj řešit konstrukční problémy a mechanickou integraci do konstrukce

[55] Hodnota rovna 1/4 velikosti sériového odporu jednoho varikapu.

pikosatelitu. Hlavní problém tohoto konkrétního vzorku je zatím stále velmi špatný poměr SNR výstupního signálu. Problém bude nadále řešen.

7.6 Šumová analýza antén

Pro příjem signálů z pozemních sítí s dostatečně malou chybovostí byla v energetickém rozpočtu stanovena hodnota úrovně signálu na vstupu přijímače $-90\ dBm$. To odpovídá na (přizpůsobené) vstupní impedanci 50 Ω výkonu $1 \cdot 10^{-12}\ W$ a napětí $7,07 \cdot 10^{-6}\ V$. Jedná se o úroveň čistého ideálního signálu, který není významně znečistěn šumem. Pro správnou funkci přijímače je třeba ověřit, zda šum signálu z antény neovlivní jeho funkci.

V materiálech, které se zabývají analýzou šumu antén, se uvažuje tzv. hodnota šumového prahu antény. Je to výstupní napětí nebo výkon signálu z antény, který odpovídá takové intenzitě elektromagnetického pole, při kterém je na výstupu antény signál s odstupem $SNR = 0\ dB$. Zachycený signál je tedy stejně silný jako efektivní hodnota šumu na výstupu antény. Jako technické doporučení se pak udává rezerva minimálně 10 dB nad tímto šumovým prahem.

Na tomto místě je vhodné také zmínit tzv. pravidlo „tří decibelů", které se opět udává v materiálech. Pravidlo se týká FM modulace a udává, jak rušivý signál poškodí příjem žádaného signálu. Je-li rušivý signál silnější o 3 dB než signál žádaný, dochází ke zkreslení příjmu. Při nižších úrovních se považuje zkreslení za zanedbatelné. Pokud je rušivý signál silnější alespoň o 6 dB než žádaný, dojde k maskování, kdy žádaný signál zcela zmizí, je překryt signálem rušivým. Pravidlo lze vztáhnout i na výkon užitečného signálu a šumu.

Úroveň šumu na výstupu antény je daná složením několika zdrojů. Šum snímacího zesilovače zde uvažován není, zesilovač je řešen samostatně, jako další blok. V této části je dále vyloučen vliv zdrojů šumu mimo anténu. Běžným postupem při výpočtu šumu antény je zanedbání vlivu samotné antény a integrace vyzařovaného výkonu okolních zdrojů podle vyzařovací charakteristiky antény. Tento postup je vhodný pro příjem velmi slabých signálů pomocí antén s velkým ziskem. Zde byl naopak uvažován případ téměř všesměrové antény a signálů, které mají dostatečnou rezervu nad ostatními signály na stejném kmitočtu. Takto byly definovány podmínky v energetickém rozpočtu rádiového spojení.

Zbývajícím zdrojem šumu jsou veškeré odporové prvky (skutečné i parazitní) které se jsou součástí obvodu antény a produkují Johnsonův tepelný šum. Dále je třeba uvažovat šum použitých polovodičových prvků.

V materiálech se pro účely výpočtu zmíněného druhu šumu uvádí tzv. Belroseův vztah 7.32. Indukované napětí se zde považuje za užitečný signál a sleduje se jeho rezerva nad tepelným šumem odporové složky. Ve vztahu je použita intenzita elektrické složky pole, která vychází z energetické bilance rádiového spojení. Výsledná hodnota vychází $7,9\ dB$, správně by měla být minimálně 10 dB.

$$\begin{aligned} SNR &= 20 \cdot log\left(\frac{66,3\pi \cdot R_{ANT}^2}{\sqrt{B_{NOISE}}} \cdot \sqrt{\frac{Q \cdot f}{L_{IN}}} \cdot E\right) \\ &= 20 \cdot log\left(\frac{66,3\pi \cdot 0,05^2}{\sqrt{269 \cdot 10^3}} \cdot \sqrt{\frac{153,38 \cdot 10^8}{339 \cdot 10^{-9}}} \cdot 2,72 \cdot 10^{-5}\right) = 15,8\ dB \end{aligned} \tag{7.32}$$

Vztah lze považovat jen za přibližný, neboť byl odvozen pro účely jednoduchého orientačního výpočtu šumu smyčkových antén na nízkých kmitočtových pásmech (VDV, DV, SV). Zde se předpokládá odporová složka i indukčnost smyčky vysoká a šířka pásma přenosového kanálu úzká. Pro účely předkládané práce bylo třeba najít jiný způsob, který bude přesnější a univerzálnější, bude možné ho použít i pro jiné než smyčkové antény.

Výpočet šumu antén byl proveden na základě šumové analýzy náhradního schématu antény pomocí simulátoru SPICE. Princip této analýzy spočívá ve výpočtu výkonů šumu dodávaných jednotlivými odporovými prvky v obvodu a v jejich superpozici na výstupních svorkách. Pro každý zdroj šumu je uvažována přenosová funkce k výstupním svorkám obvodu. Výstupem simulace je závislost spektrální šumové hustoty na frekvenci, kterou lze integrovat a zjistit tak efektivní hodnotu šumového napětí na výstupních svorkách obvodu.

Pro každý odporový prvek lze definovat zdroj šumového napětí zapojený do série nebo zdroj šumového proudu paralelní k tomuto prvku. Napětí nebo proud šumového zdroje jsou definovány vztahem 7.33.

$$\begin{aligned} V_N &= \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R} \quad [V] \\ I_N &= \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B}{R}} \quad [A] \end{aligned} \tag{7.33}$$

Symbol $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ je Boltzmanova konstanta, $T = 300\ K$ termodynamická teplota, B značí sledovanu šířku pásma[56] a R je odpor prvku. Výsledná spektrální šumová hustota na výstupních svorkách je určena vztahem 7.34. Uvažujeme N zdrojů šumu s indexy z intervalu $n \in \langle 1; N \rangle$, reprezentovaných spektrální šumovou hustotou napětí $v_n(f)$.

$$v_{NOISE}(f) = \sqrt{\sum_{n=1}^{n} H_n(f) \cdot v_n^2(f)} \quad [V/Hz] \tag{7.34}$$

Na výstupních svorkách obvodu dochází k sečtení výkonů jednotlivých zdrojů šumu s respektováním jejich přenosové charakteristiky $H_n(f)$ vůči výstupu. Výstupní spektrální šumová hustota je vyjádřena grafem, kde lze ověřit, zda je interval frekvencí pro výpočet zvolen správně. Na průběhu musí být vidět rezonanční špička, neboť rezonance obvodu ovlivňuje také přenos šumu.

[56] Pro případ výpočtu spektrální šumové hustoty je $B = 1\ Hz$.

$$V_{NOSISE} = \sqrt{\int_{-\frac{B_{NOISE}}{2}}^{\frac{B_{NOISE}}{2}} v_{NOISE}^2(f)df} \quad [V] \tag{7.35}$$

Výstupní šumové napětí je dáno integrací spektrální hustoty dle vztahu 7.35. Jako integrační interval je volena efektivní šumová šířka pásma přijímače, kde rezonanční frekvence je vprostřed integračního intervalu. Výsledná hodnota byla porovnána s indukovaným napětím pro žádaný signál.

Tímto způsobem byly testovány navržené varianty antény. Výsledky jsou shrnuty v tabulce 7.1. Grafické výstupy a použitá modelová schémata jsou uvedena v příloze této práce.

varianta	f_C	f_U	f_D	U_N	U_I	SNR
	MHz	MHz	MHz	μV	μV	dB
smyčka	99,81	99,93	99,69	9,73	51,8	14,5
monopól	99,99	99,88	100,12	4,18	15,6	11,4
ferit	99,99	100,12	99,88	19,3	15,1	-2,1

Tab. 7.1: Výsledky šumové analýzy různých variant antény.

Sloupec f_C představuje centrální frekvence laděného obvodu, sloupec f_U horní frekvenční mez a sloupec f_D dolní frekvenční mez. Meze byly určeny přidáním a ubráním poloviny efektivní šumové šířky přijímače k centrální frekvenci. Sloupec U_I udává indukované napětí zjištěné simulací obvodu AC analýzou a U_N je výsledné šumové napětí na výstupu obvodu. Z posledních dvou hodnot je dopočten odstup signál-šum výstupního signálu z antény a vyjádřen v jednotkách dB.

Ze získaných hodnot prvních dvou vzorků antén je patrná rezerva navržených variant nad šumem způsobeným odporovými složkami prvků v obvodu. Třetí vzorek zatím stále selhává z důvodu špatného odstupu SNR výstupního signálu. Vylepšení je otázkou dalších verzí této antény. Přesnější údaje budou získány praktickým měřením jednotlivých vzorků.

Závěr

1) Ověření možností přibližného určení parametrů polohy a dráhy

Signály v rozhlasových pásmech VKV byly prozkoumány z pohledu počtu a rozmístění vysílačů, jejich vyzařovaného výkonu, vyzařovacích charakteristik vysílacích antén, použitelného informačního obsahu vysílání a možných rušivých jevů. Touto analýzou byla prokázána jejich využitelnost pro vyřešení zadaného problému.

Pro identifikaci signálů byl vytvořen přehled o obsazenosti pásem v různých zemích a o charakteristické struktuře informačního obsahu vysílání, zejména přítomnosti pilotního signálu stereo provozu a datové služby RDS. Posledně jmenovaná služba umožní identifikovat zemi původu vysílání, případně konkrétní vysílač nebo skupinu vysílačů. Dekódováním RDS dat lze získat také přesný údaj univerzálního koordinovaného času UTC. Pro účely simulací a přípravy databáze dekodéru na palubě pikosatelitu byla připravena databáze identifikačních kódů zemí a importována data z amatérské databáze VKV rozhlasových stanic. Takto získaná data pro řešený účel postačí.

Z dat získaných z přijímaných signálů jsou odhadovány stavové vektory polohy satelitu pomocí primárního estimátoru. Za tímto účelem byl sestaven a vyzkoušen jeden algoitmus, využívající identifikační údaje zachycených stanic, které jsou právě v dosahu satelitu. Vzhledem k tomu, že příjem je možný jen v některých místech nad Zemí, bylo získáno větší množství pomyslných bodů ležících na dráze satelitu algoritmem s principem podobným fázovému závěsu. Funkce algoritmu byla ověřena simulací za různých podmínek a byla shledána použitelnou pro splnění zadání.

Vybrané parametry dráhy pikosatelitu jsou odhadovány sekundárními estimátory na základě znalosti historie stavových vektorů polohy. Za tímto účelem bylo sestaveno a vyzkoušeno několik algoritmů, jako například odhad doby oběhu pikosatelitu kolem Země, orbitální výšky, střední rychlosti oběhu, inklinace, a úhlu RAAN. Funkce algoritmů byla opět ověřena simulací a shledána jako použitelná pro splnění zadání.

Zkoumán byl také Dopplerův posun signálů, který vzhledem k šířce přenášeného pásma nezpůsobuje významné zkreslení přijímaného signálu, naopak lze v určitých případech použít k identifikaci směru pohybu satelitu vůči vysílači. Pro měření rychlosti pohybu satelitu nelze Dopplerův posun využít vlivem nízkého rozlišení mezifrekvenčního čítače. Zvýšení tohoto rozlišení by si v současné době vyžádalo neadekvátní zvýšení složitosti, příkonu a rozměrů přijímače. Je však tématem k dalšímu vývoji.

V další fázi bude třeba provést důsledné testy vlivu chybové složky vstupní veličiny, tedy stavových vektorů polohy dodávaných primárním estimátorem. Výsledkem budou úpravy algoritmů, konstant a meze věrohodnosti získaných výsledných parametrů dráhy pikosatelitu. Z časových důvodů byly testy zatím provedeny přibližně, pro otestování základní funkčnosti bloků. Současně probíhá další testování a dolaďování algoritmů.

Další výzkum bude třeba věnovat zpřesnění odhadů primárních stavových vektorů polohy pikosatelitu. Cílem je lepší využití informací dostupných z přijatých signálů a definování mezí věrohodnosti výsledku. Vzhledem k velmi silně nerovnoměrnému rozložení přijímaných stanic bude třeba vhodně střídat nebo blokovat metody odhadu v závislosti

na místních podmínkách. Problémem je také obtížná simulace interferenčních jevů způsobujících krátké úniky signálu. Tento jev může významně ovlivnit úspěšnost příjmu signálů, neboť v případě výpadku nebo zeslabení některých signálů mohou jiné vyniknout. Možnosti příjmu pak velmi vzrostou oproti zde uvažovanému stavu.

Teprve při simulacích a výpočtech se projevila výpočetní a paměťová náročnost celého úkolu. Z tohoto důvodu zřejmě nebude možné použít osmibitový mikropočítač pro obsluhu přijímače. Stále je možné uvažovat o minimální implementaci pomocí pevné řádové čárky a redukovaných databází, toto řešení ovšem přináší daleko větší rizika neúspěchu a žádá si další, ještě přísnější a složitější testy. Alternativním řešením je použití výkonnějšího mikropočítače s technologií ARM, který je pro podobné aplikace vhodný, nevýhodou je potřeba nové implementace celého algoritmu.

2) Ověření možností konstrukce palubního přijímače

Přijímač byl realizován v podobě laboratorního vzorku, který vyhověl a vyhoví pro všechny potřebné pozemní, terénní a laboratorní testy a měření. Vzhledem k dostupnosti byl pro jádro přijímače vybrán obvod AR1000 firmy AIROHA, který pro požadovaný úkol velmi dobře vyhoví. Tento obvod pracuje na principu přijímače s nízkou mezifrekvencí s digitálním zpracováním signálu a odpovídá nejmodernějším trendům v dané oblasti. Mezi jeho hlavní přednosti oproti jiným řešením patří velmi malé rozměry, vysoká integrace funkcí a velmi nízká spotřeba energie. Absence plné dokumentace k obvodu byla nahrazena sérií ověřovacích měření, kterými byl obvod detailně prozkoumán. Další části projektu byly už řešeny se znalostí skutečných vlastností přijímače. Zjištěné vlastnosti byly shledány pro účely projektu jako dostatečné až velmi vyhovující. V budoucích navazujících variantách by bylo vhodné použít nějaký příbuzný obvod interně podporující také dolaďování antény do rezonance. Tyto obvody vyrábí například firma Silicon Labs, bohužel zatím nejsou dostupné v originální ani ekvivalentní verzi.

Možnost příjmu signálů na oběžné dráze byla ověřena několika výpočty energetické bilance rádiového spojení pro všechny reálné polohy satelitu vůči vysílači a zároveň pro simulované signály reálné rozhlasové sítě. Vyzařovací charakteristika vysílačů byla vhodně idealizována a aproximována. Uvažováno bylo všesměrové vyzařování vysílací antény, což je horší případ než směrově omezený vyzařovací diagram z důvodu vzájemného rušení signálů. Vyzařovací diagram vysílačů v horizontální rovině byl idealizován dle představ vytvořených na základě studia prospektů výrobců vysílacích anténních systémů. Pro potřeby simulací v řešeném projektu tento způsob definice vyzařování vysílačů plně postačí.

Dále byla prozkoumána pravděpodobnost úniku signálu vlivem minima zisku přijímací antény, vysílací antény a vlivem ionosférických a troposférických scintilací. K tomuto účelu byly použity přibližné pravděpodobnostní modely dle doporučení ITU a dle různých publikovaných měření. I při uvažování těchto rušivých jevů byla velmi dobrá možnost příjmu VKV signálů na oběžné dráze potvrzena.

V této části opět zůstává velký prostor pro další výzkum a zpřesňování s ohledem na využití modernějších modelů dějů v zemské atmosféře. Vhodné by bylo využití reálných měřených dat z radiových měřících stanic, stejně jako údajů o meteorologické situaci v nižších vrstvách atmosféry. Bohužel, potřebné fyzikální modely a reálná data nejsou k dispozici volně, ani pro nekomerční či vzdělávací využití. V cestě tak zatím stojí licenční podmínky vlastníků a poskytovatelů těchto prostředků.

3) Ověření možností konstrukce účinné palubní antény

V rámci předkládané práce se podařilo nalézt a dvěma nezávislými postupy ověřit dva typy antény účinně použitelné pro příjem VKV signálů na oběžné dráze. Oba typy mohou být snadno vestavěny do tělesa pikosatelitu. Třetí zkoumaná anténa zatím požadovanému úkolu nevyhověla a zůstává jako možnost pro další zkoumání.

Monopólová anténa dosahující horších výsledků je použitelná bez úprav mechaniky kostry pikosatelitu, neboť rozvíjecí mechanizmus potřebný k jejímu uvolnění je již implementován pro potřeby antény radiomajáku v radioamatérském pásmu 430 MHz. Implementace antény do kostry pikosatelitu pak spočívá pouze v osazení uvolňovacího mechanizmu na dvě protilehlé strany kostry. Jedna pro účely majáku, jedna pro VKV přijímač.

Smyčková anténa dosahuje výsledků lepších, ale potřebuje zvláštní uvolňovací mechanizmus, který by bylo třeba navrhnout a implementovat do kostry pikosatelitu. Toto řešení palubní antény se tedy ukázalo také jako použitelné, z funkčního pohledu výhodnější, ale z mechanické stránky složitější.

Jako poslední byla ověřena také jedna varianta antény s feritovým jádrem, kterou lze pro tyto účely také použít. Bohužel, vzhledem k vlastnostem magnetických materiálů na pracovních kmitočtech, jsou malé rozměry antény vykoupeny špatnou citlivostí. Problémem je také obtížnost vestavění do konstrukce pikosatelitu, které vlastnosti antény dále zhoršuje.

Přes popsaný stav problému bude tato varianta nadále zkoumána, zvlášť s ohledem na nové materiály s definovanou vyšší permeabilitou a permitivitou, a na nové konstrukce antén, například antény meandrového typu.

Shrnutí

Předkládaná práce se zabývá možnostmi využití stávající sítě pozemních vysílačů pro účely VKV rozhlasu pro určení polohy a vybraných parametrů dráhy pikosatelitu a pro zjištění aktuálního času. Za tímto účelem byly provedeny patřičné výpočty, simulace, návrhy hardwarového vybavení a algoritmů. Na základě získaných výsledků lze prohlásit tuto cestu za použitelnou a perspektivní. Po dalším otestování a odstranění případných nedostatků může být jednotka realizující navržené metody implementována na palubu pikosatelitu, který je nyní stavěn v rámci grantového projektu. Téma zůstává i po skončení projektu nadále perspektivní, neboť otevírá celou řadu možností pro výzkum dalších problémů přínosný pro budoucí vývoj technologie pikosatelitů.

Literatura

[1] *AR1000/AR1010 FM Radio, Single Chip Stereo FM Radio Receiver*. AIROHA Technology Corp., 2007.

[2] *AR1000/AR1010 FM Radio, Programming Guide*. AIROHA Technology Corp., 2008.

[3] *Soft Ferrite Components*. Neosid Pemetzrieder GmbH., 2007.

[4] BALANIS, C. A.: *Antenna theory: analysis and design*. Wiley, 2005, ISBN 978-0-471-66782-7.

[5] CRANE, R. K.: *Propagation Handbook for Wireless Communication System Design*. CRC Press, 2003, ISBN 0-8493-0820-8.

[6] DER, L.: *An Evolution of FM Tuner Architectures*. Silicon Laboratories Inc., 2007.

[7] DER, L.: *Frequency Modulation (FM) Tutorial*. Silicon Laboratories Inc., 2008.

[8] DOBEŠ, J.; ŽALUD, V.: *Moderní radiotechnika*. BEN - technická literatura, 2005, ISBN 80-7300-132-2.

[9] FISHER, S. C.; STEWART, R. R.; JOL, H. M.: *Processing ground penetrating radar (GPR) data*. CREWES, 1992.

[10] HOOTS, F. R.; ROEHRICH, R. L.: *Models for Propagation of NORAD Element Sets*. NORAD, 1988.

[11] *Methods of measurement on radio receivers for various classes of emission - Part 9: Measurement of the characteristics relevant to radio data system (RDS) reception*. IEC 60315-9 ed. 1.0, International Electrotechnical Commission, 1996.

[12] *Rozhlasové a televizní přijímače a přidružená zařízení - Charakteristiky odolnosti - Meze a metody měření*. ČSN EN 55020 ed. 3, ČNI, 2007.

[13] MARAL, G.; BOUSQUET, M.: *Satellite communications systems: systems, techniques, and technology*. Wiley series in communication and distributed systems, Wiley, 2002, ISBN 978-0-471-49654-0.

[14] MEEUS, J. H.: *Astronomical Algorithms*. Willmann-Bell, Incorporated, 1991, ISBN 0-943396-35-2.

[15] REKTORYS, K.; Others: *Přehled užité matematiky*. SNTL, 1968.

[16] *Reference Standard Atmospheres*. ITU-R P.835-3, ITU-R, 1999.

[17] *Attenuation by atmospheric gases*. ITU-R P.676-7, ITU-R, 2007.

[18] *Specification of the Radio Data System (RDS) for VHF/FM sound broadcasting in the frequency range from 87,5 MHz to 108,0 MHz*. IEC 62106 ed. 2.0, International Electrotechnical Commission, 2009, ISBN 978-2-88910-620-2.

[19] *Plán využití rádiového spektra pro kmitočtové pásmo 66-87,5 MHz*. PV-P/5/10.2010-13, Český telekomunikační úřad, Praha, 2010.

[20] *Plán využití rádiového spektra pro kmitočtové pásmo 87,5-146 MHz*. PV-P/22/02.2007-3, Český telekomunikační úřad, Praha, 2010.

[21] *Specification of the radio broadcast data system (RBDS)*. NRSC-4-B, National Radio Systems Committee, 2011.

[22] *Ionospheric propagation data and prediction methods required for the design of satellite services and systems*. ITU-R P.531-7, ITU-R, 2003.

[23] *Transionospheric radio propagation The Global Ionospheric Scintillation Model (GISM)*. ITU-R P.2097, ITU-R, 2007.

[24] *Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*. ITU-R P.618-9, ITU-R, 2007.

[25] *Technical Planning Paramethers and Methods for Terrestrial Broadcasting*. Australian Broadcasting Authority, Canberra, 2004, ISBN 0-642-27063-5.

[26] *Broadcast solutions and equipment*. Elti FM Equipment, 2011.

[27] SIMPSON, D. G.: *Celestial Mechanics*. Prince George's Community College, Department of Physical Sciences and Engineering, 2010.

[28] SIZUN, H.: *Radio wave propagation for telecommunication applications*. Foundations of Engineering Mechanics, Springer, 2005, ISBN 978-3-540-40758-4.

[29] STRAW, R.; CEBIK, L.; HALLIDY, D.; aj.: *The ARRL Antenna Book*. ARRL ANTENNA BOOK, ARRL, 2007, ISBN 978-0-872-59987-1.

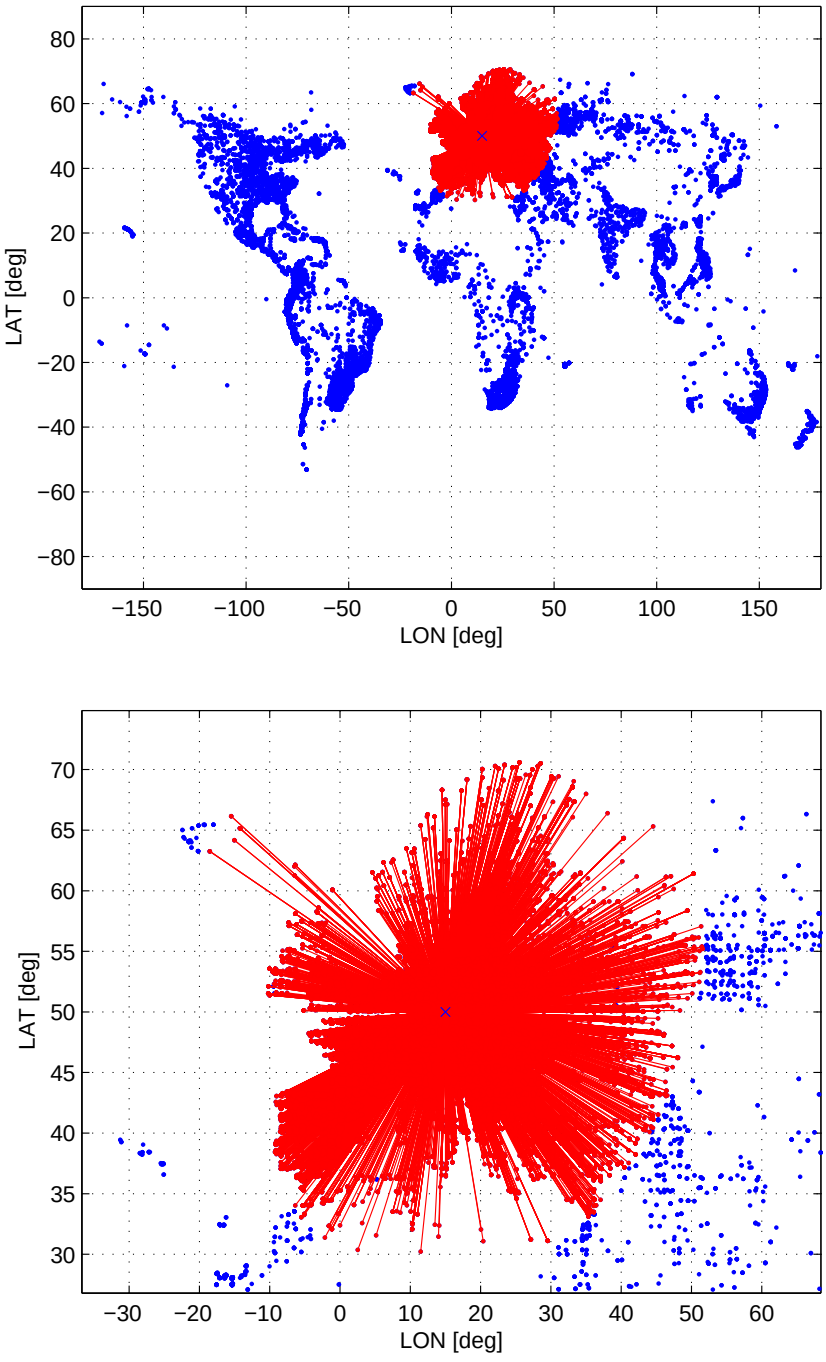
[30] SVARTVEIT, K.: *Attitude determination of the NCUBE satellite*. Norges teknisk-naturvitenskapelige, Fakultet for informasjonsteknologi, matematikk og elektroteknikk, Institutt for teknisk kybernetikk, 2010.

[31] WHITNEY, H. E.: *Ionospheric Scintillation Effects on VHF-UHF Communication Systems.* Air Force Geophysics Laboratory, Air Force Systems Command, USAF, 1976.

[32] ZAHI, N.: *Solving FM Antenna Design Challenges in Portable Devices*. Silicon Laboratories Inc., 2007.

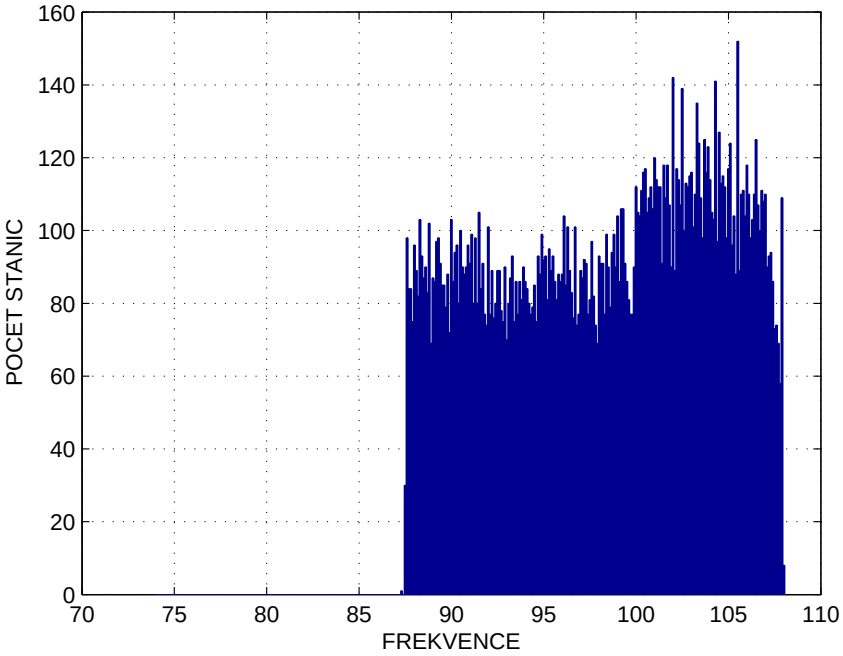
A Simulace příjmu signálů na oběžné dráze

Kontrolní vizualizace spojení pomocí mapy

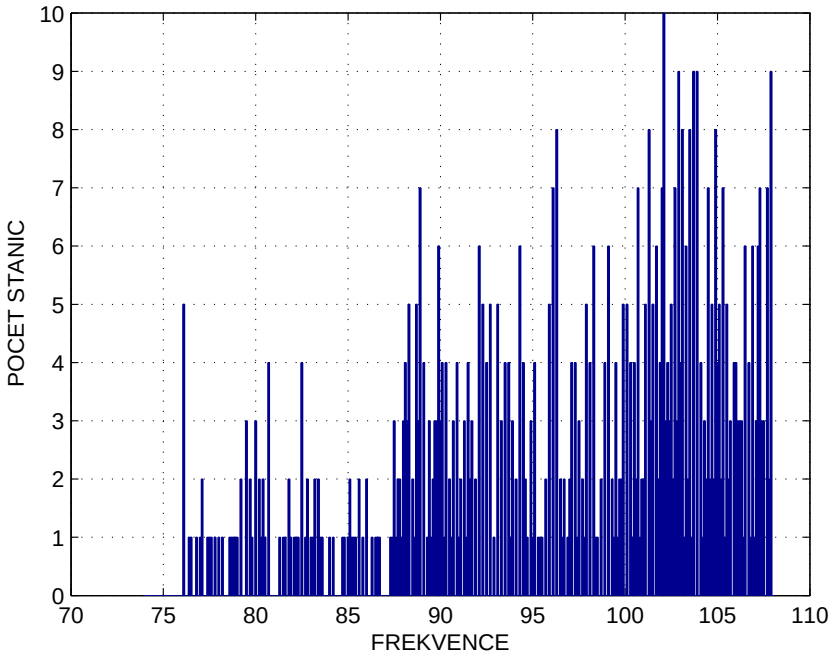


Modré body představují pozemní VKV stanice, červené body čarou spojené s místem příjmu stanice, jejichž signál je přijímán. Modrý křížek označuje pozici pikosatelitu, místo příjmu.

Histogram obsazení frekvencí



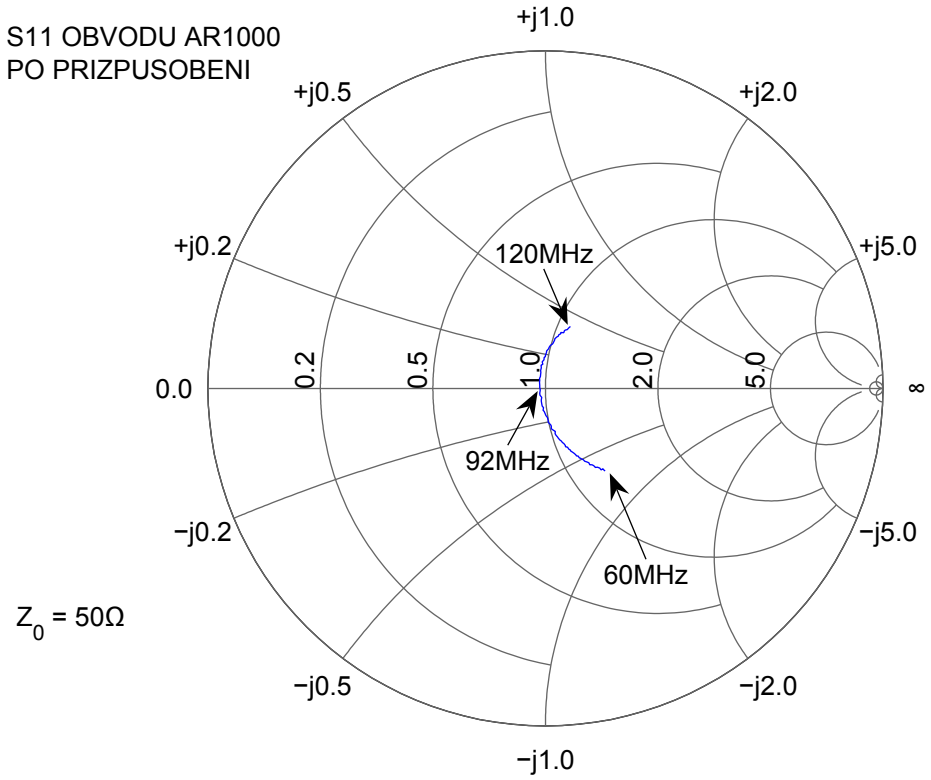
Histogram pro pikosatelit nad Evropou.



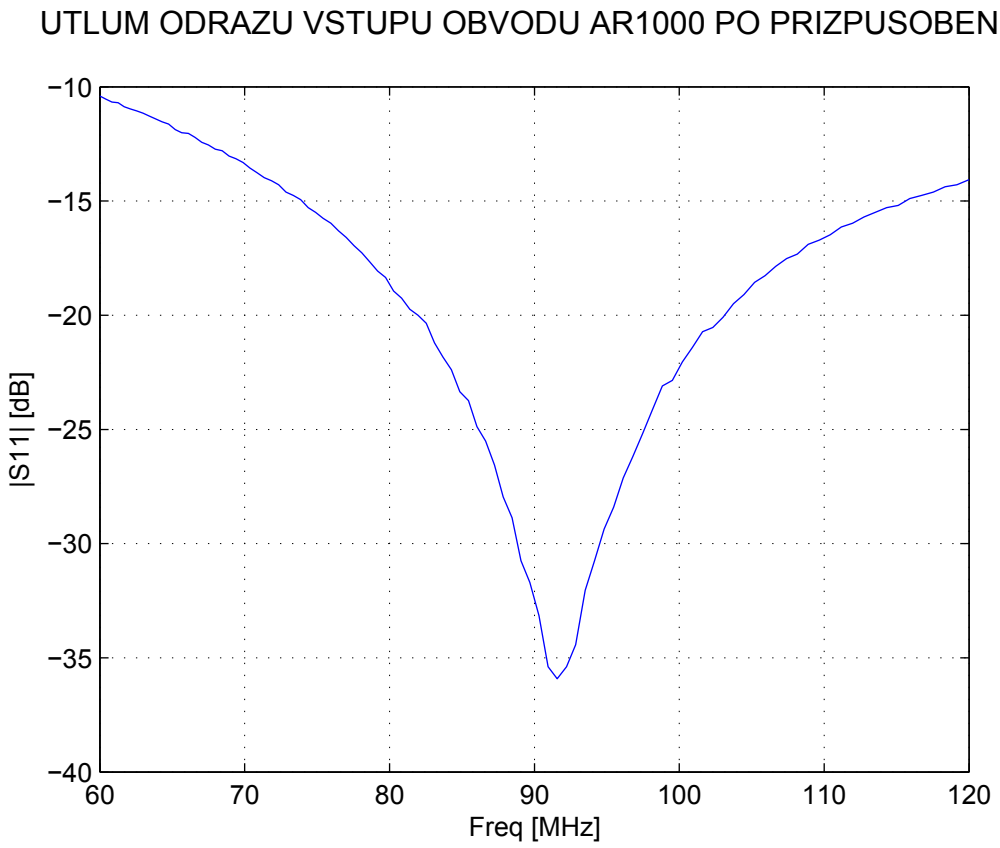
Histogram pro pikosatelit nad Japonskem.

B Impedanční přizpůsobení vstupu obvodu AR1000

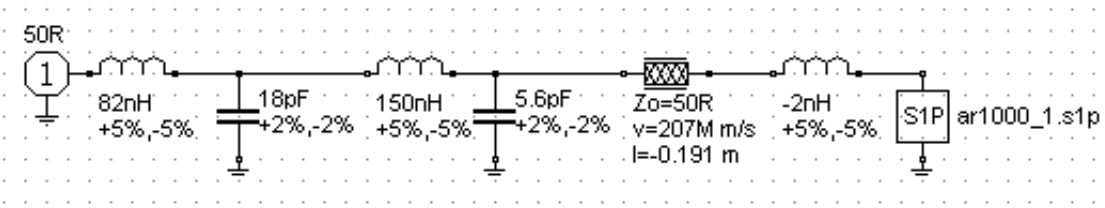
Naměřené hodnoty po přizpůsobení



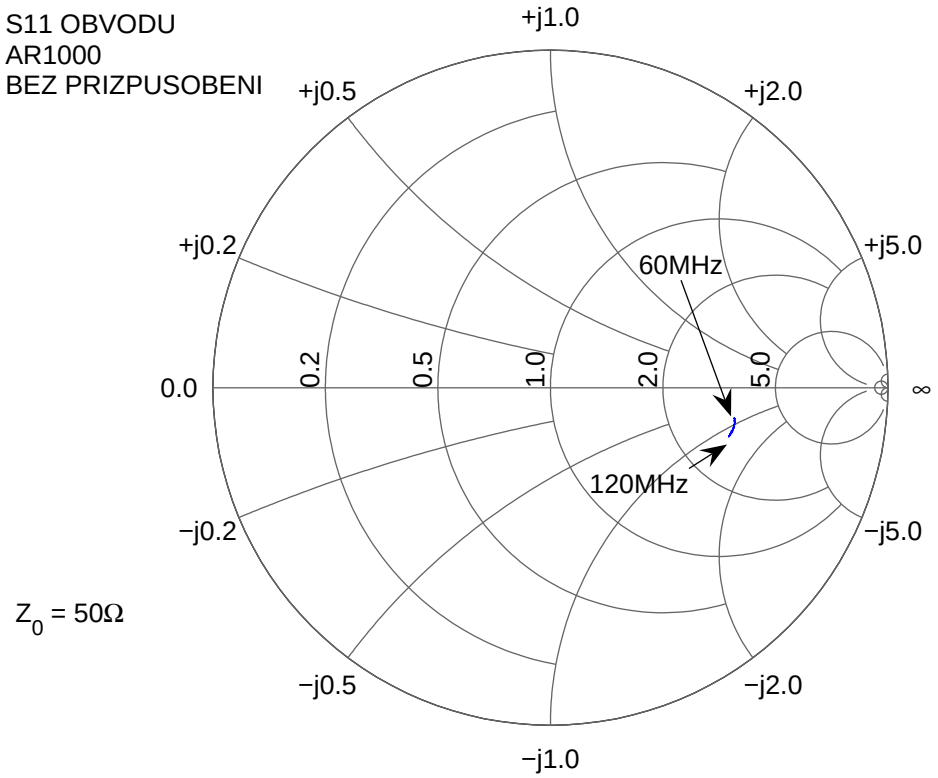
.



Model přizpůsobovacího obvodu s kompenzací připojení

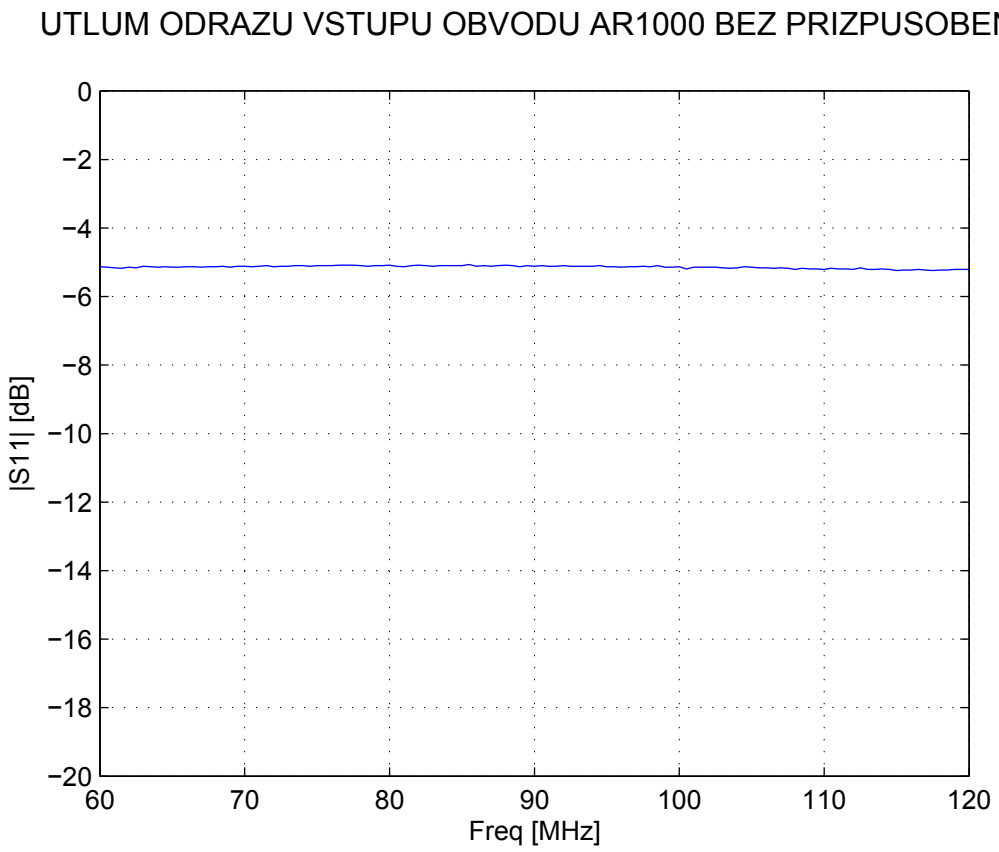


Naměřené hodnoty před přizpůsobením

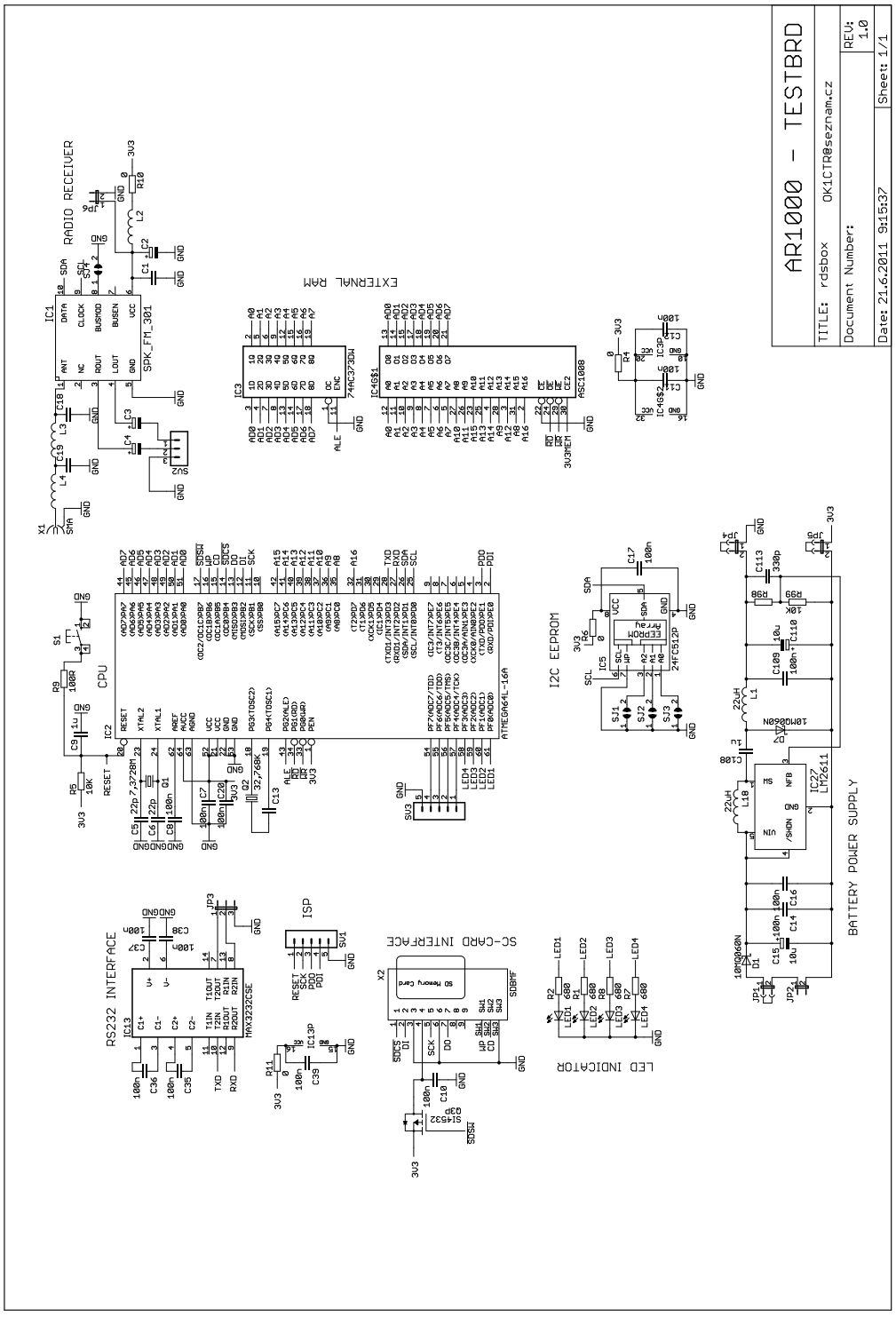


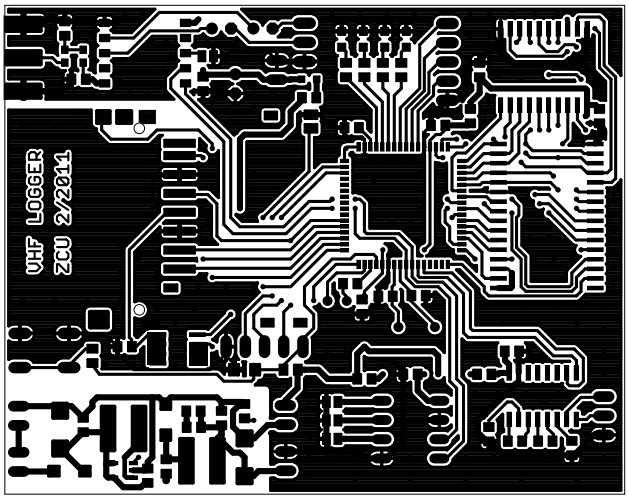
$Freq.$	$Mag.$	$Ang.$	R_S	C_S	R_P	C_P
MHz	-	deg	Ω	pF	Ω	pF
60	0,55	-9,3	162,23	63,31	173,05	3,96
90	0,55	-12,33	154,7	33,38	172,84	3,5
120	0,55	-15,5	143,68	21,95	169,1	3,3

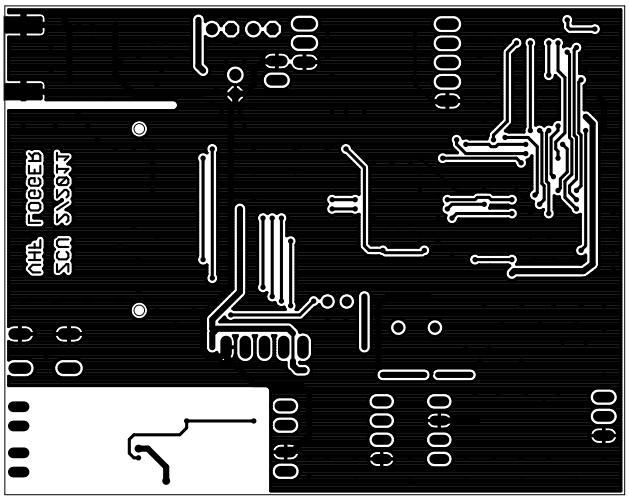
.

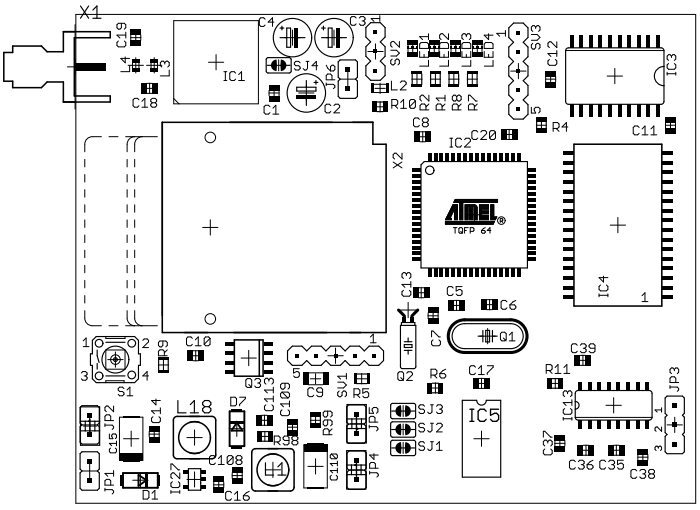

UTLUM ODRAZU VSTUPU OBVODU AR1000 BEZ PRIZPUSOBENI
0
−2
−4
−6
−8
−10
−12
−14
−16
−18
−20
|S11| [dB]
60
70
80
90
100
110
120
Freq [MHz]

C Přípravek pro měření s obvodem AR1000




VHF LOGGER
ZCU 2/2011




X1
IC1
IC2
IC3
IC4
IC5
X2
TQFP 64
Q1
Q2
Q3
S1
L18
D1
D7
IC27
IC13
SJ1
SJ2
SJ3
SJ4
SV1
SV2
SV3
JP1
JP2
JP3
JP4
JP5
JP6
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
C11
C12
C13
C14
C15
C16
C17
C18
C19
C20
C35
C36
C37
C38
C39
C108
C109
C110
C113
R1
R2
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R99
R98
L2
L3
L4
LED1
LED2
LED3
LED4

D Příkazy pro ovládání měřící verze přijímače

- `IDN?`

  Vypíše identifikační řetězec přístroje „AR1000 interaktivni rezim".
- `CHID?`

  Vypíše verzi integrovaného obvodu přijímače 0x5B1.
- `FWID?`

  Vypíše verzi firmware integrovaného obvodu přijímače 0x1000. V případě navrácené hodnoty 0x1010 se jedná o verzi bez RDS dekodéru. Veškeré metody založené na RDS nebudou fungovat.
- `F?`

  Vypíše právě nastavenou frekvenci příjmu. Defaultní po spuštění je 89,1 MHz.
- `F(x)xx.x`

  Nastavení přijímané frekvence. Před desetinnou tečkou mohou být 2 nebo 3 číslice. Zadané číslo je kontrolováno na správnost zadání a rozsah. Při správném zadání se nastaví frekvence a potvrdí zadání zprávou „OK". V opačném případě se zadání ignoruje a ohlásí se chyba „ERROR".
- `GR`

  Vypíše hodnotu RSSI. Údaj přibližně odpovídá výkonu vstupního signálu na zvolené frekvenci. Rozlišení je 7 bitů a výpis se provádí dekadicky. Pro správnou hodnotu je třeba kalibrace.
- `GC`

  Vypíše hodnotu mezifrekvenčního čítače. Rozlišení je 9 bitů a výpis se provádí dekadicky. Pro získání správné hodnoty je třeba matematické odstranění rozptylu. Při přesném naladění přijímače na střed přijímaného kanálu má být hodnota čítače 255.
- `GS`

  Vypíše stav dekodéru STEREO. Při stereofonním příjmu je navrácena hodnota 1, jinak hodnota 0. Lze použít k indikaci přítomnosti pilotního signálu 19 kHz.
- `SPBANDx`

  Volba pásma pro režim spektrální analýzy. Je očekáváno číslo 1 až 4, kde 1 odpovídá pásmu CCIR, 2 pásmu OIRT, 3 základnímu japonskému a 4 rozšířenému japonskému pásmu.
- `SPECTRAL`

  Spuštění režimu spektrální analýzy. Výstupní hodnoty frekvence, RSSI a mezifrekvenčního čítače jsou okamžitě vypisovány na sériové rozhraní, kde je možné je zachytávat pro další zpracování.

- `RDSEx`

  Povolí RDS dekodér. Po tomto příkazu lze používat ostatní funkce RDS dekodéru. Zákazem se dekodér uvede do výchozího stavu. Očekává se zadání číslice 1 nebo 0.

- `RDSSx`

  Povolení statistiky přijatých a chybných bloků RDS dat. Při zákazu se statistické údaje nulují. Očekává se zadání číslice 1 nebo 0.

- `RDSMxx`

  Režim opravy chyb v dekodéru RDS. Očekává se vstup dvou hodnot 1 nebo 0. Kombinace 00 vypíná korekci chyb, kombinace 10 opravuje dvě chyby v bloku, při kombinaci 11 se opravuje až pět chyb v bloku.

- `RDSD`

  Výpis právě zachycené skupiny přijatých RDS dat. Vypisuje se 4×16 bitů v šestnáctkovém tvaru, jednotlivé bloky jsou odděleny mezerou. Záchyt hodnot v této funkci není nijak synchronizovaný, data se stále přepisují novými přijatými skupinami. Po vypnutí dekodéru lze číst poslední přijatou datovou skupinu.

- `RDSC`

  Výpis statistiky přijatých RDS bloků. Jsou vypsány dvě hodnoty v dekadickém tvaru, celkový počet přijatých datových bloků a počet chybných bloků. Obě hodnoty se mohou inkrementovat jen v případě povolené statistiky bloků. V případě zákazu statistiky se hodnoty nulují.

- `RDSB`

  Dodatečné stavové slovo k aktuální přijaté datové skupině. Vypisují se čtyři dvojice hodnot 1 nebo 0 oddělené mezerou, každá dvojice přísluší jednomu z datových bloků ve skupině. Hodnoty 00 znamenají bezchybný příjem bloku, hodnota 01 výskyt 1 až 2 opravených chyb v bloku a hodnota 10 výskyt 3 až 5 opravených chyb v bloku. V případě navrácení hodnoty 11 nebylo možné chyby v bloku opravit.

- `RDSL`

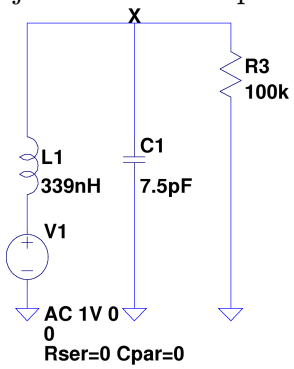
  Je nejjednodušší funkcí pro synchronizované čtení přijatých RDS dat. Postupně je přijato 10 datových skupin[57] bez vynechání. V případě přerušení příjmu program čeká na další data. Funkce se hodí pro souvislý záznam delšího vzorku dat.

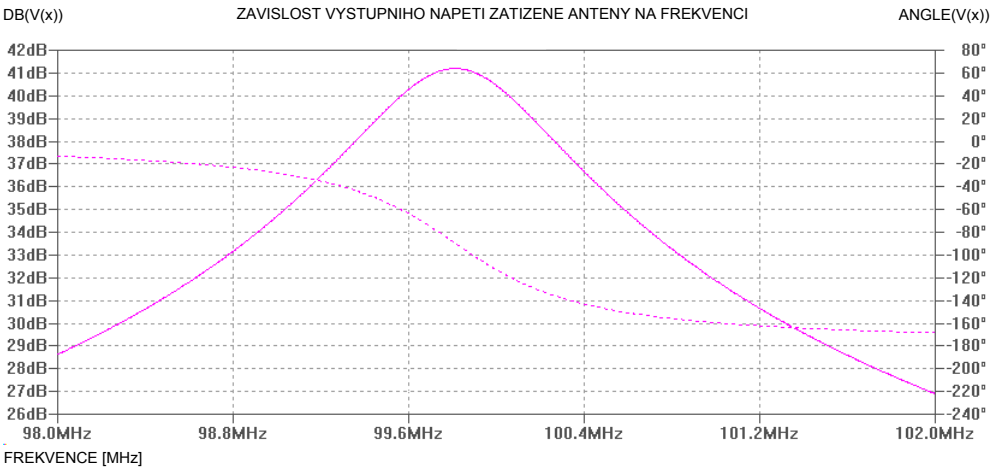
[57] V programu je počet datových skupin nastaven konstantou.

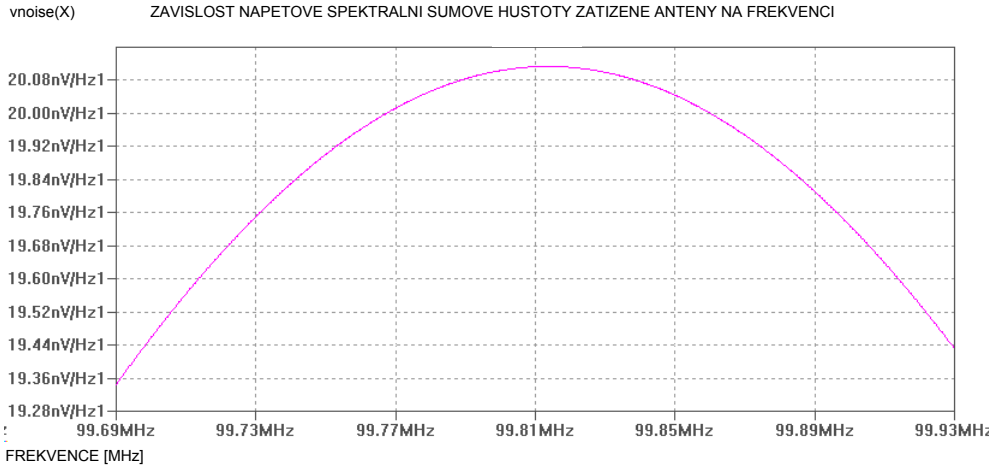
E Náhradní schémata antén, AC a šumová analýza

Anténa smyčková

Náhradní schéma smyčkové antény
(Symbol X představuje měřící bod napětí na výstupu antény.)

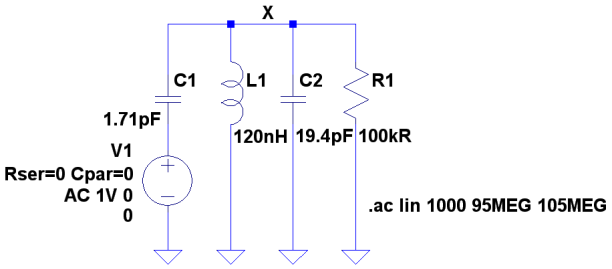


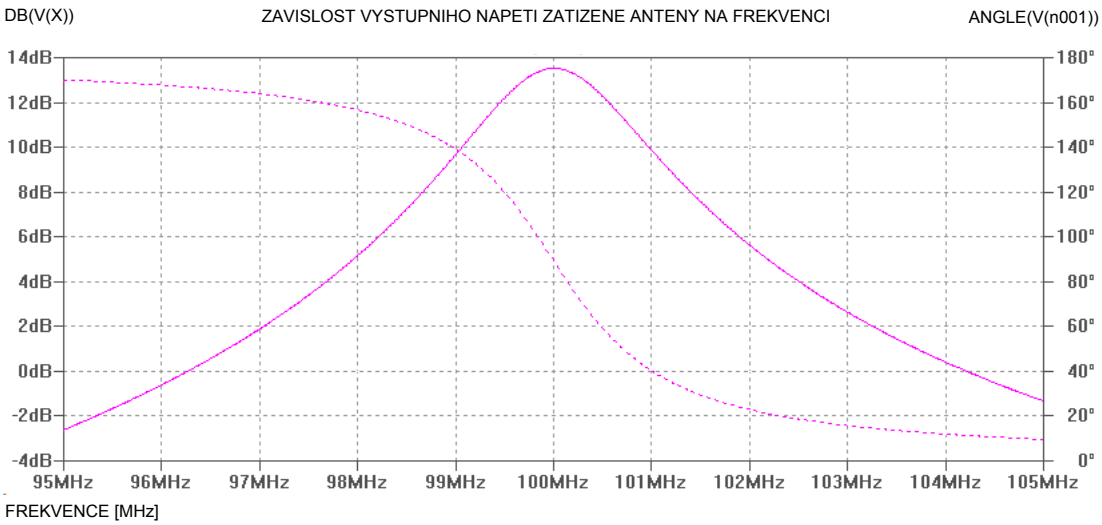


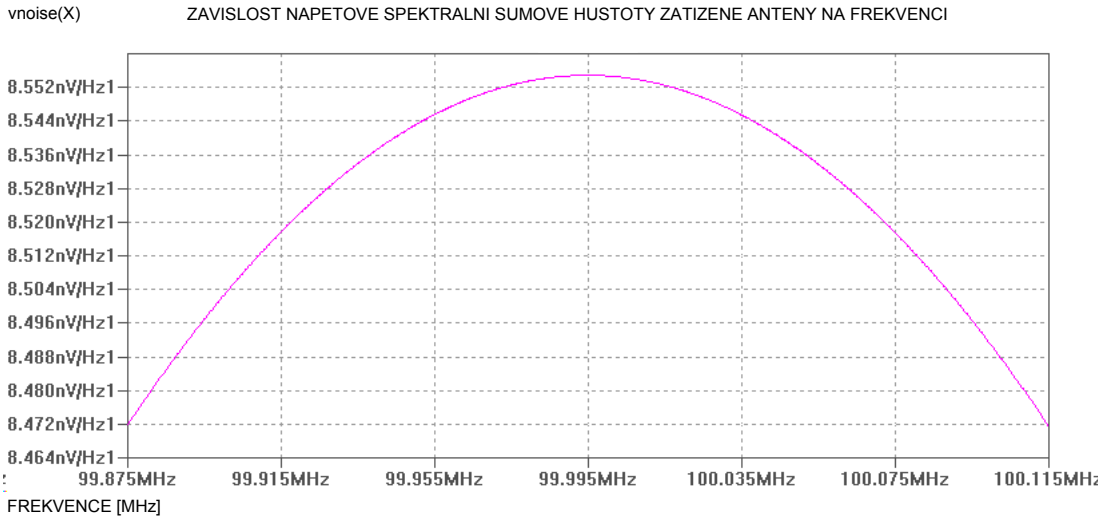


Anténa monopólová

Náhradní schéma monopólové antény
(Symbol X představuje měřící bod napětí na výstupu antény.)

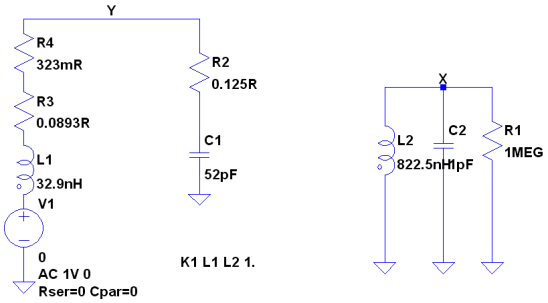


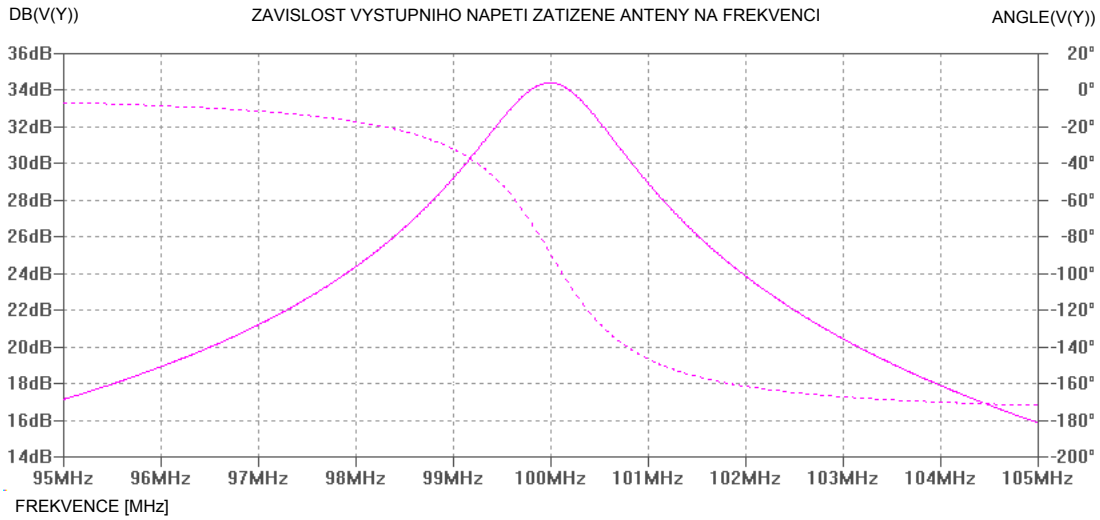


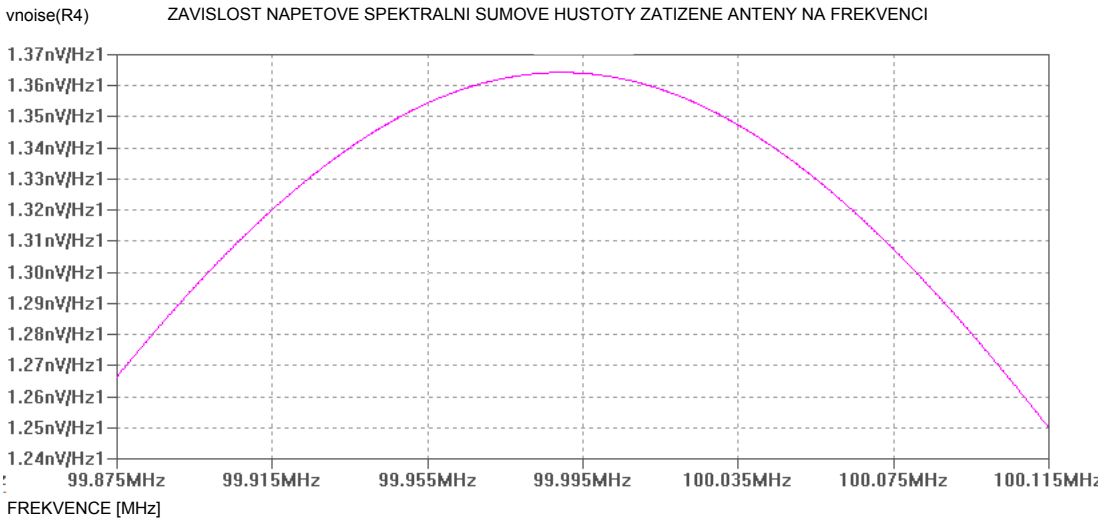


Anténa feritová

Náhradní schéma smyčkové antény
(Symbol X představuje měřící bod napětí na výstupu antény,
symbol Y výstup před transformací.)







F Seznam příloh v elektronické podobě

1. `tle_export.zip` ... Export vybraných parametrů drah satelitů ze skupiny TLE do tabulky ve formátu csv a TEX. Skript v jazyce Python.
2. `air_orbit2.zip` ... Výpočty pro těleso na oběžné dráze, generátor stavových vektorů, odhady parametrů, transformace souřadnic. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
3. `air_time.zip` ... Převod mezi různými civilními a astronomickými formáty času, UTC, JD, MJD, GMST. Výpočet hodinového úhlu. Skript pro systém MATLAB.
4. `tx_list.zip` ... Načítání údajů z celosvětové databáze VKV stanic prostřednictvím formátu RDSDX. Skript v jazyce Python.
5. `tx_list2.zip` ... Načítání údajů z celosvětové databáze VKV stanic prostřednictvím formátu TXT. Skript v jazyce Python.
6. `air_primest.zip` ... Simulace příjmu signálu na oběžné dráze, zpracování a odhadu stavových vektorů polohy satelitu. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
7. `air_ber2.zip` ... Zpracování naměřených statistik chybovosti signálu RDS. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
8. `air_ber3.zip` ... Teoretický výpočet chybovosti signálu s modulací BPSK. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
9. `air_budget1.zip` ... Konstrukce idealizované závislosti útlumu atmosféry na elevačním úhlu a idealizované závislosti poklesu vyzářeného výkonu rozhlasového vysílače na elevačním úhlu. Grafické výstupy. Skripty pro systém MATLAB.
10. `air_budget2.zip` ... Výpočet rezervy energetické bilance rádiového spojení a velikosti Dopplerova posunu při charakteristických způsobech přeletu satelitu nad vysílačem. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
11. `air_gain_rx.zip` ... Výpočet pravděpodobnosti úniku signálu vlivem poklesu zisku přijímací antény. Uvažuje se případ smyčkové a monopólové antény. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
12. `air_gain_tx.zip` ... Výpočet pravděpodobnosti úniku signálu vlivem poklesu zisku vysílací antény. Uvažuje se případ bez zvlnění charakteristiky a s umělým zvlněním. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
13. `air_ground.zip` ... Výpočet útlumu výkonu elektromagnetické vlny vlivem odrazu od různých materiálů.
14. `air_iffilt.zip` ... Zpracování měření amplitudové frekvenční charakteristiky MF filtru přijímače a výpočet ekvivalentní šumové šířky pásma. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
15. `air_rssi.zip` ... Kalibrace indikátoru RSSI, vytvoření a vykreslení aproximované charakteristiky, zpracování měřených dat. Grafické výstupy. Skripty pro systém MATLAB.

16. `air_scan.zip` ... Zpracování spektra přijatého signálu v oblasti všech rozhlasových pásem. Grafické výstupy, vyhledávání vhodných signálů k hlubší analýze. Skripty pro systém MATLAB.
17. `air_scintillation.zip` ... Výpočet pravděpodobnosti úniku vlivem ionosférických a troposférických scintilací. Grafické výstupy. Skripty pro systém MATLAB.
18. `air_selectivity.zip` ... Vyhodnocení měření selektivity přijímače. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
19. `air_sertest.zip` ... Automatické měření pomocí mezifrekvenčního čítače, sestavení histogramů, statistické vyhodnocení výsledků. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
20. `air_snr2.zip` ... Integrace amplitudové frekvenční charakteristiky vstupního přizpůsobeného filtru demodulátoru RDS podle frekvence. Vykreslení charakteristiky. Grafický výstup. Skript pro systém MATLAB.
21. `air_snr3.zip` ... Výpočet vylepšení poměru SNR za demodulátorem vůči signálu před demodulátorem pro případ příjmu signálu služby RDS. Skript pro systém MATLAB.
22. `rds_ecc.zip` ... Soustava tabulek ECC kódů pro důležité světové regiony. Doplněna je také souhrnná tabulka pro tvorbu vlastní databáze ECC kódů s vyloučením zemí nevhodných pro rutinní identifikaci lokality pomocí ECC kódu.
23. `prizpusobeni.zip` ... Naměřená data a modely impedančního přizpůsobení vstupu obvodu AR1000. Zpracováno v prostředí RFsim.
24. `pripravek_prijimace.zip` ... Dokumenty pro stavbu měřícího přípravku přijímače. Zdrojové soubory schématu, dps a výrobní podklady ve formátu Gerber a Excellon.
25. `sw_prijimace.zip` ... Zdrojové i binární soubory obslužného programu měřící verze přijímače. Projekt prostředí WinAVR.
26. `anteny.zip` ... Zdrojové soubory pro elektromagnetickou simulaci antén. Modelovány jsou tři varianty antén, smyčková, monopólová a feritová, za účelem zjištění směrovosti, indukovaného napětí naprázdno a v rezonanci. Pro smyčkovou anténu je zkoumán také vliv tělesa pikosatelitu a pro feritovou anténu je řešena magnetická složka blízkého pole.
27. `anteny_ac_noise.zip` ... Zdrojové soubory pro AC a šumovou analýzu antény přijímače v prostředí LTspice. Obojí pro anténu smyčkovou, prutovou, i feritovou.