



Fakulta elektrotechnická
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Hybridní modulace pro komunikační systém pikosatelitů

Autor práce: Bc. Luděk Dudáček
Vedoucí práce: Ing. Ivo Veřtát, Ph.D.

Plzeň 2014

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Luděk DUDÁČEK**
Osobní číslo: **E12N0076P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**
Název tématu: **Hybridní modulace pro komunikační systém pikosatelitů**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

1. Popište stručně charakteristiku rádiového spoje s pikosatelity na nízké oběžné dráze Země.
2. Popište stručně požadavky na komunikační systémy pikosatelitů z hlediska jejich efektivní realizace.
3. Realizujte na softwarově definovaném rádiu National Instruments USRP hybridní modulace spojující princip MFSK a DQPSK.
4. Porovnejte jejich energetickou účinnost s konvenčními modulacemi, zejména pro případ špatných podmínek v rádiovém kanále při nízké kvalitě přijímaného signálu.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího
Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická
Seznam odborné literatury:


Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Ivo Veřtát, Ph.D.**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **14. října 2013**
Termín odevzdání diplomové práce: **12. května 2014**


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




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Abstrakt

Kapacita komunikačního kanálu mezi pikosatelitem a pozemní stanicí závisí na mnoha faktorech, které se mohou v čase měnit v širokém rozsahu. Komunikační systém v mnoha případech není hlavním cílem vývoje pikosatelitu. Z tohoto důvodu bývá často navrhován pro nejhorší možné komunikační podmínky. Takto navržený komunikační systém pak do značné míry omezuje využitelnost pikosatelitů k vědeckým experimentům vlivem nedostatečné datové propustnosti do řídicího střediska.

Zvýšení efektivity využití přenosového kanálu může být dosaženo pomocí adaptivního rádia schopného měnit parametry komunikace v závislosti na aktuálním stavu přenosového kanálu. Navržený systém by mělo být možné realizovat pomocí jednoduchého hardware poskytujícího zároveň dostatečnou radiační odolnost. Protože komunikační systém pikosatelitu je omezován dostupným množstvím elektrické energie, měly by použité modulace vykazovat dobrou energetickou účinnost při zachování akceptovatelné spektrální účinnosti. Tyto požadavky mohou být splněny hybridními modulacemi založenými na DM-FSK a DQPSK.

Použití softwarově definovaného rádia, využívajícího hybridní modulace DM-FSK/DQPSK, umožňuje realizaci adaptivního rádia s dobrou energetickou a spektrální účinností vhodně využívajícího přenosový kanál. Takto navržený energeticky úsporný komunikační systém může být adaptován i na krajně nepříznivé podmínky způsobené poruchou energetického nebo anténního systému pikosatelitu s cílem zajistit alespoň nouzovou komunikaci omezenou přenosovou rychlostí.

Klíčová slova

Softwarově definované rádio, USRP, Hybridní modulace, DM-FSK/DQPSK, DM-FSK, DQPSK, Pikosatelit

Abstract

Dudáček, Luděk. *Hybrid modulation for communication system of picosatellites* [*Hybridní modulace pro komunikační systém pikosatelitů*]. Pilsen, 2014. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Ivo Veřtát

Channel capacity during communication between the picosatellite and the ground segment is dependent on many factors which are changing in large range. As the communication system is not usually a primary goal of picosatellite development, these systems are designed for the worst conditions of communication channel. It is limiting factor for communication system, which is not used effectively.

Main purpose of this thesis is effective usage of channel capacity. This goal can be accomplished by using adaptive radio, which can change communication parameters according to the channel parameters. The communication system should be designed for implementation in simple hardware with good radiation immunity. Used modulation should have good spectral and energetic efficiency, as the electric power of picosatellite is limiting factor. Hybrid modulation based on DM-FSK and DQPSK can satisfy these requirements.

The adaptive radio using hybrid modulation DM-FSK/DQPSK based on software defined radio can provide effective usage of channel capacity with good spectral and energetic efficiency. This can make the communication system more power saving and usable also in emergency mode caused by the failure.

Keywords

Software Defined Radio, USRP, Hybrid modulation, DM-FSK/DQPSK, DM-FSK, DQPSK, Picosatellite

Prohlášení

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

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 6. května 2014

Bc. Luděk Dudáček

.....

Podpis

Poděkování

Tato práce vznikla za podpory Grantové agentury České republiky projektu číslo 102/09/0455: Energeticky úsporná platforma pro experimentální výzkum na bázi pikosatelitů a dále za podpory studentské grantové soutěže SGS-2012-019.

Obsah

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	ix
Seznam symbolů a zkratk	x
1 Úvod	1
2 Rádiový spoj s pikosatelity na nízké oběžné dráze Země	3
2.1 Charakteristika rádiového spoje s pikosatelity	3
2.1.1 Energetický rozpočet rádiového spoje	4
2.1.2 Ztráty šířením volným prostorem	5
2.1.3 Ztráty způsobené ionosférou	6
2.1.4 Ztráty způsobené troposférou	7
2.1.5 Scintilace atmosférických ztrát	9
2.1.6 Ztráty způsobené směřováním a polarizací antén	9
2.1.7 Spektrální výkonová hustota šumu	10
2.2 Nejistoty v energetickém rozpočtu	12
2.3 Energetická a spektrální účinnost digitálních modulací	13
2.3.1 Energetická účinnost digitálních modulací	13
2.3.2 Spektrální účinnost digitálních modulací	13
2.4 Požadavky na komunikační systém pikosatelitu	14
3 Testování energetické účinnosti hybridních modulací	16
3.1 Hybridní modulace na bázi DM-FSK a DQPSK	16
3.1.1 Základní idea modulátoru	17
3.1.2 Základní idea demodulátoru	18
3.2 Testovací topologie s USRP	18
3.2.1 Některé parametry testovací topologie	18
3.2.2 Přenášená data	22
3.2.3 Vysílač	25
3.2.4 Přijímač	29
3.2.5 Výpočet kvality signálu a chybovosti	34

3.2.6	Řízení	37
3.2.7	Analýza průběhu testování	38
3.2.8	Programové bloky testovací topologie	41
3.3	Simulační testovací topologie	46
3.4	Zjištění výsledky a porovnání s konvenčními modulacemi	47
4	Závěr	51
	Reference, použitá literatura	53
	Přílohy	54
A	Vývojové diagramy	54
A.1	Výpočet vzorkovacího kmitočtu a určení délky FFT	54
A.2	Činnost vysílače	55
A.3	Činnost jádra modulátoru	56
A.4	Činnost přijímače	57
B	Struktura programu	58
B.1	Struktura hlavního programu testovací topologie a programového bloku vysílače	58
B.2	Struktura programového bloku přijímače	59
C	Ovládání testovací topologie	60
C.1	„Čelní panel“ programového bloku <i>Rizeni.vi</i>	60
C.2	„Čelní panel“ hlavního programu <i>Test_Radio_v6-usrp.vi</i>	61
D	Zjištěné výsledky	62
D.1	Chybovosti jednotlivých složek hybridní modulace zjištěné simulací	62
D.2	Chybovosti jednotlivých složek hybridní modulace zjištěné testováním s USRP	67
E	Elektronické přílohy na CD	70

Seznam obrázků

2.1	Závislost ztrát způsobených šířením volným prostorem na vzdálenosti.	5
2.2	Rozložení vrstev ionosféry.	6
2.3	Závislost chybovosti BER na E_b/N_0 pro různé druhy modulací. Průběhy převzaty z [1]. 	14
3.1	Konstelační diagram hybridní modulace M-FSK/QPSK.	17
3.2	Modulátor pro hybridní modulace DM-FSK/DQPSK navržený v [1]. Převzato z [1]	17
3.3	Demodulátor pro hybridní modulace DM-FSK/DQPSK navržený v [1]. Převzato z [1]	18
3.4	Základní topologie pro testování energetické účinnosti modulací.	19
3.5	Rámec používaný pro testování energetické účinnosti.	22
3.6	Blokové schéma generování rámců a burstů.	24
3.7	Blokové schéma vysílače.	26
3.8	Blokové schéma jádra modulátoru.	28
3.9	Přetypování vzorků I a Q složek před jejich předáním do USRP.	29
3.10	Blokové schéma přijímače.	30
3.11	Přetypování vzorků získaných z USRP.	30
3.12	Blokové schéma obnovy rámců.	32
3.13	Blokové schéma demodulátoru.	32
3.14	Frekvenční osa s vyznačenými významnými spektrálními čarami.	32
3.15	Vývojový diagram demodulace DQPSK dat pomocí vyhledávací smyčky.	34
3.16	Schématické znázornění výpočtu E_b/N_0 hybridní modulace DM-FSK/DQPSK. Bílé prvky pole reprezentují užitečný signál a šedé šum.	35
3.17	Blokové schéma bloku vyhodnocení a výpočtu BER.	36
3.18	První část obsahu souboru s výpisem chybně přijatých symbolů.	40
3.19	Druhá část obsahu souboru s výpisem chybně přijatých symbolů.	41
3.20	Blokové schéma testovací topologie pro simulace.	46
3.21	Výsledné chybovosti hybridních modulací získané simulací bez použití USRP.	49
3.22	Výsledné chybovosti hybridních modulací získané měřením při použití USRP.	49
3.23	Teoretické chybovosti hybridních modulací. Převzato z [1] 	50
3.24	Teoretické chybovosti M-FSK modulací. Převzato z [1] 	50
3.25	Teoretické chybovosti DQPSK modulace. Převzato z [1] 	50

A.1	Vývojový diagram určení vzorkovacího kmitočtu a délky FFT.	54
A.2	Vývojový diagram činnosti vysílače.	55
A.3	Vývojový diagram činnosti jádra modulátoru.	56
A.4	Vývojový diagram činnosti přijímače.	57
B.1	Struktura hlavního programu testovací topologie <i>Test_Radio_v6-usrp.vi</i> a programových bloků <i>Radio_Tx-usrp.vi</i> a <i>Generovani_ramcu_v4.vi</i>	58
B.2	Struktura programového bloku přijímače <i>Radio_Rx-usrp.vi</i> a bloků <i>demodulator_v5-usrp.vi</i> a <i>vyhodnoceni.vi</i>	59
C.1	„Čelní panel“ programového bloku <i>Rizeni.vi</i>	60
C.2	„Čelní panel“ hlavního programu <i>Test_Radio_v6-usrp.vi</i>	61
D.1	Chybovosti jednotlivých složek modulace D2-FSK/DQPSK zjištěné simulací.	62
D.2	Chybovosti jednotlivých složek modulace D4-FSK/DQPSK zjištěné simulací.	63
D.3	Chybovosti jednotlivých složek modulace D8-FSK/DQPSK zjištěné simulací.	63
D.4	Chybovosti jednotlivých složek modulace D16-FSK/DQPSK zjištěné simulací.	64
D.5	Chybovosti jednotlivých složek modulace D32-FSK/DQPSK zjištěné simulací.	64
D.6	Chybovosti jednotlivých složek modulace D64-FSK/DQPSK zjištěné simulací.	65
D.7	Chybovosti jednotlivých složek modulace D128-FSK/DQPSK zjištěné simulací.	65
D.8	Chybovosti jednotlivých složek modulace D256-FSK/DQPSK zjištěné simulací.	66
D.9	Chybovosti jednotlivých složek modulace D2-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.	67
D.10	Chybovosti jednotlivých složek modulace D4-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.	68
D.11	Chybovosti jednotlivých složek modulace D8-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.	68
D.12	Chybovosti jednotlivých složek modulace D16-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.	69
D.13	Chybovosti jednotlivých složek modulace D32-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.	69

Seznam tabulek

2.1	Rozsah nejistot v energetické bilanci spoje s pikosatelitem. Převzato z [1] . . .	12
2.2	Spektrální účinnost některých modulací v $[(bit \cdot s^{-1})/Hz]$. Hodnoty převzaty z [1] a [4]. 	14
3.1	Použité hodnoty konstanty k a jim odpovídající hodnoty N pro šířku pásma 1,5 MHz.	22
3.2	Změny fáze $\Delta\varphi$ a jim příslušné délky skoků při vyčítání z pole vzorků harmonického signálu.	27
3.3	Tabulka inkrementů $ink_{(i)}$ indexu pro vyčítání I a Q vzorků.	28
3.4	Tabulka skoků při vyčítání I a Q vzorků pro realizaci změny fáze $\Delta\varphi$	28
3.5	Popis „čelního panelu“ programového bloku <i>Rizeni.vi</i> . (Popis k obrázku C.1)	44
3.6	Popis „čelního panelu“ hlavního programu <i>Test_Radio_v6-usrp.vi</i> . (Popis k obrázku C.2)	45
3.7	Nastavení parametrů modulací použité pro simulace i testování s USRP. . . .	47
3.8	Nastavení parametrů modulací použitých při simulacích.	47
3.9	Nastavení parametrů modulací použitých při testech s USRP.	48
3.10	Srovnání spektrálních účinností testovaných hybridních modulací DM-FSK/DQPSK s konvenčními modulacemi. Hodnoty převzaty z [1] 	48

Seznam symbolů a zkratek

a_n	amplituda n -té spektrální čáry,
ADC	Analog to Digital Converter, analogově-digitální převodník,
$AWGN$	Additiv White Gaussian Noise, Aditivní gausovský bílý šum,
ASK	Amplitude Shift Keying, amplitudové klíčování,
B	šířka pásma zabraná modulací,
B_N	šumová šířka pásma,
BER	Bit Error Rate, bitová chybovost,
C	energie přijímaného užitečného signálu,
CR	počet opakování čísla rámce,
DAC	Digital to Analog Converter, digitálně-analogový převodník,
$DQPSK$	Diferencial Quadrature Phase Shift Keying, diferenciální kvadraturní fázové klíčování,
$DM - FSK$	Diferencial M-FSK, M-stavové diferenciální frekvenční klíčování,
E	intenzita elektrického pole,
E_b	energie potřebná na přenesení jednoho bitu,
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power. Ekvivalentní izotropně vyzářený výkon,
f_b	bitová (přenosová) rychlost,
FFT	Fast Fourier Transform, rychlá Furierova transformace,
f_i	i -tý signalizační kmitočet,
f_{IQ}	vzorkovací kmitočet,
f'_{max}	maximální záporný signalizační kmitočet,
f_{max}	maximální kladný signalizační kmitočet,
f'_{min}	minimální záporný signalizační kmitočet,
f_{min}	minimální kladný signalizační kmitočet,
G_{RX}	zisk přijímací antény,
G_S	zisk přijímače,
G_{TX}	zisk vysílací antény,
I	Inphase, soufázová složka
i	index signalizačních kmitočetů nebo prvků pole (podle kontextu),
$ink_{(i)}$	inkrement indexu při vyčítání vzorků pro dosažení i -tého signalizačního kmitočtu,

k	Boltzmannova konstanta nebo konstanta určující počet spektrálních čar na odstup signalizačních kmitočtů (podle kontextu),
LEO	Low Earth Orbit. Nízká oběžná dráha Země,
L_{RF}	ztráty mezi koncovým zesilovačem a anténou,
L_{ANT}	ztráty způsobené nepřesným směřováním vysílací a přijímací antény,
L_0	ztráty šířením volným prostorem,
L_{iono}	ztráty v ionosféře,
L_{Atm}	ztráty způsobené atmosférou,
L_{Abs}	absorpce elmag. vln v atmosféře,
L_W	ztráty způsobené oblačností, deštěm a mlhou,
L_{tropo}	ztráty způsobené troposférou,
L_{cloud}	ztráty způsobené oblačností nebo mlhou,
L_P	ztráty nedokonalou polarizací přijímací antény,
L_R	ztráty způsobené dešťovými srážkami,
M	počet stavů frekvenčního klíčování,
$M - FSK$	M-array Frequency Shift Keying, M-stavové frekvenční klíčování,
$mod(2\pi)$	dělení modulo 2π ,
N	počet bodů FFT,
n	číslo spektrální čáry,
N_0	spektrální výkonová hustota šumu,
$N - PSK$	N-array Phase Shift Keying, N-stavové fázové klíčování,
n_s	číslo dominantní spektrální čáry pro symbol s ,
$n_{f_{max}'}$	číslo spektrální čáry kmitočtu f'_{max} ,
$n_{f_{max}}$	číslo spektrální čáry kmitočtu f_{max} ,
p	počet vzorků,
P_A	výkon koncového zesilovače,
PC	osobní počítač,
P_N	výkon tepelného šumu,
Q	Quadrature, kvadrurní složka,
QAM	Quadrature Amplitude Modulation, Kvadrurní amplitudová modulace,
R_p	intenzita srážek pro určitou procentuální část roku,
$s_{CR,DM-FSK}$	počet symbolů zapraných v DM-FSK části modulace pro přenos čísla rámce,
$s_{CR,DQPSK}$	počet symbolů zapraných v DQPSK části modulace pro přenos čísla rámce,
SPC	Serial to Parallel Converter, sériově paralelní převodník,
sk_φ	délka skoku v poli pro vytvoření fázového skoku φ ,
T	absolutní teplota,

T_{ANT}	šumová teplota antény,
T_m	ekvivalentní teplota média,
T_P	šumová teplota prostředí,
T_s	šumová teplota nebo délka trvání jednoho symbolu (podle kontextu),
USRP	Universal Software Radio Peripheral. Universální softwarové rádio,
v_{real}	přenosová rychlost,
XOR	exkluzivní součet,
XPD	cross-polarization discrimination, potlačení depolarizace,
$\#Bit$	počet všech přenesených bitů,
$\#ChBit$	počet chybně přenesených bitů,
$\#r$	počet rámců v burstu,
$\#Sa/symbol$	počet vzorků na jeden symbol,
$\#s$	počet symbolů v rámci,
$*.csv$	soubor ve formátu <i>.csv</i> ,
$*.vi$	soubor ve formátu <i>.vi</i> , soubor programového bloku v programovacím prostředí LabView.
γ_0	měrný útlum atmosférických plynů,
γ_W	měrný útlum vodních par,
γ_R	měrný útlum deště,
$\Delta\varphi$	fázový rozdíl,
Δf	frekvenční odstup signalizačních kmitočtů,
Δf_{FFT}	frekvenční odstup spektrálních čar po FFT,
Δn	vzdálenost dvou libovolných spektrálních čar,
η_S	spektrální výkonová účinnost,
λ	vlnová délka,
φ	fáze nebo elevační úhel (podle kontextu),
$\varphi(s)$	fáze s-tého symbolu,
Ω_P	prostorový úhel obsahující zdroj šumu,
Ω_{ANT}	prostorový úhel zabraný vyzařovacím lalokem antény,

1

Úvod

Od roku 1999 začínají ve světě být čím dál populárnější malé satelity označované jako pikosatelity. Základní rozměry pikosatelitů třídy CubeSat jsou $10 \times 10 \times 11,3$ cm s hmotností nepřesahující 1,33 kg. Větší pikosatelity jsou pak tvořeny složením 2, 3 nebo 6 bloků o základních rozměrech. Pikosatelity jsou vypouštěny na nízké oběžné dráhy pomocí unifikovaného mechanismu P-POD. Jeden mechanismus P-POD umožňuje vypuštění až tří pikosatelitů z raketového nosiče, ve kterém jsou pikosatelity jako doplňující náklad. Jedna raketa potom na oběžnou dráhu vynese kromě primárního nákladu ještě až deset pikosatelitů.

Koncept satelitu o malých rozměrech má několik výhod, které jsou však vykoupeny problémy vyplývajícími z malých rozměrů a nízké maximální hmotnosti. Hlavní výhodou těchto satelitů je jejich nízká cena, která umožňuje realizaci jednoduchých výzkumných projektů s menším rozpočtem nebo možnost využití standardizované konstrukce pikosatelitu pro různé experimenty. Nízká dovolená hmotnost a malé rozměry však do značné míry omezují možnost realizace efektivního radiačního stínění. Rovněž plocha využitelná pro pokrytí solárními články není velká, což má za následek značně omezené množství elektrické energie. Malé rozměry spolu s omezenou možností stabilizace pikosatelitu navíc omezují využití směrových antén s větším ziskem.

Nedostatek elektrické energie a nemožnost využití vhodných antén vede k omezením komunikačních schopností satelitu. Navíc při mnoha experimentech využívajících pikosatelity není řešení komunikačního systému hlavním cílem. Pikosatelity jsou pak vybaveny kromě radiomajáku, vysílajícího identifikační kód a případně základní telemetrické informace pikosatelitu modulací OOK, standardními komunikačními jednotkami využívajícími robustních například AFSK, BPSK nebo GMSK. Při stanovování energetického rozpočtu jsou často z důvodů jednoduchosti návrhu uvažovány pouze nejhorší podmínky, za kterých musí být spojení se satelitem ještě možné. Takto neefektivní využívání komunikačního kanálu mezi pikosatelitem a pozemní stanicí, v kombinaci s omezenou šířkou pásma, umožňuje dosahovat přenosových rychlostí v řádu maximálně desítek kbit/s a to i v případě výrazně lepších podmínek, které by umožňovaly dosažení výrazně vyšších přenosových rychlostí. Komunikace s pikosatelity na nízkých orbitách je možná pouze ně-

kolikrát denně po dobu cca 15 až 20 minut v závislosti na konkrétních parametrech orbity a poloze pozemní stanice. Vzhledem k výše uvedeným skutečnostem neumožňují běžně používané komunikační systémy pikosatelitů přenos většího množství dat, čímž mohou omezovat využitelnost pikosatelitu samotného.

Zvýšení efektivity využívání komunikačního kanálu, a tím i zlepšení komunikační schopnosti pikosatelitu, je možné dosáhnout využitím adaptivního rádia schopného přizpůsobovat se aktuálnímu stavu komunikačního kanálu. Při využití vhodného typu modulací je pak možné přizpůsobovat parametry přenosu dle potřeby z hlediska spektrální a energetické účinnosti. Takový komunikační systém by umožňoval jak dosažení velkých přenosových rychlostí v řádu až jednotek Mbit/s v případě dobrých komunikačních podmínek, tak i energeticky účinnou komunikaci umožňující navázat spojení s pikosatelitem i v případě velmi špatných podmínek nebo v případě poruchy například napájecího systému nebo komunikačního systému samotného.

Jako vhodné pro řešení výše uvedeného komunikačního systému se zdají hybridní modulace DM-FSK/DQPSK založené na bázi M-FSK a N-PSK. Tento typ hybridních modulací kombinuje M-stavové diferenciální klíčování s diferenciálním čtyřstavovým fázovým klíčováním. Zvyšování počtu stavů základní M-FSK vede k nárůstu energetické účinnosti, ale ke snižování účinnosti spektrální. Čtyřstavové fázové klíčování pak zvyšuje účinnost spektrální. Využití diferenciálního frekvenčního klíčování je výhodné z důvodu vyšší odolnosti proti chybám způsobeným nepřesnou kompenzací Dopplerova posuvu a diferenciální fázové klíčování umožňuje nekoherentní demodulaci snadno realizovatelnou použitím softwarového rádia.

Komunikační systém pikosatelitu musí být z hlediska hardwarové realizace dostatečně odolný, aby dobře odolával nepříznivým podmínkám na nízkých oběžných drahách. Navíc musí být nenáročný z hlediska prostorového. Většinu těchto požadavků je možné splnit softwarově definovaným rádiem. Softwarově definované rádio navíc umožňuje snadnou realizaci adaptivního komunikačního systému.

Cíle práce

Hlavním cílem této práce je otestování hybridních modulací DM-FSK/DQPSK navržených v [1] za pomoci softwarově definovaného rádia NI USRP 2920.

1. Pro uvedené modulace bude v programovacím prostředí LabView vytvořen modulátor a demodulátor využívající softwarově definované radio NI USRP 2920.
2. Vytvořený softwarový modulátor a demodulátor bude použit v topologii pro otestování energetické účinnosti modulací.
3. Testovací topologie bude umožňovat jak simulované testování energetické účinnosti bez využití NI USRP, tak skutečné testování využívající NI USRP.
4. Pomocí vytvořené topologie budou otestovány hybridní modulace DM-FSK/DQPSK.
5. Zjištěné výsledky budou porovnány s konvenčními modulacemi.

2

Rádiový spoj s pikosatelity na nízké oběžné dráze Země

Většina pikosatelitů je určena pro lety na nízké oběžné dráze Země, dále označované zkratkou LEO (Low Earth Orbit). Dráhy LEO se nacházejí ve výšce přibližně od 200 km do 2000 km. Oběžná doba satelitu na dráze LEO se pohybuje v rozmezí od přibližně 88 minut pro nejnižší dráhy do 127 minut pro dráhy nejvyšší. Objekty pohybující se na těchto drahách dosahují oběžné rychlosti zhruba 7,8 km/s až 6.9 km/s.

Pro rádiovou komunikaci s objekty ve vesmíru musí být použity kmitočty ležící v tzv. kosmickém kmitočtovém okně. Toto okno se nachází v kmitočtovém rozsahu od přibližně 30 MHz do přibližně 20 GHz až 30 GHz. Dolní hranice tohoto spektra je omezena vlastnostmi ionosféry, a horní vlastnostmi troposféry. S rostoucím kmitočtem je ionosféra snáze prostupná pro elektromagnetické vlny. S klesajícím kmitočtem naopak tyto vlny více odraží zpět k Zemskému povrchu. S rostoucím kmitočtem však narůstá útlum troposféry. Komunikace s pikosatelity bývá nejčastěji realizována v radioamatérských pásmech 144 MHz, 435 MHz a 2,4 GHz.

Komunikace s pikosatelitem je možná pouze po určitou dobu (v komunikačním okně), kdy se satelit nachází pro danou pozemní stanici nad horizontem. Toto okno dosahuje délky řádově jednotek až desítek minut v závislosti na profilu terénu v okolí pozemní stanice a výšce satelitu.

Po celou dobu komunikace je navíc spoj zatížen Dopplerovým posunem kmitočtu, způsobeným nenulovou rychlostí satelitu vzhledem k pozemní stanici. Tento posuv je potom nutné v přijímači kompenzovat.

2.1 Charakteristika rádiového spoje s pikosatelity

Hlavním rysem pro rádiovou komunikaci s pikosatelity je, že probíhá na velmi dlouhé vzdálenosti v řádu jednotek tisíc km. Například pro oběžnou dráhu ve výšce 900 km je maximální komunikační vzdálenost cca 3500 km. Na rádiové signály zajišťující komunikaci

mezi pilosatelitem a pozemní stanicí navíc působí celá řada destruktivních vlivů.

Při komunikaci mezi pikosatelitem a pozemní stanicí prochází elektromagnetická vlna dvěma vrstvami atmosféry, které mají zásadní vliv na její šíření. Těmito vrstvami jsou ionosféra a troposféra. Obecně lze tedy rozdělit ztráty způsobené atmosférou na ztráty vznikající průchodem signálu ionosférou (v rovnici 2.1 označované jako L_{iono}) a na ztráty vznikající v troposféře (v rovnici 2.1 označované jako L_{tropo}).

Velikost těchto ztrát je do značné míry závislá na aktuálním stavu atmosféry a dráze, kterou musí signál z pikosatelitu přes oblast s danými podmínkami překonat. Pro vyjádření těchto ztrát je časté použití statistických údajů o daném parametru atmosféry a pro dané území například ve formě tabulek nebo map.

2.1.1 Energetický rozpočet rádiového spoje

Pokud chceme stanovit kvalitu přijímaného signálu, je nezbytné znát energetickou úroveň užitečného přijímaného signálu. Kvalita přijímaného signálu závisí na parametrech komunikačního systému pikosatelitu a pozemní stanice a na vlastnostech komunikačního kanálu. Výchozím bodem pro stanovení energetického rozpočtu rádiového spoje je ekvivalentní izotropně vyzářený výkon vysílače v dB. Úroveň tohoto výkonu je následně snižována ztrátami vznikajícími v komunikačním kanálu a zvyšována o zisk přijímací antény. Energetická úroveň užitečného přijímaného signálu je pak dána vztahem 2.1.

$$C = EIRP - L_0 - L_{iono} - L_{tropo} - L_{ANT} - L_P + G_{RX} \quad [dB], \quad (2.1)$$

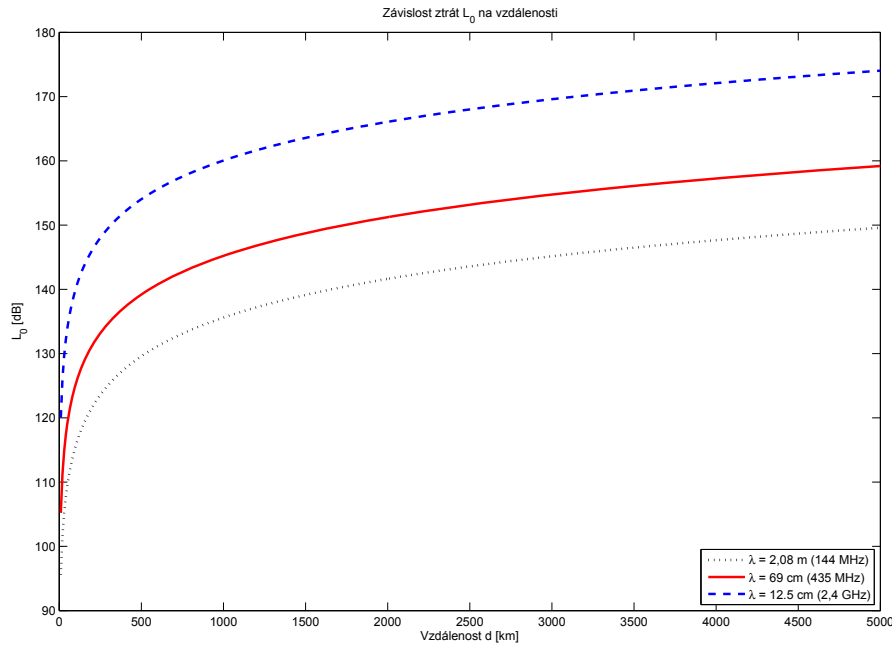
kde je: C úroveň přijímaného užitečného signálu,
 $EIRP$ ekvivalentní izotropně vyzářený výkon,
 L_0 ztráty šířením volným prostorem,
 L_{iono} ztráty v ionosféře,
 L_{tropo} ztráty v troposféře,
 L_{ANT} ztráty způsobené nepřesným směřováním vysílací a přijímací antény,
 L_P ztráty nedokonalou polarizací přijímací antény.
 G_{RX} zisk přijímací antény,

Podle vztahu 2.2 v sobě ekvivalentní izotropně vyzářený výkon zahrnuje některé další parametry vysílače. Těmito parametry jsou: výkon koncového stupně vysílače a zisk vysílací antény společně se ztrátami způsobenými vložným útlumem a impedančním nepřizpůsobením vysokofrekvenčních částí vysílače.

$$EIRP = P_A - L_{RF} + G_{TX} \quad [dB] \quad (2.2)$$

kde je: P_A výkon koncového stupně vysílače,
 L_{RF} ztráty mezi koncovým zesilovačem a anténou,
 G_{TX} zisk vysílací antény.

V následující části budou podrobněji popsány jednotlivé druhy ztrát způsobující de-



Obr. 2.1: Závislost ztrát způsobených šířením volným prostorem na vzdálenosti.

gradaci nebo pokles energetické úrovně užitečného přijímaného signálu.

2.1.2 Ztráty šířením volným prostorem

Protože komunikace mezi pikosatelitem a pozemním segmentem probíhá na velké vzdálenosti, jsou ztráty způsobené šířením elektromagnetické vlny volným prostorem jedním z hlavních faktorů ovlivňujících úroveň přijímaného užitečného signálu. Tyto ztráty lze vyjádřit pomocí vztahu 2.3. Podrobnější odvození tohoto vztahu je možné nalézt v [1].

$$L_0 = \left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \right)^2 \quad [-], \quad (2.3)$$

kde: d je komunikační vzdálenost,
 λ vlnová délka.

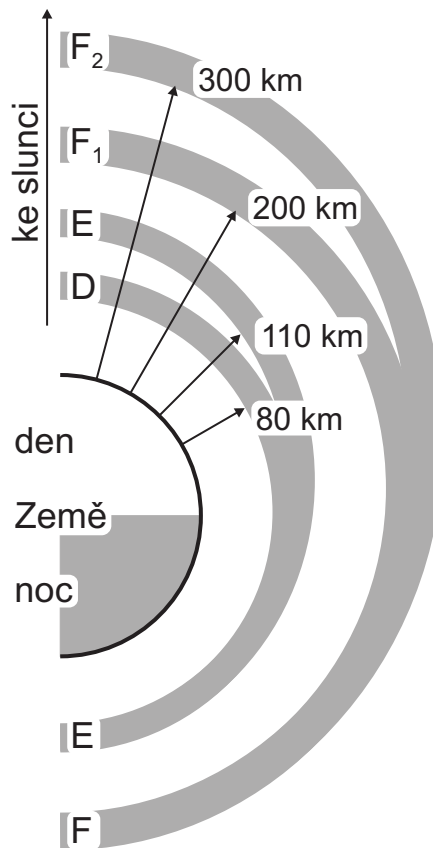
Aby bylo možné tyto ztráty snadno započítat do energetické bilance spoje uvedené v části 2.1.1, je výhodné použít vyjádření těchto ztrát v jednotkách decibel jednoduchou úpravou vzorce 2.3:

$$L_0 = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \right) \quad [dB] \quad (2.4)$$

Průběh ztrát v dB v závislosti na komunikační vzdálenosti d pro různé kmitočty je znázorněn na obrázku 2.1.

2.1.3 Ztráty způsobené ionosférou

Ve výškách od 70 do 1 až 2 tisíc km se nachází ionosféra. Ionosféra se skládá z několika vrstev, které mají rozdílný a často zásadní vliv na šíření elektromagnetických vln. Na obrázku 2.2 je znázorněno rozložení vrstev ionosféry.



Obr. 2.2: Rozložení vrstev ionosféry.

Jednotlivé vrstvy ionosféry se skládají z plynů ionizovaných slunečním zářením, obsahujících volné elektrony. Vrstva *D* má nejnižší koncentraci volných elektronů (přibližně $10^9/m^3$), proto má z vrstev ionosféry nejmenší vliv na šíření rádiového signálu. Její existence je navíc vázána na denní dobu. Koncentrace volných elektronů ve vrstvě *E* kolísá v závislosti na 11 letém slunečním cyklu a v době svého minima dosahuje hodnoty zhruba $10^{11}/m^3$. Elektromagnetické vlny jsou touto vrstvou za určitých podmínek rozptylovány. Ve vrstvě *F* je největší množství volných elektronů a jejich koncentrace je mimo jiné také závislá na 11 letém slunečním cyklu. Přes den se vrstva *F* skládá z vrstev *F*₁ a *F*₂. Množství volných elektronů ve vrstvě *F*₁ dosahuje v době poledne hodnoty $1,5 \cdot 10^{11}/m^3$ až $4 \cdot 10^{11}/m^3$. Tato vrstva v noci zaniká obdobně jako vrstva *D*. Ve vrstvě *F*₂ je obsažené největší množství volných elektronů ($4 \cdot 10^{11}$ až $5 \cdot 10^{11}/m^3$). Vrstva *F* může při rádiové komunikaci způsobovat odraz elektromagnetických vln. V ionosféře také dochází k scintilacím, které jsou podrobněji popsány v části 2.1.5. Uvedené údaje vychází z [2].

2.1.4 Ztráty způsobené troposférou

Ve výškách od povrchu Země do výšky přibližně 15 až 20 km se nachází troposféra. Tato vrstva má v různých oblastech různou tloušťku. V troposféře se odehrává množství klimatických dějů jako například dešťové nebo sněhové srážky. Je zde také přítomna oblačnost nebo mlha způsobující útlum některých kmitočtů.

Ztráty způsobené troposférou je možné shrnout pomocí vztahu 2.5.

$$L_{tropo} = L_{Abs} + L_R + L_{cloud} \quad [dB], \quad (2.5)$$

kde: L_{tropo} jsou ztráty způsobené troposférou,
 L_{Abs} ztráty způsobené absorpcí elektromagnetické vlny v atmosféře,
 L_R ztráty způsobené dešťovými srážkami,
 L_{cloud} ztráty způsobené oblačností nebo mlhou,

Mezi hlavní parametry atmosféry ovlivňující tyto ztráty patří teplota, atmosférický tlak, vlhkost, koncentrace vodivých částic, intenzita dešťových resp. sněhových srážek a bouřky. Při tvorbě této části bylo vycházeno z [3].

Ztráty způsobené atmosférickou absorpcí

V rovnici 2.5 jsou tyto ztráty označeny jako L_{Abs} . Hlavní příčinou těchto ztrát je absorpce v plynech atmosféry a vodních parách.

Tyto ztráty jsou závislé na kmitočtu a elevačním úhlu, pod kterým se pro danou pozemní stanici satelit nachází. Stanovit velikost těchto ztrát pro elevační úhly od 5° do 90° lze pomocí vztahu 2.6.

$$L_{Abs} = \frac{\gamma_0 h_0 + \gamma_W h_W}{\sin(\varphi)} \quad [dB], \quad (2.6)$$

kde: γ_0 je měrný útlum atmosférických plynů,
 h_0 efektivní výška atmosféry pro plyny,
 γ_W měrný útlum vodních par,
 h_W efektivní výška atmosféry pro vodní páry,
 φ elevační úhel.

Pro elevační úhly $\varphi < 5^\circ$ je nutné rozdělit atmosféru na množství vrstev s různými γ_0 a γ_W . Celkový útlum je pak dán součtem útlumů těchto vrstev a drah, které musí elektromagnetická vlna přes danou vrstvu projít.[1]

Ztráty způsobené dešťovými nebo sněhovými srážkami

Při průchodu elektromagnetické vlny dešťovými srážkami dochází k útlumu a depolarizaci této vlny. Pro určení útlumu způsobeného deštěm budeme vycházet ze statistických

hodnot pro intenzitu srážek R_p v mm/h. Tato hodnota je stanovena pro určitou procentuální část roku p , kdy je překročena. Například pro Evropu je tato hodnota přibližně $R_{0,01\%} = 30 \text{ mm/h}$, přičemž hodnota $p = 0,01\%$ odpovídá době přibližně 53 min za rok.

Útlum deštěm je dán vztahem 2.7,

$$L_R = \gamma_R l_{ef}, \quad (2.7)$$

kde γ_R je měrný útlum deště a l_{ef} je efektivní délka dráhy signálu deštěm. Pro γ_R pak platí následující vztah:

$$\gamma_R = k(R_p)^\alpha \quad (2.8)$$

Konstanty k a α jsou závislé na kmitočtu, polarizaci a elevačním úhlu. Pro přibližné určení těchto konstant je možné použít grafických závislostí uvedených v [1] nebo [3]. Pro přesnější stanovení těchto konstant je možné použít výpočtů a tabulek uvedených v [3].

Efektivní délka dráhy signálu deštěm je závislá na vertikálním profilu srážek a na elevačním úhlu. Podrobněji je postup stanovení l_{ef} popsán například v [3]. Vertikální profil srážek je možné nahradit jeho statistickým modelem vycházejícím ze znalosti výšky kondenzace vody a intenzity srážek.

Z výše uvedeného vyplývá, že takto stanovený útlum deštěm je platný pouze pro delší časová období. Okamžité hodnoty tohoto útlumu mohou tuto hodnotu značně překročit.

Děšť může také způsobovat depolarizaci elektromagnetické vlny. Příčinou depolarizace je tvar dešťových kapek, které nejsou přesně kulové. Důsledkem nekulového tvaru kapek je rozdílný útlum a fázový posuv pro ortogonálně polarizované elektromagnetické vlny dopadající na kapku. Následkem těchto rozdílů, které jsou závislé na rozměrech a tvaru jednotlivých kapek dochází k depolarizaci. Pro vyjádření depolarizace slouží parametr XPD (cross-polarization discrimination) potlačení depolarizace:

$$XPD = 20 \log_{10} \frac{|E_{11}|}{|E_{12}|}, \quad (2.9)$$

kde: XPD je potlačení depolarizace,
 E_{11} přijímané elektrické pole s požadovanou polarizací,
 E_{12} přijímané elektrické pole s nežádoucí polarizací.

Podle [2] je možné aproximovat parametr XPD pomocí vztahu 2.10. Tento vztah vyjadřuje závislost mezi útlumem deštěm L_R a XPD obdobně jako vztahy 2.7 a 2.8 mezi intenzitou srážek a jimi způsobeným útlumem.

$$XPD = U - V \log L_R \quad [dB], \quad (2.10)$$

kde: XPD je potlačení depolarizace,
 L_R útlum způsobený deštěm,
 U, V koeficienty závislé na frekvenci, polarizaci, elevaci atd.

Podrobně je problematika zabývající se vlivem srážek na komunikaci se satelity popsána například v [2].

Ztráty způsobené útlumem v oblačnosti

Útlum způsobovaný dešťovými mraky nebo mlhou nabývá hodnot menších než útlum způsobený deštěm, ale na komunikaci s pikosatelitem má vliv po výrazně větší část roku.

Aby bylo možné stanovit velikost tohoto útlumu, je nutné opět vycházet ze statistických pozorování. Pro vyčíslení tohoto útlumu v závislosti na elevačním úhlu φ antény pozemního segmentu lze použít následující vztah:

$$L_{cloud} = \frac{KM}{\sin(\varphi)} \quad [dB]. \quad (2.11)$$

V rovnici 2.11 reprezentuje konstanta K koeficient měrného útlumu v jednotkách $(dB \cdot km^{-1})/(g \cdot m^{-3})$. Její velikost je závislá na vlnové délce a teplotě. Symbol M reprezentuje koncentraci vody v oblacích nebo mlze v jednotkách $g \cdot m^{-3}$. Pro stanovení koncentrace vody je možné vycházet ze statistických map.

2.1.5 Scintilace atmosférických ztrát

Při průchodu signálu atmosférou dochází k rychlému kolísání jeho amplitudy, fáze a polarizace. Příčinou tohoto jevu je proměnlivý index lomu ionosféry a troposféry. Velikost špička-špička těchto změn může dosahovat v některých frekvenčních pásmech velikosti až 1 dB. Index lomu troposféry je do značné míry frekvenčně nezávislý a s výškou klesá. Jeho velikost však ovlivňují meteorologické podmínky. Naopak velikost indexu lomu ionosféry s výškou narůstá a je frekvenčně závislá. Hlavní příčinou kolísání indexu lomu ionosféry jsou nerovnoměrnosti v hustotě volných elektronů.

Celková velikost scintilací atmosférických ztrát je stejně jako ostatní ztráty závislá na elevačním úhlu antény pozemního segmentu a vychází ze statistických modelů atmosféry. Přesné vyčíslení jejich velikosti není možné, neboť závisí na mnoha faktorech včetně denní doby, ročního období, sluneční aktivity, teplotě, vlhkostí a mnoha dalších. Tyto faktory se navíc přirozeně mění v čase i v prostoru.

Podrobněji je problematika scintilací popsána např. v [2].

2.1.6 Ztráty způsobené směřováním a polarizací antén

Většina pikosatelitů není vybavena systémy pro přesnou stabilizaci orientace vzhledem k zemi, z důvodů jejich rozměrů, hmotnosti a energetické náročnosti. Proto je nutné vybavit jejich komunikační systém anténou s nižší směřovostí. Taková anténa pak snáze zajistí dostatečný příjem i v případě nevhodného natočení pikosatelitu vzhledem k zemi za cenu nižšího zisku.

Při svém pohybu na oběžné dráze satelit rotuje s určitou úhlovou rychlostí. Tato rotace způsobuje periodické úniky, vznikající v důsledku natočení minima vyzařovací charakteristiky antény satelitu k pozemnímu segmentu. Pro vyjádření ztrát způsobených směřováním antény je možné použít vztah 2.12.

$$L_{Ant} = 20 \log_{10} \frac{\max \langle E(\theta) \rangle}{\min \langle E(\theta) \rangle} \quad [dB], \quad (2.12)$$

kde: L_{Ant} je útlum způsobený nevhodným směřováním antén,
 $\max \langle E(\theta) \rangle$ maximální intenzita el. pole,
 $\min \langle E(\theta) \rangle$ minimální intenzita el. pole,
 θ úhel natočení $\theta \in \langle \theta_1, \theta_2 \rangle$.

Protože stanovit přesné velikosti těchto úniků není reálně možné, jelikož závisí na mnoha faktorech jako například konstrukce satelitu a jeho anténního systému, použitých materiálech a rychlosti rotace, je opět používán statistický model. Tento model uvažuje pro další výpočty volnou rotaci satelitu zajišťující rovnoměrné rozložení úhlů natočení satelitu k pozemní stanici. Výsledky získané tímto způsobem pak určují jak velký bude maximální pokles úrovně za určitou procentuálně určenou dobu (například 95% nebo 99% celkové doby komunikace).

Další ztráty vznikají v důsledku rozdílné polarizace vysílací a přijímací antény. Nežádoucím stavem je, pokud polarizace přijímací antény je natočena o $\pi/2$ vzhledem k polarizaci vysílací antény. V takovém případě je přenos mezi anténami blízký nule. Stejného výsledku dosahují též kruhové polarizace s opačným směrem rotace.

Aby byl zajištěn příjem při libovolném natočení polarizace antény pikosatelitu vzhledem k anténě pozemní stanice, bývá jedna z antén navržena pro lineární polarizaci a druhá pro kruhovou. To zajišťuje konstantní přenos se ztrátami $L_P = 3$ dB při libovolném natočení antén. [1]

2.1.7 Spektrální výkonová hustota šumu

Kvalita přijímaného signálu nezávisí pouze na úrovni užitečného signálu ovlivňované výše uvedenými vlivy, ale také na úrovni přijímaného šumu. Nejčastěji je pro vyhodnocování šumových vlastností používána spektrální výkonová hustota šumu N_0 , udávající šumový výkon vztažený na 1 Hz šířky pásma. Jednotkou této veličiny je pak $dB_W \cdot Hz^{-1}$. Spektrální výkonová hustota šumu je dána vztahem:

$$N_0 = 10 \log_{10}(k) + 10 \log_{10}(T_S) \quad \left[\frac{dB_W}{Hz} \right], \quad (2.13)$$

kde: k je Boltzmannova konstanta,
 T_S šumová teplota [K].

Výpočet spektrální výkonové hustoty šumu vychází z šumové teploty T_S . Šumová teplota udává teplotu absolutně černého tělesa, které při připojení na vstup ideálního (bezšumového) přijímače se ziskem G způsobí na jeho výstupu stejný výkon tepelného šumu jako vnitřní šum reálného přijímače. Pro výpočet výkonu šumu na výstupu přijímače slouží vztah 2.14.

$$P_N = kTBG_S, \quad (2.14)$$

kde: P_N je výkon tepelného šumu na výstupu přijímače,
 k Boltzmannova konstanta,
 T_S šumová teplota,
 B šumová šířka pásma,
 G_S zisk přijímače.

K celkové šumové teplotě však kromě vlastního šumu přijímače přispívá také šumová teplota antény. Šumová teplota antény je závislá na šumové teplotě prostředí, do kterého anténa míří. Za určitých podmínek je dokonce šumová teplota přijímače tak malá, že na celkovou šumovou teplotu bude mít zásadní vliv právě šumová teplota antény respektive prostředí, do kterého anténa míří.

Je zřejmé, že na šumovou teplotu pak bude mít vliv jak směřování antény, tak vlastnosti prostředí před anténou. Při směřování antény může dojít k několika charakteristickým případům.

V prvním případě je anténa s úzkým vyzařovacím svazkem směřována do prostředí s konstantním rozložením šumové teploty. V tomto případě pro šumovou teplotu antény platí:

$$T_{ANT} = T_P, \quad (2.15)$$

kde T_{ANT} je šumová teplota antény a T_P šumová teplota prostředí. Šumová teplota T_P je v tomto případě závislá zejména na kmitočtu, elevaci antény, útlumu absorpcí atmosféry případně útlumu deštěm a v určitých případech také na galaktickém šumu.

V druhém případě je anténa směřována na nějaký výrazný prostorově omezený zdroj šumu, jako například kotouč slunce nebo měsíce. Pokud je prostorový úhel, ve kterém se nachází takovýto zdroj, menší než prostorový úhel vyzařovacího laloku antény a v okolí tohoto zdroje můžeme šumovou teplotu zanedbat ($0 K$), bude pro šumovou teplotu antény platit:

$$T_{ANT} = \frac{\Omega_P}{\Omega_{ANT}} T_P, \quad (2.16)$$

kde: Ω_P je prostorový úhel ve kterém se nachází zdroj šumu,
 Ω_{ANT} prostorový úhel obsažený vyzařovacím lalokem antény,
 T_P šumová teplota zdroje šumu.

Pro stanovení šumové teploty prostředí způsobené atmosférickými vlivy je možné vycházet ze vztahu 2.17.

$$T_P = T_m \left(1 - 10^{-\frac{L}{10}}\right), \quad (2.17)$$

kde: T_P je šumová teplota prostředí,
 T_m efektivní teplota média (pro dešť 260 až 280 K),
 L útlum způsobený atmosférou.

Z výše uvedeného je zřejmé, že se bude spektrální výkonová hustota šumu N_0 a tím

i kvalita přijímaného signálu měnit v průběhu komunikace v závislosti na poloze satelitu a atmosférických podmínkách. Podrobněji je odvození výše uvedených vztahů popsáno v [1].

2.2 Nejistoty v energetickém rozpočtu

Z uvedených vlastností rádiového kanálu vyplývá, že se většina ztrát zatěžujících rádiový spoj s pikosatelitem bude měnit v závislosti na aktuálních podmínkách. Tyto změny jsou nazývány nejistotami v energetickém rozpočtu. Velikost těchto nejistot se bude pohybovat v určitém rozsahu. Ve většině případů je možné tento rozsah nejistot stanovit a určit tak v jakém rozsahu se bude měnit kvalita přijímaného signálu.

V [1] je podrobně popsána metodika stanovení nejistot v energetické bilanci a jsou zde také uvedeny výsledky pro konkrétní případy. Některé z těchto výsledků jsou také uvedeny v následující tabulce.

nejistoty způsobené	frekvence orbity	144 MHz	430 MHz	2,4 GHz	144 MHz	430 MHz	2,4 GHz
		350 km	350 km	350 km	750 km	750 km	750 km
změnou komunikační vzdálenosti		15,7 dB	15,7 dB	15,8 dB	12,6 dB	12,6 dB	12,6 dB
změnou atmosférické absorpce		< 0,3 dB	0,3 dB	0,7 dB	< 0,3 dB	0,3 dB	0,7 dB
změnou útlumu v dešti		< 0,1 dB	0,1 dB	0,9 dB	< 0,1 dB	0,1 dB	0,9 dB
změnou útlumu v oblačnosti		0,2 dB	0,3 dB	1,7 dB	0,2 dB	0,3 dB	1,7 dB
troposférickou scintilací		26,0 dB	30,3 dB	37,0 dB	26,0 dB	30,3 dB	37,0 dB
ionosférickým útlumem a scintilací		31,4 dB	11,8 dB	1,5 dB	31,4 dB	11,8 dB	1,5 dB
směrováním antény pikosatelitu		24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB
v úrovni šumu kosmických zdrojů		16,2 dB	19,7 dB	16,9 dB	16,2 dB	19,7 dB	16,9 dB
v úrovni šumu vlivem atmosféry		3,6 dB	8,8 dB	5,5 dB	3,6 dB	8,8 dB	5,5 dB

Tab. 2.1: Rozsah nejistot v energetické bilanci spoje s pikosatelitem. |Převzato z [1]|

Podle tabulky 2.1 lze za běžných podmínek (pokud jsou zanedbány jevy s malou četností výskytu a není pravděpodobný výskyt maxim různých jevů ve stejný čas) očekávat změny v řádu několika desítek dB, což je v souladu s reálným pozorováním podle [6]. Taková změna v kvalitě přijímaného signálu dovoluje adaptovat přenosové rychlosti o několik řádů podle vztahu 2.18 [6].

$$v_{real} = 10^{\left(\frac{C}{N_0} - \frac{E_b}{N_0}\right) \cdot 10^{-1}}, \quad (2.18)$$

kde: C/N_0 je vyjádření kvality užitečného signálu,

E_b/N_0 energie potřebná na přenesení jednoho bitu ku spektrální výkonové hustotě šumu potřebný na konkrétním demodulátoru pro dosažení požadované chybovosti.

2.3 Energetická a spektrální účinnost digitálních modulací

Při určování účinnosti číslicových modulací se vychází ze znalosti energie užitečného signálu, energie šumu, zabrané šířky pásma, přenosové rychlosti a požadované chybovosti BER . Číslicové modulace pak můžeme vzájemně porovnávat z pohledu energetické účinnosti nebo spektrální výkonové účinnosti.

2.3.1 Energetická účinnost digitálních modulací

Energetická účinnost číslicové modulace je dána poměrem energie potřebné na přenesení 1 bitu informace E_b ku spektrální výkonové hustotě šumu N_0 , nutným pro přenesení informace s určitou požadovanou chybovostí BER . Pro parametr E_b/N_0 je pak možné psát vztah 2.20.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B_N T_S}{\log_2 M} \quad [-], \quad (2.19)$$

kde: C je energie užitečného signálu,
 N energie šumu,
 B_N šumová šířka pásma,
 T_S symbolová perioda,
 M počet stavů modulace.

Energie potřebná na přenesení 1 bitu ku spektrální výkonové hustotě šumu je často vyjadřována pomocí jednotky decibel. Vztah 2.20 je pak upraven následujícím způsobem:

$$\frac{E_b}{N_0} = 20 \log_{10} \left(\frac{C}{N} \cdot \frac{B_N T_S}{\log_2 M} \right) \quad [dB], \quad (2.20)$$

Použijeme-li AWGN modelu kanálu, je následně možné při znalosti parametru E_b/N_0 a výsledné chybovosti BER získat závislost BER na kvalitě signálu. Tyto závislosti pro různé modulace jsou znázorněny na obrázku 2.3.

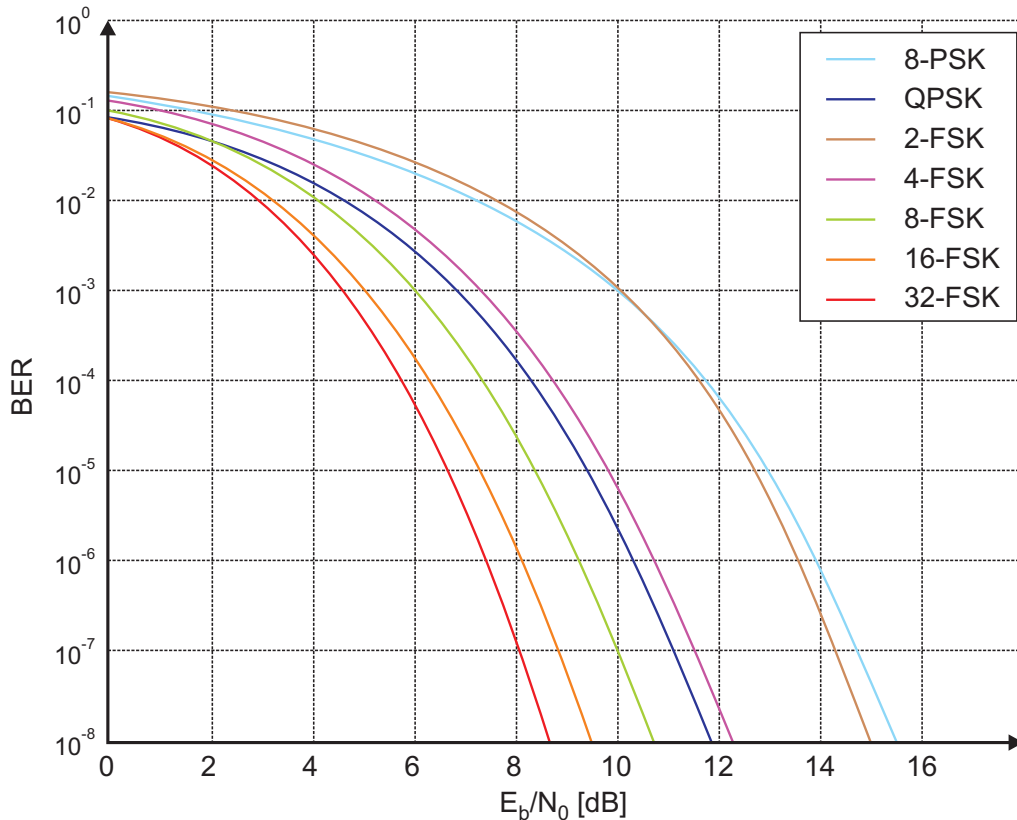
2.3.2 Spektrální účinnost digitálních modulací

Spektrální účinnost je parametr charakterizující u digitálních modulací závislost zabrané šířky pásma a přenosové rychlosti. Spektrální účinnost je možné definovat vztahem 2.21, podle kterého vyjadřuje počet bitů přenesených za 1 s na 1 Hz zabrané šířky pásma.

$$\eta_S = \frac{f_b}{B} \quad \left[\frac{\text{bit} \cdot \text{s}^{-1}}{\text{Hz}} \right], \quad (2.21)$$

kde: η_S je spektrální výkonová účinnost,
 f_b bitová (přenosová) rychlost,
 B zabraná šířka pásma.

V tabulce 2.2 jsou shrnuty spektrální účinnosti některých modulací.



Obr. 2.3: Závislost chybovosti BER na E_b/N_0 pro různé druhy modulací. [Průběhy převzaty z [1].]

M	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024
M-FSK	0,33	0,40	0,33	0,24	0,15	0,09	0,05	0,03	0,02	0,01
M-PSK	1,00	2,00	3,00	4,00	5,00	6,00				
DQPSK	1,00									
DM-FSK/DQPSK	1,00	0,80	0,56	0,35	0,21	0,12	0,07	0,04	0,02	0,01

Tab. 2.2: Spektrální účinnost některých modulací v $[(bit \cdot s^{-1})/Hz]$. [Hodnoty převzaty z [1] a [4].]

2.4 Požadavky na komunikační systém pikosatelitu

Na komunikační systém pikosatelitu je kladena celá řada požadavků. Některé vyplývají z povahy přenosového kanálu a jiné z technických možností pikosatelitu. Základní omezení rádiového spoje mezi pikosatelitem a pozemní stanicí je dané dostupným množstvím elektrické energie a šířkou pásma, ve které je možné spoj provozovat.

Chceme-li přizpůsobovat parametry rádiového přenosu aktuálnímu stavu komunikačního kanálu, je nutné využít řady vhodných modulací s rozdílnými spektrálními a energetickými účinnostmi. Podle aktuální potřeby pak budou při komunikaci používány modulační metody s vysokou spektrální účinností a nebo modulační metody s vysokou energetickou účinností.

Z důvodů úspory elektrické energie, které je na palubě pikosatelitu ve většině případů nedostatek, je výhodné využívat v koncovém stupni vysílače energeticky účinné zesilo-

vače. Tyto zesilovače však nejsou schopné pracovat v lineárním režimu. Aby nedocházelo k degradaci užitečného signálu, způsobené nelinearitou zesilovačů, již v koncovém stupni vysílače, je výběr vhodných modulací omezen na modulace s konstantní modulační obálkou.

Protože komunikace mezi pikosatelitem a pozemním segmentem je zatížena řadou nepříznivých podmínek jako například Dopplerův posuv, fázové posuvy atd., přináší jisté výhody možnost nekoherentní demodulace a diferenčního kódování. Takové modulace nevyžadují obnovu nosné vlny při demodulaci a také nejsou do takové míry choulostivé na nepřesnou kompenzaci Dopplerova posunu.

V neposlední řadě je pikosatelit omezen rozměrově a hmotnostně. V kombinaci s potřebou přepínání mezi množstvím různých modulací je zřejmé, že nejvýhodnější možností bude použití softwarově definovaného rádia. Při realizaci softwarově definovaného rádia je však potřeba brát zřetel na radiační odolnost celého systému, protože hmotnostní limity nedovolují realizovat účinné radiační stínění pikosatelitu. Realizace modulátoru a demodulátoru by neměla být výpočetně příliš náročná z důvodu úspory energie a možnosti využití součástek s menším stupněm integrace. Součástky s nižší hustotou integrace jsou výhodnější než součástky s vyšším stupněm integrace z důvodu radiační odolnosti. Z tohoto důvodu je práce zaměřena na hybridní modulace DM-FSK/DQPSK, které na vysílací straně vystačí s jednoduchou adresací paměti, obsahující vzorky harmonického signálu, bez potřeby provádět výpočetně náročné zpracování signálů.

3

Testování energetické účinnosti hybridních modulací

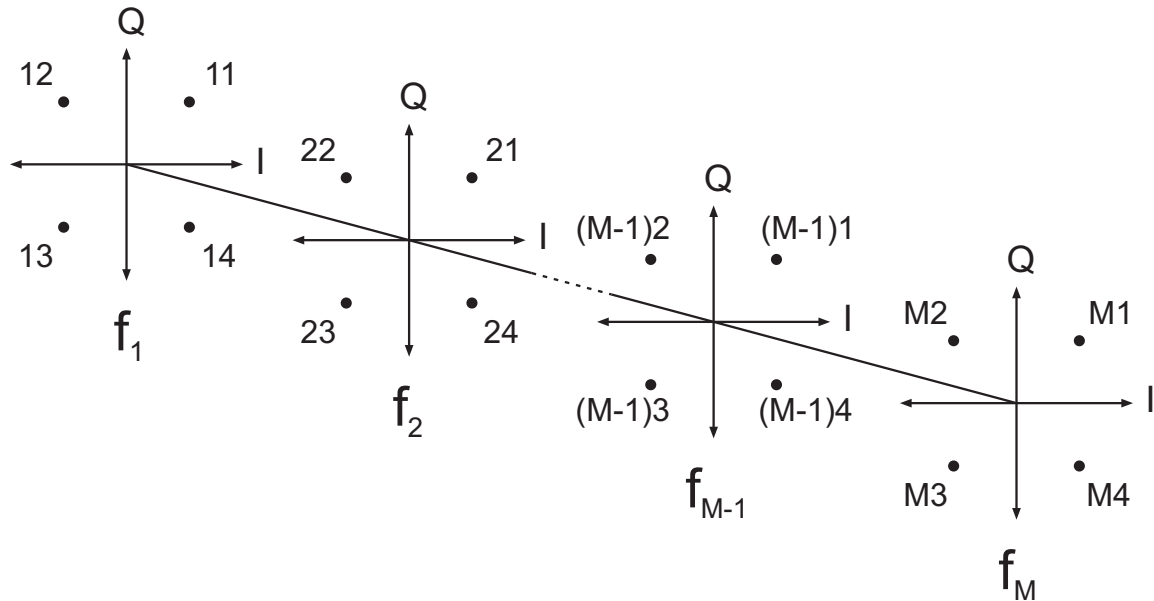
3.1 Hybridní modulace na bázi DM-FSK a DQPSK

V části 2.4 jsou popsány požadavky na komunikační systém pikosatelitu. Z těchto požadavků vyplývá, že modulace použité v tomto systému by měly mít konstantní modulační obálku, z důvodu minimalizace zkreslení způsobeného zesilováním signálů pomocí nelineárních zesilovačů. Tento požadavek vyřazuje z možného výběru modulace na bázi amplitudové modulace (ASK, QAM, ...).

Z požadavku na možnost volit vhodný poměr mezi energetickou a spektrální účinností se jeví jako zajímavá kombinace hybridní modulace založená na bázi M-FSK s vnořenou modulací N-PSK.

Z tabulky 2.2 a z obrázku 2.3 je patrné, že při zvyšování počtu stavů M modulace M-FSK energetická účinnost této modulace narůstá, ale spektrální účinnost klesá. Pro modulaci N-PSK naopak při zvyšování počtu stavů její energetická účinnost klesá a spektrální účinnost narůstá. Kombinací těchto dvou modulací vzniká hybridní modulace M-FSK/N-PSK. Výhodou této modulace je, že modulace M-FSK zvyšuje její energetickou účinnost a modulace N-PSK zvyšuje její spektrální účinnost. Aby nedocházelo k přílišnému zhoršení energetické účinnosti N-PSK modulací, bude v hybridní modulaci použita taková N-PSK modulace, která vykazuje ještě akceptovatelnou energetickou účinnost. Tento požadavek je splněn čtyřstavovou PSK modulací označovanou jako QPSK.

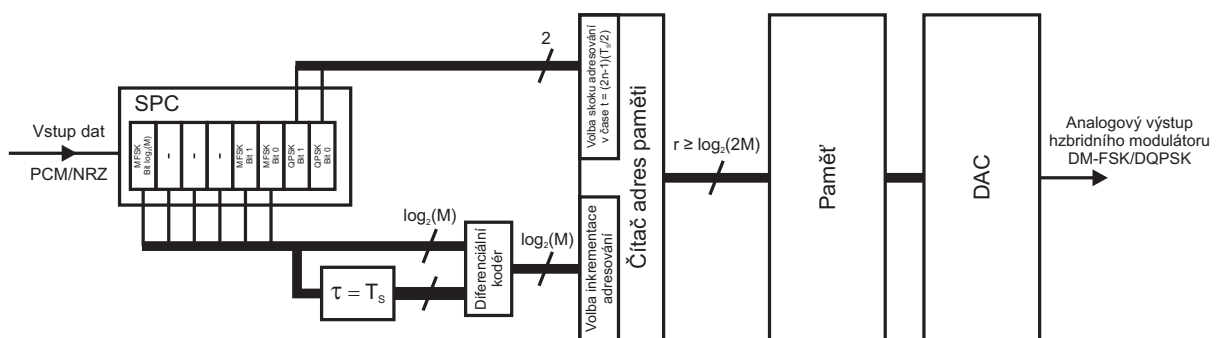
Každý symbol hybridní modulace M-FSK/QPSK nese informaci jak ve frekvenci, tak ve fázi nosné vlny. Konstelační diagram takové modulace je znázorněn na obrázku 3.1. Pokud navíc zavedeme diferenční kódování, vznikne modulace DM-FSK/DQPSK. Při použití modulace DM-FSK/DQPSK nebude informace nesena absolutním stavem, ale přechodem mezi jednotlivými stavy. Taková modulace pak bude odolnější proti chybám způsobeným Dopplerovým posuvem a nebude vyžadovat koherentní demodulaci PSK.



Obr. 3.1: Konstelační diagram hybridní modulace M-FSK/QPSK.

3.1.1 Základní idea modulátoru

V [1] je navržen jednoduchý modulátor pro hybridní modulace DM-FSK/DQPSK. Princip funkce tohoto modulátoru je založen na paměti, ve které jsou uloženy vzorky harmonického signálu. Z této paměti jsou vzorky vhodným způsobem vyčítány a pomocí DAC převedeny do analogové podoby. Změna výstupní frekvence je realizována změnou kroku, se kterou jsou inkrementovány adresy pro vyčítání vzorků. Změna fáze je provedena vhodně dlouhým skokem v paměti. V navrhovaném modulátoru dochází ke změně fáze vždy v polovině frekvenčního symbolu. Blokové schéma tohoto modulátoru je znázorněno na obrázku 3.2.

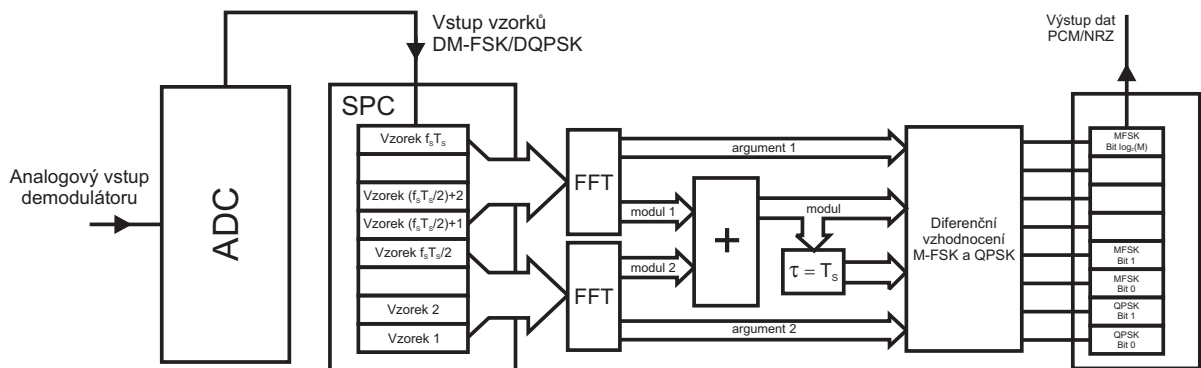


Obr. 3.2: Modulátor pro hybridní modulace DM-FSK/DQPSK navržený v [1]. |Převzato z [1]|

Princip funkce tohoto modulátoru byl použit jako výchozí bod pro modulátor, realizovaný pomocí programovacího prostředí LabView v softwarově definovaném rádiu National Instruments USRP, popisovaný v následujících kapitolách.

3.1.2 Základní idea demodulátoru

Obdobně jako výše popsáný modulátor je v [1] navržen i koncept demodulátoru pro hybridní modulace DM-FSK/DQPSK. Blokové schéma tohoto demodulátoru je uvedeno na obrázku 3.3. Přijímaný analogový signál je zde převáděn pomocí ADC do číslicové podoby. Vzorky tohoto signálu z časového úseku T_S jsou převedeny pomocí SPC do paralelní podoby. Na tyto vzorky je aplikována FFT analýza. Frekvence je demodulována pomocí hledání maxima v amplitudovém spektru. Informace o změně fáze je získána porovnáním modulů FFT analýzy z první a druhé poloviny symbolu.



Obr. 3.3: Demodulátor pro hybridní modulace DM-FSK/DQPSK navržený v [1]. |Převzato z [1]|

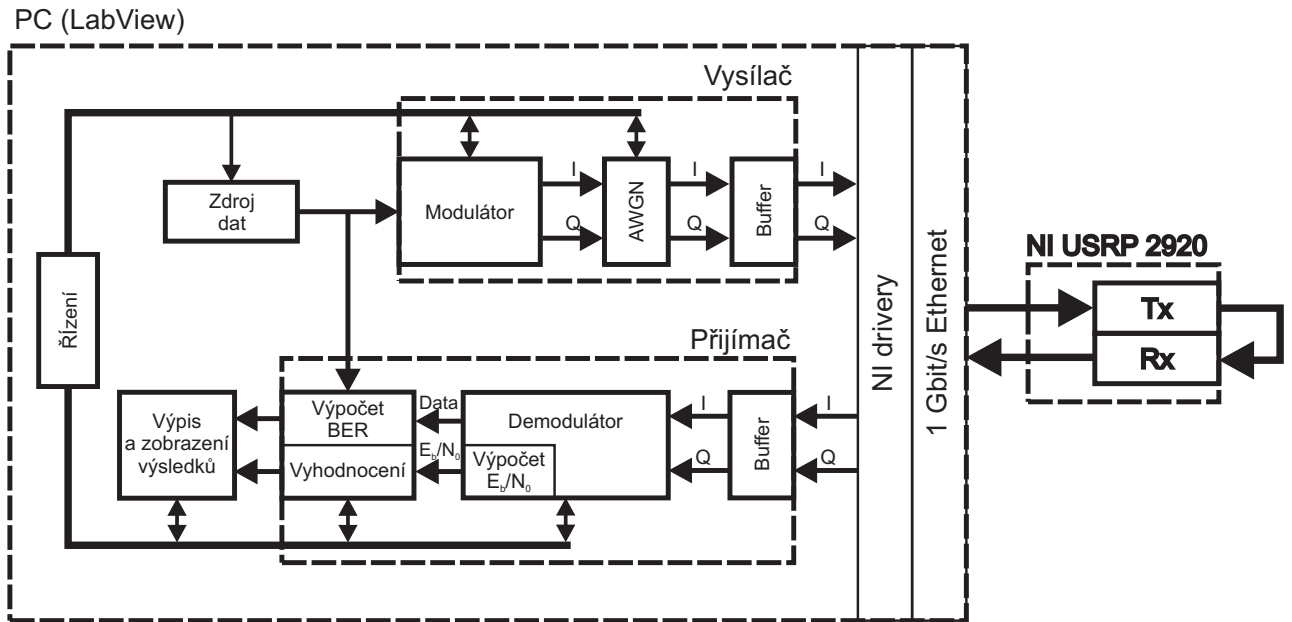
Základní idea takto pracujícího demodulátoru byla použita pro demodulátor realizovaný v USRP a popisovaný v následujících kapitolách.

3.2 Testovací topologie s USRP

Hlavním cílem této práce je otestování energetické účinnosti hybridních modulací na bázi DM-FSK/DQPSK. Testování bude provedeno pomocí modulátoru a demodulátoru vytvořeného v programovacím prostředí LabView pro softwarově definované rádio National Instruments USRP 2920. Pro testování byla použita topologie znázorněná na obrázku 3.4. V následujících kapitolách budou podrobně popsány principy funkce jednotlivých bloků testovací topologie a parametry použitých signálů.

3.2.1 Některé parametry testovací topologie

Před vytvořením modulátoru a demodulátoru je nutné stanovit některé parametry vysílaného signálu. V této části budou popsány postupy určení signalizačních kmitočtů frekvenčního klíčování a zabrané šířky pásma. Dále zde bude popsán postup stanovení některých parametrů použitých při číslicovém zpracování vysílaných respektive přijímaných signálů. Mezi tyto parametry patří například vzorkovací kmitočet nebo počet bodů, ze kterých je při demodulaci počítána FFT.



Obr. 3.4: Základní topologie pro testování energetické účinnosti modulací.

Signalizační kmitočty DM-FSK

Při frekvenčním klíčování je přenášená informace dána signalizačními kmitočty. Každý symbol vysílaný po časový interval T_S nese $\log_2(M)$ bitů, kde M je počet signalizačních kmitočtů. Aby nedocházelo ke zbytečnému nadměrnému rozšiřování spektra, způsobenému nejistotou fáze při přechodu z jednoho signalizačního kmitočtu na jiný (za předpokladu konstantní délky symbolů T_S), musí být použité signalizační kmitočty vzájemně ortogonální. Tento požadavek je splněn pro signalizační kmitočty dané vztahem 3.1.

$$f_i = (2i - 1 - M) \frac{1}{2T_S} \quad [Hz], \quad (3.1)$$

kde je: f_i i -tý signalizační kmitočet,
 M počet stavů DM-FSK modulace,
 T_S délka trvání symbolu,
 i číslo signalizačního kmitočtu ($i = 1, 2, 3, \dots, M$).

Tyto signalizační kmitočty mají vzájemný odstup Δf daný vztahem 3.2.

$$\Delta f = \frac{1}{T_S} \quad [Hz], \quad (3.2)$$

Podle vztahu 3.1 nabývají signalizační kmitočty pro i od 1 do $M/2$ záporných hodnot, a pro i od $M/2 + 1$ do M hodnot kladných. V dalším textu bude používáno následující značení maximálních a minimálních signalizačních kmitočtů:

$$f_{max} = \frac{M - 1}{2T_S} \quad \dots \text{maximální kladný signalizační kmitočet } (i = M), \quad (3.3)$$

$$f'_{max} = \frac{1 - M}{2T_S} \quad \dots \text{maximální záporný signalizační kmitočet } (i = 1), \quad (3.4)$$

$$f_{min} = \frac{1}{2T_S} \quad \dots \text{minimální kladný signalizační kmitočet } (i = \frac{M}{2} + 1), \quad (3.5)$$

$$f'_{min} = \frac{-1}{2T_S} \quad \dots \text{minimální záporný signalizační kmitočet } (i = \frac{M}{2}). \quad (3.6)$$

Šířka pásma zabraná modulací

Šířka pásma mezi prvními minimy kmitočtového spektra, zabraná hybridní modulací DM-FSK/DQPSK, závisí na době trvání vysílaných symbolů a počtu stavů kmitočtového klíčování.

U realizované hybridní modulace nebyla změna fáze prováděna v polovině kmitočtového symbolu, jak je uvedeno v části 3.1.1, ale na jeho začátku. Tím je prakticky prodloužena doba trvání jednoho symbolu na dvojnásobnou. Zabraná šířka pásma bude v tomto případě dána následujícím vztahem:

$$B = \frac{M + 1}{T_S} \quad [Hz], \quad (3.7)$$

kde: B je zabraná šířka pásma mezi prvními minimy,
 M počet stavů DM-FSK modulace,
 T_S délka trvání symbolu.

Vzorkovací kmitočet

Dalším důležitým parametrem při zpracovávání vysílaného (resp. přijímaného) signálu je vzorkovací kmitočet f_{IQ} . Pro zajištění správné funkce všech bloků je nutné při určení vzorkovacího kmitočtu vycházet z několika požadavků.

Prvním požadavkem je dodržení vzorkovacího teorému, který říká, že vzorkovací kmitočet musí být minimálně dvojnásobkem zpracovávané šířky pásma:

$$f_{IQ} \geq 2B = 2 \left(\frac{M + 1}{T_S} \right) \quad [Hz], \quad (3.8)$$

kde je: f_{IQ} vzorkovací kmitočet,
 B zpracovávaná šířka pásma.

Další požadavek vyplývá ze zpracování signálu v demodulátoru pomocí FFT analýzy. Aby byla minimalizována chyba při určování rozdílu kmitočtů pro diferenciální vyhodnocování kmitočtového klíčování, musí na kmitočtový odstup signalizačních kmitočtů Δf , daný vztahem 3.2, připadnout celočíselný počet spektrálních čar. Odstup spektrálních čar FFT analýzy je dán vztahem:

$$\Delta f_{FFT} = \frac{f_{IQ}}{N} \quad [Hz], \quad (3.9)$$

kde je: f_{IQ} vzorkovací kmitočet,
 N počet vzorků, ze kterých je počítána FFT analýza.

Aby byl splněn výše uvedený požadavek celočíselného počtu spektrálních čar na odstup signalizačních kmitočtů, je možné ze vztahů 3.2 a 3.9 psát následující vztah:

$$k = \frac{\Delta f}{\Delta f_{FFT}} = \frac{\frac{1}{T_S}}{\frac{f_{IQ}}{N}}, \quad (3.10)$$

kde k je celé kladné číslo určující počet spektrálních čar na Δf . Jednoduchou úpravou vztahu 3.10 dostaneme vztah pro výpočet f_{IQ} :

$$f_{IQ} = \frac{N}{k} \cdot \frac{1}{T_S} \quad [Hz], \quad (3.11)$$

kde je: f_{IQ} vzorkovací kmitočet,
 k celé kladné číslo určující počet spektrálních čar na Δf ,
 N počet vzorků, ze kterých je počítána FFT analýza,
 T_S doba trvání jednoho symbolu.

Posledním požadavkem je, aby vzorkovací kmitočet nepřekročil určitý maximální vzorkovací kmitočet $f_{IQ,max}$ daný hardwarovými vlastnostmi USRP.

Při výpočtu f_{IQ} použitého v testovací topologii je postupováno podle vývojového diagramu A.1, následujícím způsobem:

V prvním kroku jsou vypočítány pro zvolené hodnoty T_S a k vzorkovací kmitočty podle vztahu 3.11 pro různé hodnoty N takové, že $N = 2^x$, kde $x = 5, 6, \dots, 15$.

Ve druhém kroku je zvoleno takové minimální N , pro které platí, že:

$$4B \leq f_{IQ}(N) \leq f_{IQ,max}. \quad (3.12)$$

Výsledný vzorkovací kmitočet je následně upraven ovladači USRP na nejbližší možný kmitočet, který lze vytvořit hardwarem USRP. Aby odchylka vzorkovacího kmitočtu upraveného USRP od vypočítaného vzorkovacího kmitočtu nezpůsobovala chybu fáze, zapříčiněnou neceločíselným počtem vzorků na symbol, je následně pomocí příslušně upraveného vztahu 3.11 zpětně dopočítána upravená délka symbolu T_S , která je pak používána pro všechny výpočty související s délkou trvání symbolů. Pro novou hodnotu T_S je zkontrolováno, zda nedošlo k překročení požadované zabrané šířky pásma B . Pokud je požadovaná šířka pásma překročena je celý postup stanovení f_{IQ} opakován pro delší čas T_S dokud není výsledná šířka pásma menší nebo rovna požadované.

V tabulce 3.1 jsou uvedeny použité hodnoty konstanty k pro různé počty stavů M kmitočtového klíčování hybridní modulace a jim odpovídající hodnoty N pro šířku pásma 1,5 MHz.

M	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024
k	8	8	8	4	4	4	4	4	2	2
$N_{1,5\text{MHz}}$	128	256	512	512	1024	2048	4096	8192	8192	16384

Tab. 3.1: Použité hodnoty konstanty k a jim odpovídající hodnoty N pro šířku pásma 1,5 MHz.

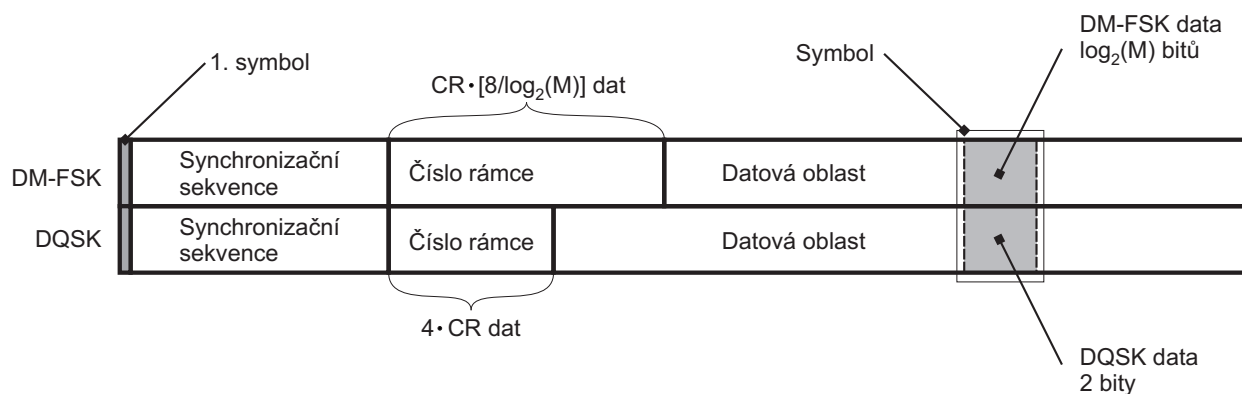
3.2.2 Přenášená data

Přenášená data jsou generována v bloku zdroj dat. Vygenerovaná data jsou vyslána softwarovým vysílačem, prostřednictvím USRP. Následně jsou tato vyslaná data opět přijata prostřednictvím USRP a softwarového přijímače. Porovnáním přijatých dat s jejich originální hodnotou je určena bitová chybovost BER.

Vygenerovaná data je možné rozdělit do dvou skupin. Jedna skupina je tvořena DM-FSK daty a druhá DQPSK daty. DM-FSK data jsou použita pro frekvenční klíčování hybridní modulace a DQPSK data jsou použita pro klíčování fázové. Jeden prvek DM-FSK dat je tvořen $\log_2 M$ bitovým číslem, kde M je počet stavů DM-FSK modulace. Obdobně jeden prvek DQPSK dat je tvořen jedním 2 bitovým číslem. Tato dvojice čísel (v textu označovaná jako symbol), slouží k určení přechodu z jednoho frekvenčního respektive fázového stavu vysílaného signálu do stavu následujícího. DM-FSK data, DQPSK data a symboly jsou vyznačeny na obrázku 3.5. Tato koncepce umožňuje při testování snadno definovat přechody mezi jednotlivými body konstelačního diagramu hybridní modulace.

Testovací rámeček a burst

Data DM-FSK (resp. data DQPSK) jsou seskupována do jednorozměrného pole. Protože jsou pole dat DM-FSK a dat DQPSK nezávislá, je možné je ve vysílači a v přijímači zpracovávat do určité míry každé samostatně. Jedno pole dat DM-FSK a jedno pole DQPSK tvoří vysílaný rámeček. Struktura rámečku je znázorněna na obrázku 3.5. V testovací topologii je pracováno se skupinou rámečků nazývanou burst.



Obr. 3.5: Rámeček používaný pro testování energetické účinnosti.

Každý rámeček se skládá ze tří částí. Na začátku je vždy synchronizační sekvence, za ní následuje část obsahující číslo rámečku a jako poslední je datová část.

Synchronizační sekvence je část, která slouží k nalezení začátku rámce v demodulátoru.

Číslo rámce je 8 bitové číslo určující pořadí rámců v burstu. Těchto 8 bitů je přenášeno v DM-FSK a DQPSK částech nezávisle, a v každé části je CR -krát zopakováno. Z důvodu rozdílného počtu bitů přenesených v DM-FSK a DQPSK částech jednoho symbolu, zabírá číslo rámce v těchto částech modulace rozdílný počet symbolů (s výjimkou modulace D4-FSK/DQPSK).

Datová část je část rámce, ve které jsou přenášena „užitečná“ data.

Délky jednotlivých částí je možné volit dle potřeby. Jedinou podmínkou je, že délka synchronizační sekvence musí být tak dlouhá, aby v demodulátoru umožnila nalezení začátku rámce, a v každém rámcu musí být alespoň jednou v DM-FSK i DQPSK části vysláno číslo rámce (ve vztazích 3.13 a 3.13 $CR = 1$).

Generování rámců

Blokové schéma generování rámců je znázorněn na obrázku 3.6. Generování rámců probíhá v několika krocích. V prvním kroku jsou definovány délky jednotlivých částí rámce a zdroje dat pro jednotlivé části. V následujícím kroku jsou nezávisle na sobě vygenerovány datová část a synchronizační sekvence. Poté je na začátku datové části nahrazen potřebný počet symbolů symboly obsahujícími informaci o čísle rámce. Toto nahrazení probíhá v DM-FSK a DQPSK částech nezávisle. Počet symbolů využitých pro přenesení čísla rámce je dán pro DQPSK část vztahem 3.13 a pro DM-FSK část vztahem 3.14.

Číslo rámce je dlouhé 8 bitů. V DQPSK modulaci jsou jedním stavem přenášeny dva bity. Proto bude 8 bitové číslo rámce rozděleno do 4 symbolů. Tyto čtyři symboly jsou CR -krát zopakovány z důvodu zabezpečení přenášené informace.

$$S_{CR,DQPSK} = CR \frac{8}{2} = 4 \cdot CR, \quad (3.13)$$

kde: $S_{CR,DQPSK}$ je počet symbolů potřebný pro přenesení CR opakování čísla rámce v DQPSK části.

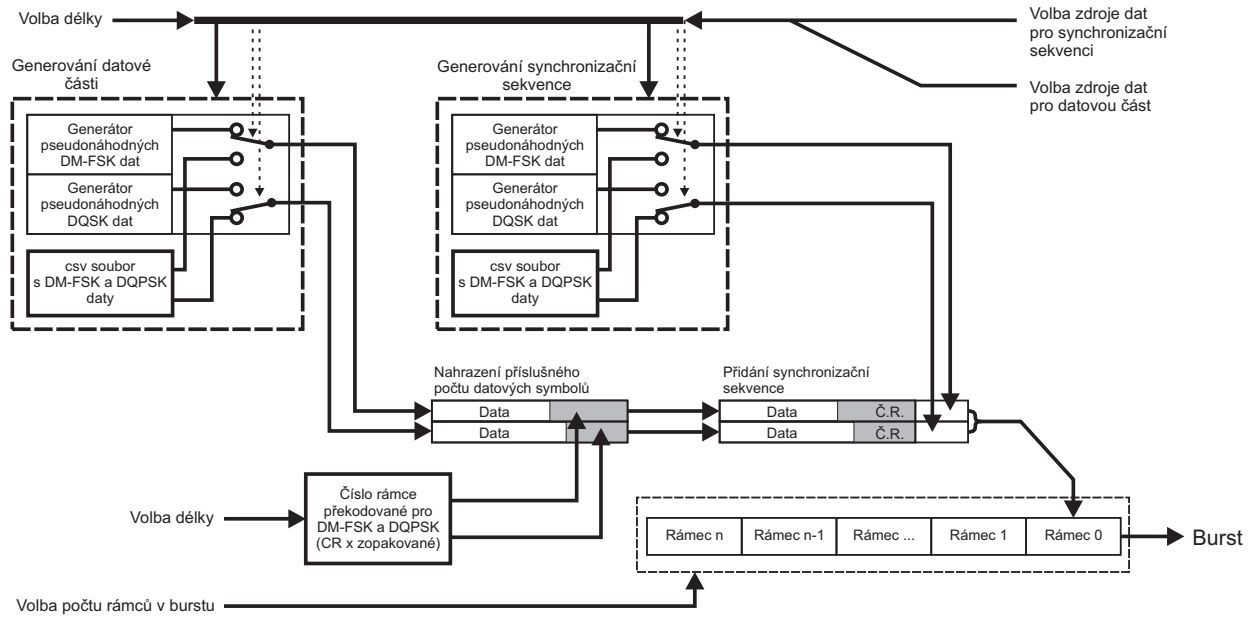
U DM-FSK části je situace obdobná, jeden s tím rozdílem, že každý symbol této modulace přenáší $\log_2(M)$ bitů. Počet symbolů zabraný pro číslo rámce je dán následujícím vztahem:

$$S_{CR,DM-FSK} = CR \left\lceil \frac{8}{\log_2(M)} \right\rceil, \quad (3.14)$$

kde: $S_{CR,DM-FSK}$ je počet symbolů potřebný pro přenesení CR opakování čísla rámce v DM-FSK části,

M Počet stavů DM-FSK modulace,

$\lceil \rceil$ znamená zaokrouhlení nahoru.



Obr. 3.6: Blokové schéma generování rámců a burstů.

Blok generování dat umožňuje volbu ze dvou zdrojů dat. První možností je vygenerování pseudonáhodných dat, a druhou možností je načtení dat ze souboru **.csv*. Uvedené možnosti je možné libovolně kombinovat. Například data pro DQPSK načíst ze souboru a pro DM-FSK vygenerovat pseudonáhodná data.

Generování synchronizační sekvence a datové části probíhá stejným způsobem, ale nezávisle na sobě. Jediný rozdíl je v tom, že synchronizační sekvence je vytvořena pouze jednou, a je vkládána na začátek každého rámce vždy stejná.

Soubor **.csv* pro načtení dat ze souboru musí obsahovat datové prvky zadané dekadicky v následujícím formátu:

datový prvek pro DM-FSK část 1. symbolu; datový prvek pro DQPSK část 1. symbolu
datový prvek pro DM-FSK část 2. symbolu; datový prvek pro DQPSK část 2. symbolu

Například pro vyslání 6 symbolů modulací D8-FSK/DQPSK může mít soubor *data.csv* následující obsah:

7;0
 1;1
 6;2
 2;3
 5;3
 3;2

Je však nutné mít na paměti, že prvních $S_{CR,DM-FSK}$ (resp. $S_{CR,DQPSK}$) symbolů bude přepsáno symboly s číslem rámce. V případě uvedené modulace a výše uvedených

zadaných dat s pouze jednou vyslaným čísle rámce (ve vztazích 3.13 a 3.14 $CR = 1$) budou výsledná data v rámci vypadat následujícím způsobem ($\check{c}r$ reprezentuje symbol zabraný pro číslo rámce):

$$\begin{aligned} &\check{c}r;\check{c}r \\ &\check{c}r;\check{c}r \\ &\check{c}r;\check{c}r \\ &2;\check{c}r \\ &5;3 \\ &3;2 \end{aligned}$$

Protože zadaná data jsou zpracovávána jako 16 bitová (resp. 8 bitová) čísla, mohou svojí dekadickou hodnotou při zadávání přesáhnout maximální dekadickou hodnotu, kterou lze přenést jedním stavem dané modulace. V takovém případě bude ze zadaného 16 bitového (resp. 8 bitového) čísla vybrán logickým násobením příslušný počet ($\log_2(M)$) nejméně významných bitů. Například při použití osmistavové FSK jsou jedním stavem přenášeny 3 bity. Maximální dekadická hodnota přenesitelná jedním stavem bude v tomto případě 7. Pokud bude zadána větší dekadická hodnota než 7, budou z její binární reprezentace logický násobením s číslem $\dots 0111_B$ (7_D) vybrány tři nejnižší bity, které budou přeneseny. Například místo čísla 10_D bude přenášeno číslo 2_D , protože:

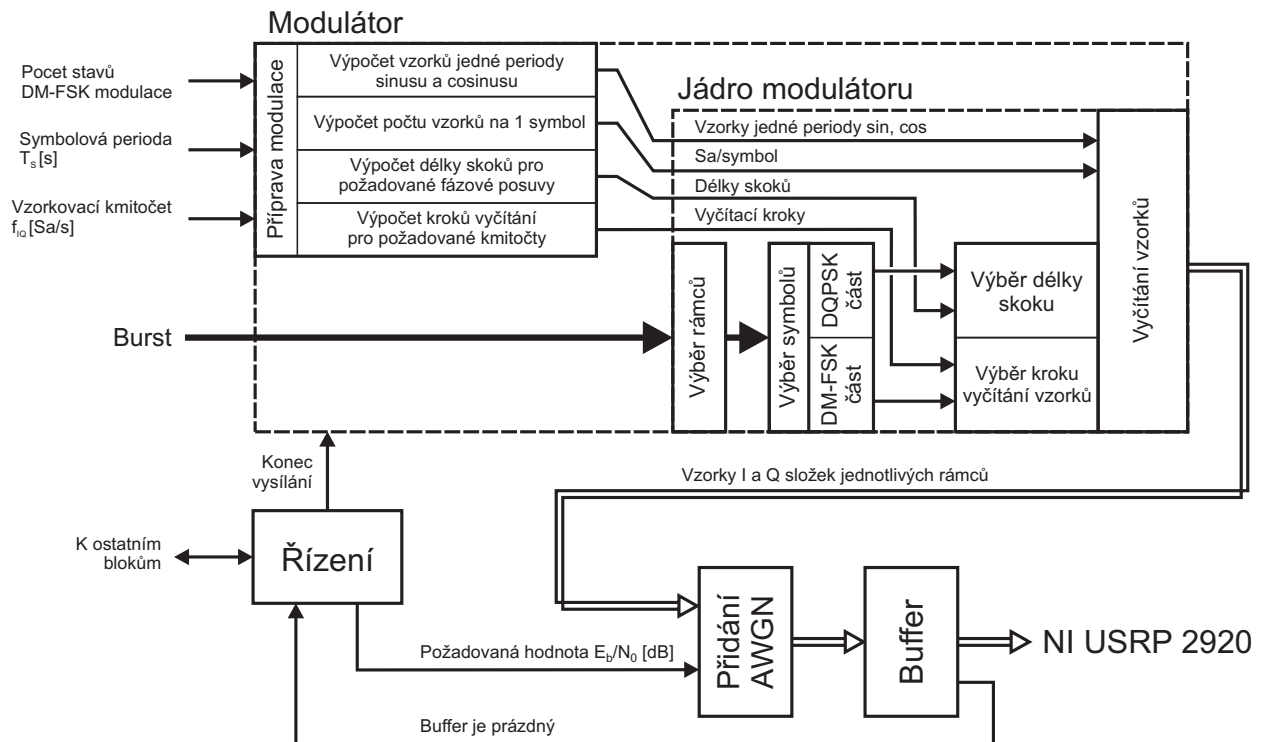
$$\begin{array}{rcl} 10_D & = & 0000\ 0000\ 0000\ 1010_B \\ \times 7_D & = & 0000\ 0000\ 0000\ 0111_B \\ \hline = 2_D & = & 0000\ 0000\ 0000\ 0010_B \end{array}$$

Při vytváření burstů je možné vygenerovat burst, ve kterém mají všechny rámce stejný obsah. V takovém případě bude použit na všech pozicích v burstu rámeček s číslem rámce 0 (první vygenerovaný).

3.2.3 Vysílač

Vysílač v testovací topologii zajišťuje výpočty některých parametrů modulace, vytvoření navzorkovaných časových průběhů I a Q složek vysílaného signálu pro jednotlivé rámce, přidání požadované hodnoty šumu AWGN a předání vzorků I a Q složek rádiu NI USRP 2920. Blokové schéma vysílače je znázorněno na obrázku 3.7.

Samotný vysílač se skládá ze tří hlavních bloků, a to z modulátoru, bloku přidání AWGN a výstupního bufferu. V modulátoru je z dat obsažených v rámci (resp. burstu) podle modulačních parametrů (počtu stavů DM-FSK, délky trvání symbolu T_S a vzorkovací rychlosti f_{IQ}) vytvořen navzorkovaný časový průběh I a Q složek vysílaného signálu. Tento časový průběh je vytvářen postupně pro všechny rámce v burstu. Když je vytvořen časový průběh pro jeden rámeček, je tento signál předán do bloku přidání AWGN. V bloku přidání AWGN je k vzorkům rámce přičten Gaussovský bílý šum s energií dle



Obr. 3.7: Blokové schéma vysílače.

požadovaného parametru E_b/N_0 v dB. Poté jsou I a Q složky rámce umístěny do bufferu, ze kterého jsou postupně vyčítány rádiem USRP. Činnost vysílače je znázorněna ve vývojovém diagramu na obrázku A.2.

Modulátor

Princip funkce realizovaného modulátoru vychází z představy zmíněné v části 3.1.1. Nejprve je v paměti modulátoru vytvořeno pole vzorků jedné periody harmonického signálu (kosinusu) reprezentujícího složku I a pole vzorků jedné periody harmonického signálu o $\pi/2$ posunutého (sinusu) reprezentujícího složku Q. Z těchto polí I a Q vzorků jsou následně jednotlivé vzorky souběžně vyčítány podle přicházejících dat a tím je vytvářen časový průběh I a Q složek vysílaného signálu. Změny signalizačních kmitočtů f_i jsou realizovány změnou inkrementu $ink_{(i)}$ indexů určujících vyčítané prvky pole. Tyto změny jsou řízeny DM-FSK daty obsaženými v aktuálně zpracovávaném rámci. Změny fáze $\Delta\varphi$ jsou realizovány jednorázovým skokem v polích vzorků o vzdálenost danou délkou skoku sk_φ . Změny fáze jsou prováděny na základě DQPSK dat zpracovávaného rámce.

Činnost modulátoru začíná v bloku přípravy modulace. V tomto bloku je vypočítán požadovaný počet vzorků jedné periody sinusového a kosinusového průběhu, jsou zde stanoveny kroky $ink_{(i)}$ vyčítání těchto vzorků pro vytvoření požadovaných kmitočtů, délky skoků při vyčítání vzorků pro vytvoření požadovaných fázových posuvů a počet vzorků na jeden symbol.

Základní perioda sinusové (resp. kosinusové) funkce, ze které budou následně vyčítány vzorky je dána nejnižším signalizačním kmitočtem f_{min} (podle vztahu 3.6): $T_{fmin} = (f_{min})^{-1}$. Na jednu periodu tohoto signálu připadne počet vzorků p daný vztahem:

$$p = \frac{f_{IQ}}{f_{min}}, \quad (3.15)$$

Tyto vzorky jsou uloženy do dvou polí (jedno pro sinus a jedno pro cosinus), ze kterých jsou následně jádrem modulátoru vyčítány. Ze vztahu 3.1 jsou stanoveny kroky vyčítání vzorků. Pro požadovaný i -tý signalizační kmitočet bude dán inkrement indexů $ink_{(i)}$ pro vyčítání vztahem 3.16.

$$ink_{(i)} = 2i - 1 - M; \quad i = 1, 2, 3, \dots, M, \quad (3.16)$$

kde je: $ink_{(i)}$ inkrement indexů pro vyčítání vzorků i -tého signalizačního kmitočtu,
 M počet stavů kmitočtového klíčování.

Délky skoků v polích se vzorky harmonického signálu, určující změny fáze $\Delta\varphi$ závisí na délce tohoto pole dané vztahem 3.15. V tabulce 3.2 jsou uvedeny fázové změny a jim příslušné délky skoků sk_{φ} v poli obsahujícím na jednu periodu harmonického signálu p vzorků.

$\Delta\varphi$ [rad]	0	$+\frac{\pi}{2}$	$+\pi$	$-\frac{\pi}{2}$	(resp. $+\frac{3\pi}{2}$)
sk_{φ} [vzorků]	0	$+\frac{p}{4}$	$+\frac{p}{2}$	$-\frac{p}{4}$	(resp. $+\frac{3p}{4}$)

Tab. 3.2: Změny fáze $\Delta\varphi$ a jim příslušné délky skoků při vyčítání z pole vzorků harmonického signálu.

Počet vzorků I a Q složek potřebný pro vytvoření jednoho symbolu $\#Sa/symbol$ je vypočítán z délky jeho trvání T_S a vzorkovacího kmitočtu f_{IQ} podle vztahu:

$$\#Sa/symbol = [T_S \cdot f_{IQ}] + 1, \quad (3.17)$$

kde $[]$ znamená zaokrouhlení.

Jádro modulátoru zajišťuje výběr rámců z burstu, výběr jednotlivých symbolů v rámci a podle dat v symbolu následně řídí vyčítání vzorků I a Q složek. Na obrázku 3.8 je znázorněno blokové schéma tohoto bloku. Po vybrání rámce z burstu jsou z rámce postupně vybírány jednotlivé symboly. Vybraný symbol je rozdělen na DM-FSK část a DQPSK část. Z DM-FSK části je následně vypočítán podle 3.19 index $i'_{inkr(s)}$, určující v tabulce inkrementů buňku obsahující inkrement $ink_{(i)}$ indexu i_{IQ} pro vyčítání vzorků z pole:

$$i'_{inkr(s)} = i_{inkr(s-1)} + DM-FSK \text{ data} \quad (3.18)$$

$$i_{inkr(s)} = \begin{cases} i'_{inkr(s)}, & \text{pro } i'_{inkr(s)} \leq M - 1 \\ i'_{inkr(s)} - M, & \text{pro } i'_{inkr(s)} > M - 1 \end{cases} \quad (3.19)$$

kde je: $i_{inkr(s)}$ index určující buňku v tabulce inkrementů $ink_{(i)}$ pro symbol s ,
 $i'_{inkr(s)}$ dočasný index,
 M délka tabulky (počet stavu frekv. klíčování).

Pro první symbol v rámci je vždy použita hodnota $i_{inkr(0)} = 0$, odpovídající signalizačnímu kmitočtu f'_{max} . Tabulka 3.3 znázorňuje podobu tabulky inkrementů.

$i_{inkr(s)}$	0	1	M-2	M-1
$ink_{(i)}$	1-M	...	-5	-3	-1	1	3	5	...	M-1

Tab. 3.3: Tabulka inkrementů $ink_{(i)}$ indexu pro vyčítání I a Q vzorků.

Postup při určování délky skoku realizující fázový posuv je analogický s určováním inkrementu indexů:

$$i'_{sk(s)} = i_{sk(s-1)} + DQPSK \text{ data} \quad (3.20)$$

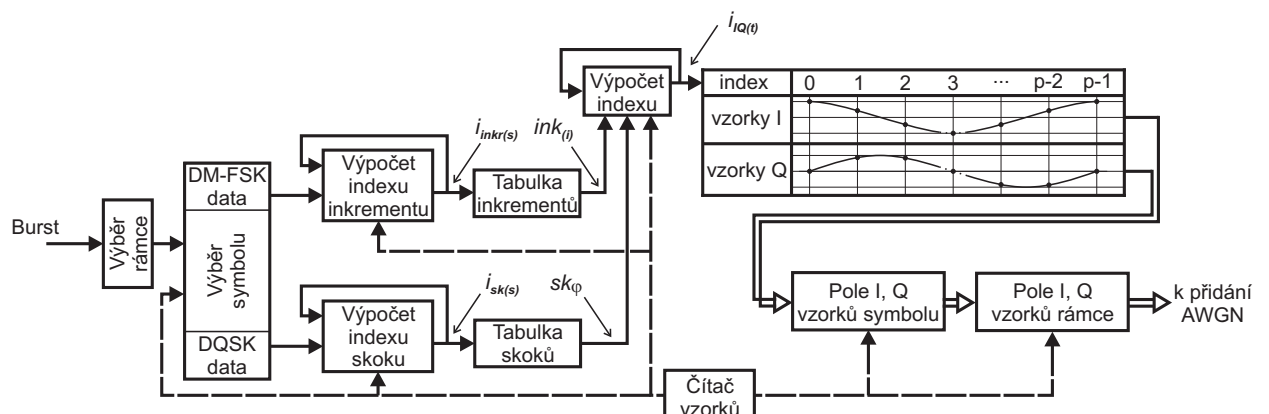
$$i_{sk(s)} = \begin{cases} i'_{sk(s)}, & \text{pro } i'_{sk(s)} \leq 3 \\ i'_{sk(s)} - 4, & \text{pro } i'_{sk(s)} > 3 \end{cases} \quad (3.21)$$

kde je: $i_{sk(s)}$ index určující buňku v tabulce skoků pro symbol s ,
 $i'_{sk(s)}$ dočasný index.

Pro první symbol v rámci je vždy použita hodnota $i_{sk(0)} = 0$, odpovídající fázové změně $\Delta\varphi = 0$. Tabulka 3.4 znázorňuje tabulku skoků.

$i_{sk(s)}$	0	1	2	3
sk_{φ}	0	$+\frac{p}{4}$	$+\frac{p}{2}$	$+\frac{3p}{4}$

Tab. 3.4: Tabulka skoků při vyčítání I a Q vzorků pro realizaci změny fáze $\Delta\varphi$.



Obr. 3.8: Blokové schéma jádra modulátoru.

Z takto určeného inkrementu a délky skoku je následně počítán index i_{IQ} určující konkrétní vzorky I a Q složek. Pro výpočet i_{IQ} je použit vztah 3.22 a 3.23.

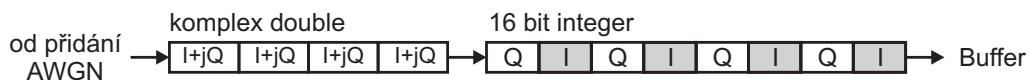
$$i_{IQ(t)} = \begin{cases} i'_{IQ(t)}, & \text{pro } i'_{IQ(t)} \leq p - 1 \\ i'_{IQ(t)} - p, & \text{pro } i'_{IQ(t)} > p - 1, \end{cases} \quad (3.22)$$

kde:

$$i'_{IQ(t)} = \begin{cases} sk_\varphi, & \text{pro první vzorek v symbolu} \\ i_{IQ(t-1)} + ink_{(i)}, & \text{pro jiný než první vzorek v symbolu} \end{cases} \quad (3.23)$$

Délky symbolů jsou určovány počtem vzorků $\#Sa/symbol$. Činnost jádra modulátoru je znázorněna na obrázku A.3. Poté co je vytvořen časový průběh I a Q složek celého symbolu, jsou tyto vzorky zařazeny do pole tvořícího časový průběh I a Q složek rámce.

Po vytvoření kompletního rámce je jeho časový průběh I, Q složek předán bloku přidání AWGN, kde je k těmto složkám přičten bílý Gaussovský šum. Následně jsou takto připravené vzorky rámce převedeny z komplexních čísel typu double na 16 bitová čísla typu integer podle obrázku 3.9 a umístěny do bufferu, ze kterého jsou postupně vyčítány ovladači USRP.



Obr. 3.9: Přetypování vzorků I a Q složek před jejich předáním do USRP.

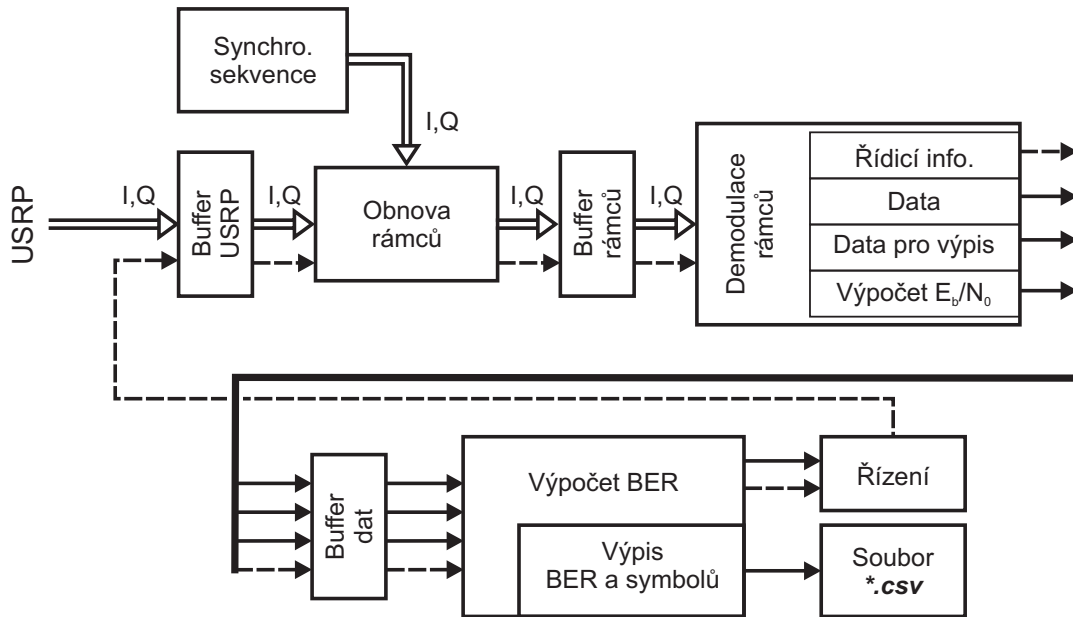
3.2.4 Přijímač

Úkolem přijímače je odebrání a demodulace průběhů I a Q složek, které jsou navzorkovány a ukládány do bufferu rádiem USRP. Obrázek 3.10 znázorňuje blokové schéma přijímače. Z navzorkovaných časových průběhů jsou obnovovány I a Q složky jednotlivých rámců. Obnovené časové průběhy rámců jsou následně demodulovány pomocí nekoherentního demodulátoru založeného na FFT analýze. Demodulovaná data jsou předávána do bloku vyhodnocení, ve kterém je počítána bitová chybovost BER. Vývojový diagram činnosti přijímače je znázorněn v příloze na obrázku A.4.

Synchronizace a obnova rámců

Navzorkované průběhy jsou z USRP přenášeny v podobě vektoru 16 bitových čísel typu integer, ve kterém jsou střídány vzorky I a Q složek. Délka tohoto vektoru vzorků je volitelná. Ještě před uložením vzorků do bufferu jsou vzorky přetypovány na komplexní číslo typu double (obr. 3.11).

Prvním krokem, který je s navzorkovanými průběhy I a Q složek odebranými z bufferu proveden je nalezení začátků rámců a následná obnova I a Q složek celého rámce. Blokové



Obr. 3.10: Blokové schéma přijímače.



Obr. 3.11: Přetypování vzorků získaných z USRP.

schéma obnovy rámců je znázorněno na obrázku 3.12. Hledání začátků rámce je založeno hledání maxima korelace přijatého signálu se známými časovými průběhy synchronizační sekvence.

Korelace je prováděna v I a Q složkách nezávisle. Následně je porovnávána pozice nalezeného maxima absolutní hodnoty korelace v I složce s pozicí maxima absolutní hodnoty korelace Q složky. Pokud se pozice nalezených maxim liší maximálně o určitý definovaný počet vzorků, je za první vzorek rámce prohlášen vzorek na pozici dané průměrem pozic těchto maxim. V opačném případě je závěr takový, že nalezená maxima nenáleží začátku rámce.

Vlivem nevhodných fázových posuvů přijatého signálu a referenčního signálu synchronizační sekvence může dojít k tomu, že výsledná korelace nemá při minimálním vzájemném posuvu ostré maximum, ale minimum. Aby vlivem tohoto jevu nedocházelo k nepřesnému nalezení počátku rámce, jsou hledány maxima absolutní hodnoty vzájemné korelace referenčního a přijímaného signálu.

Do bloku vyřazení nepotřebných vzorků je předána informace, zda byl nalezen začátek rámce a jeho pozice ve zpracovávaném poli. Všechny vzorky ležící ve zpracovávaném poli před začátkem rámce jsou v bloku zahazování nepotřebných vzorků vyřazeny. V případě, že není začátek rámce nalezen je zachován pouze takový počet vzorků z konce zpracovávaného pole, který odpovídá délce synchronizační sekvence.

V případě, že se ve zpracovávaném poli nachází počet vzorků odpovídající délce rámce, daný vztahem 3.17 a počtem symbolů v rámci, jsou tyto vzorky přesunuty z pole zpracovávaných vzorků do bufferu rámců. Zbylé vzorky jsou předány zpět do bloku přidání vzorků, ve kterém je na konec tohoto pole připojeno pole nových vzorků z bufferu USRP. V případě, že se ve zpracovávaném poli nenachází potřebný počet vzorků, je toto pole také předáno do bloku přidání vzorků. Poté se celý proces hledání začátku rámce opakuje.

Demodulace rámců

Demodulace obnovených rámců je založena na FFT analýze jednotlivých symbolů rámce. Blokované schéma demodulátoru je znázorněno na obrázku 3.13.

Nejprve jsou z bufferu rámců přečteny vzorky I a Q složek jednoho rámce. Z těchto vzorků jsou následně vybírány jednotlivé symboly o počtu vzorků daném vztahem 3.17. Na vzorky symbolu je aplikováno okénkování volitelným typem okénka a poté je provedena komplexní N bodová FFT analýza, kde počet bodů N je stanoven podle vztahů uvedených v části 3.2.1. Ve výsledném frekvenčním amplitudovém spektru je nalezena pozice n_S spektrální čáry s maximální amplitudou. Další demodulace již probíhá pro DM-FSK část a DQPSK část modulace nezávisle.

V bloku výpočtu DM-FSK dat jsou ze symbolu demodulována data přenášená frekvenčním klíčováním. Pro názornost popisu funkce této části demodulátoru je na obrázku 3.14 zobrazena situace ve frekvenčním spektru získaném FFT analýzou. Na výstupu bloku FFT je frekvenční spektrum, skládající se z N spektrálních čar, pro kmitočty od $-f_{IQ}/2$ do $f_{IQ}/2$. Signalizační kmitočty se mohou nacházet v šedě vyznačené oblasti od kmitočtu f'_{max} do kmitočtu f_{max} . Těmto kmitočtům odpovídají spektrální čáry s čísly $n_{f_{max}'}$ a $n_{f_{max}}$, pro které platí následující vztahy:

$$n_{f_{max}'} = \frac{N}{2} + \frac{N(1-M)}{2T_S f_{IQ}} \quad (3.24)$$

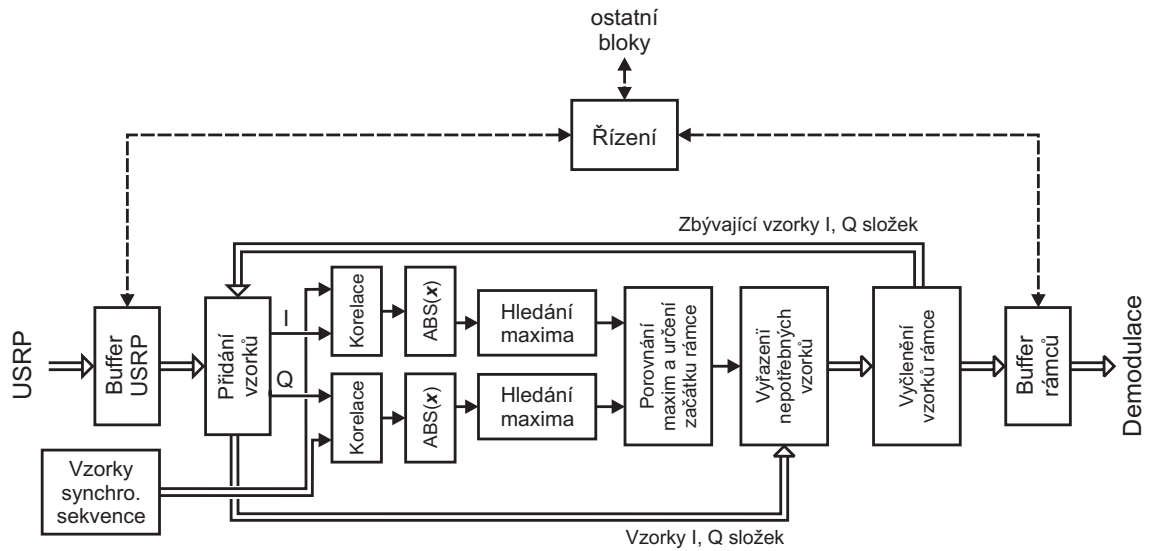
$$n_{f_{max}} = \frac{N}{2} + \frac{N(M-1)}{2T_S f_{IQ}} \quad (3.25)$$

kde je: N počet spektrálních čar (počet bodů, ze kterých je počítána FFT),
 M počet stavů DM-FSK,
 T_S doba trvání symbolu,
 f_{IQ} vzorkovací kmitočet.

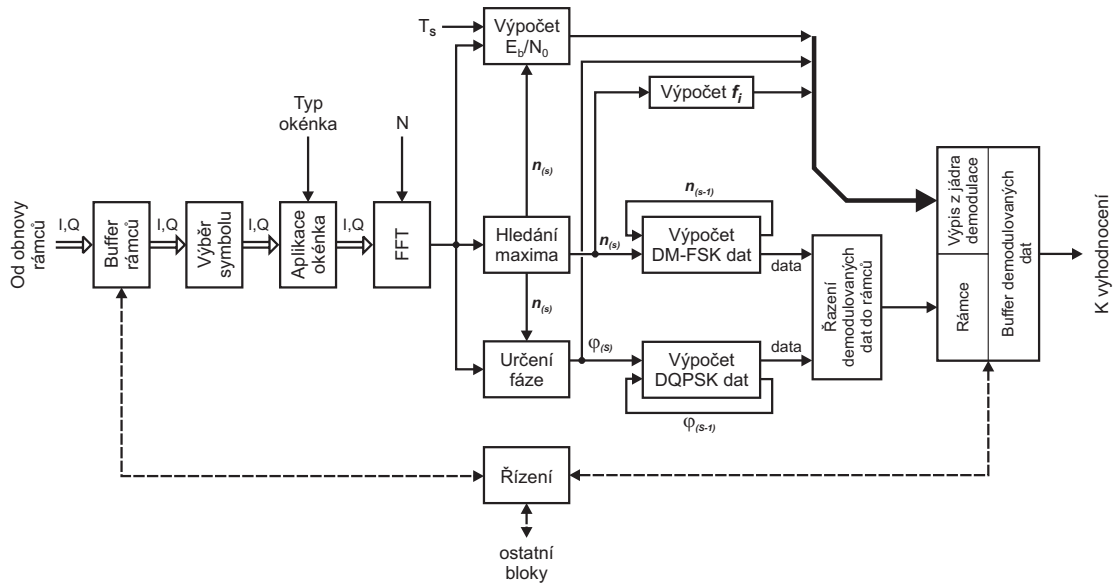
Mezi spektrálními čarami $n_{f_{max}'}$ a $n_{f_{max}}$ se nachází $\Delta n_{f_{max}}$ spektrálních čar. Pro $\Delta n_{f_{max}}$ můžeme psát vztah 3.26 vycházející ze vztahů 3.25 a 3.25.

$$\Delta n_{f_{max}} = n_{f_{max}'} - n_{f_{max}} = k(M-1) \quad (3.26)$$

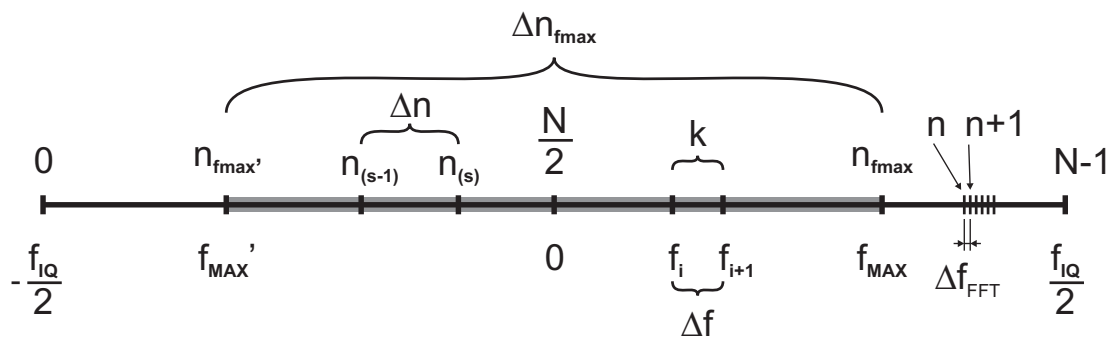
kde je: k konstanta, která určuje počet spektrálních čar na odstup signalizačních kmitočtů Δf . Pro k platí příslušně upravený vztah 3.11.
 M počet stavu DM-FSK.



Obr. 3.12: Blokové schéma obnovy rámců.



Obr. 3.13: Blokové schéma demodulátoru.



Obr. 3.14: Frekvenční osa s vyznačenými významnými spektrálními čarami.

V bloku výpočtu DM-FSK dat je nejprve spočítána vzdálenost spektrálních čar Δn , která je dána následujícím vztahem:

$$\Delta n = n_{(S)} - n_{(S-1)}, \quad (3.27)$$

kde je: $n_{(S)}$ číslo spektrální čáry s maximální amplitudou aktuálně demodulovaného symbolu,
 $n_{(S-1)}$ číslo spektrální čáry s maximální amplitudou předchozího symbolu.

V dalším kroku je již vypočítán datový prvek DM-FSK části aktuálního symbolu podle vztahu 3.28. V podstatě se jedná o přepočítání počtu spektrálních čar mezi nalezenými spektrálními čarami $n_{(S)}$ a $n_{(S-1)}$ na rozdíl hodnot i_S a i_{S-1} . Kde i_S označuje i ze vztahu 3.1 pro S -tý symbol.

$$DM-FSK \text{ data} = \begin{cases} \frac{\Delta n}{k}, & \text{pro } \Delta n \geq 0, \\ \frac{\Delta n + \Delta n_{fmax} + k}{k}, & \text{pro } \Delta n < 0, \end{cases} \quad (3.28)$$

Při demodulaci DQPSK části je v prvním kroku nalezena ve fázovém spektru získaném komplexní FFT analýzou fáze $\varphi_{(S)}$ na pozici $n_{(S)}$ (odpovídající dominantnímu kmitočtu). Následně je vypočítán rozdíl fáze $\Delta\varphi''$ od fáze předchozího symbolu, pro který platí:

$$\Delta\varphi'' = \varphi_{(S)} - \varphi_{(S-1)}, \quad (3.29)$$

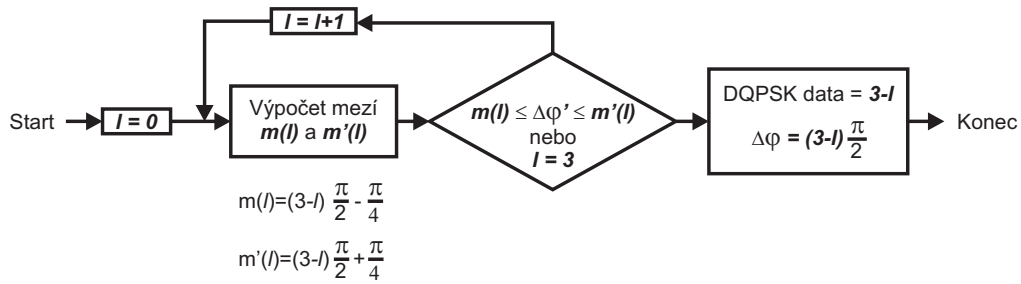
kde je: $\varphi_{(S)}$ fáze dominantního kmitočtu aktuálně demodulovaného symbolu,
 $\varphi_{(S-1)}$ fáze dominantního kmitočtu předchozího symbolu.

Aby byl z tohoto fázového rozdílu získán fázový rozdíl pohybující se v intervalu od 0 do 2π , je vypočítán fázový rozdíl $\Delta\varphi'$ podle vztahu 3.30.

$$\Delta\varphi' = \begin{cases} \Delta\varphi'' \bmod(2\pi), & \text{pro } \Delta\varphi'' \bmod(2\pi) \geq 0 \\ 2\pi + \Delta\varphi'' \bmod(2\pi), & \text{pro } \Delta\varphi'' \bmod(2\pi) < 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

V následujícím kroku je pomocí smyčky vyhledán k fázovému posuvu $\Delta\varphi'$ nejbližší fázový posuv $\Delta\varphi$, který je násobkem $\pi/2$, respektive $\Delta\varphi$ je zaokrouhlení hodnoty $\Delta\varphi'$ k násobkům $\pi/2$. Tento krok je znázorněn na obrázku 3.15. Výstupem této vyhledávací smyčky je již demodulovaný prvek dat DQPSK, odpovídající fázovému posuvu $\Delta\varphi$.

Demodulovaná DM-FSK a DQPSK data jsou následně řazena do rámců. Celé rámce jsou společně s údaji o demodulaci ukládány do buffer, ze kterého jsou následně odebírány blokem vyhodnocení. Údaje o demodulaci slouží k vyhodnocování kvality signálu a případně k analýze chyb vzniklých přenosem. Je zde pro jednotlivé symboly zaznamenán údaj o hodnotě E_b/N_0 , zjištěné hodnoty n_S spolu s jim odpovídajícími kmitočty a hodnoty Δn . Dále jsou zde zaznamenány hodnoty zjištěných fází φ_S a fázové rozdíly $\Delta\varphi''$, $\Delta\varphi'$ a $\Delta\varphi$.



Obr. 3.15: Vývojový diagram demodulace DQPSK dat pomocí vyhledávací smyčky.

3.2.5 Výpočet kvality signálu a chybovosti

Aby bylo možné vyhodnotit energetickou účinnost modulací, je nutné zjistit kvalitu přijímaného signálu a bitovou chybovost demodulovaných dat. Zjišťování kvality signálu je v testované topologii prováděno demodulátorem. Chybovost dat je zjišťována v bloku výpočet BER.

Výpočet E_b/N_0

Výpočet E_b/N_0 je prováděn při demodulaci jednotlivých symbolů. Pro jeden symbol je výpočet schématicky znázorněn na obrázku 3.16. Bílé prvky pole reprezentují užitečný signál a šedé šum. Při výpočtu E_b/N_0 demodulovaného symbolu jsou sečteny amplitudy spektrálních čar ležících do vzdálenosti $1/T_S$ na obě strany od spektrální čáry n_S . Tomu odpovídá k spektrálních čar na každou stranu od n_S , kde k je dáno příslušně upraveným vztahem 3.11. Tím je získán výkon užitečného signálu C , pro kterou je možné psát vztah 3.31.

$$C = \sum_{n=n_S-k}^{n_S+k} a_n, \quad (3.31)$$

kde: n je číslo spektrální čáry,
 n_S je číslo spektrální čáry s maximální amplitudou,
 a_n je amplituda n -té spektrální čáry.

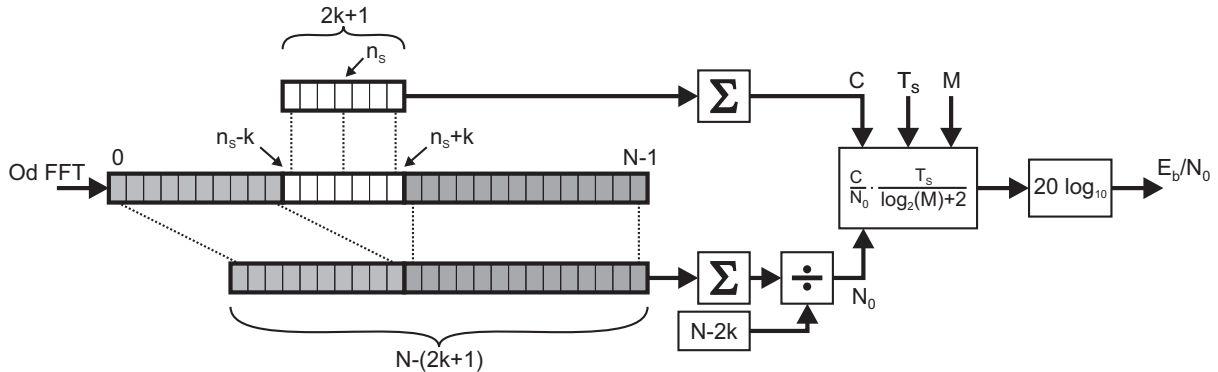
Spektrální výkonová hustota šumu N_0 je dána jako součet amplitud všech spektrálních čar, které nebyly použity pro výpočet C , vydělený šířkou pásma šumu. Počet spektrálních čar šumu je dán použitým počtem bodů FFT analýzy jako $N - (2k + 1)$. Pro získání šumové šířky pásma je nutné počet spektrálních čar šumu vynásobit jejich odstupem Δf_{FFT} . Pro šumovou šířku pásma B_N pak platí:

$$B_N = \Delta f_{FFT}(N - 2k - 1) = \frac{f_{IQ}}{N}(N - 2k - 1), \quad (3.32)$$

Spektrální výkonová hustota šumu N_0 je následně spočítána pomocí vztahu 3.33.

$$N_0 = \frac{1}{B_N} \left(\sum_{n=0}^{n_S-k-1} a_n + \sum_{n=n_S+k+1}^{N-1} a_n \right) \quad (3.33)$$

kde je: B_N šumová šířka pásma,
 N počet bodů FFT.



Obr. 3.16: Schématické znázornění výpočtu E_b/N_0 hybridní modulace DM-FSK/DQPSK. Bílé prvky pole reprezentují užitečný signál a šedé šum.

Pro výpočet parametru E_b/N_0 hybridní modulace DM-FSK/DQPSK je pak možné psát vztah 3.34.

$$\frac{E_b}{N_0} = 20 \log_{10} \left(\frac{C}{N_0} \cdot \frac{T_S}{\log_2(M) + 2} \right), \quad (3.34)$$

kde je: T_S délka trvání symbolu,
 $\log_2(M)$ počet bitů přenesený jedním symbolem DM-FSK částí modulace,
 2 počet bitů přenesený jedním symbolem DQPSK částí modulace.

Pro výpočet E_b/N_0 frekvenčního a fázového klíčování nezávisle je tento vztah upraven do podoby 3.36 pro DM-FSK část, repektive 3.36 pro DQPSK část.

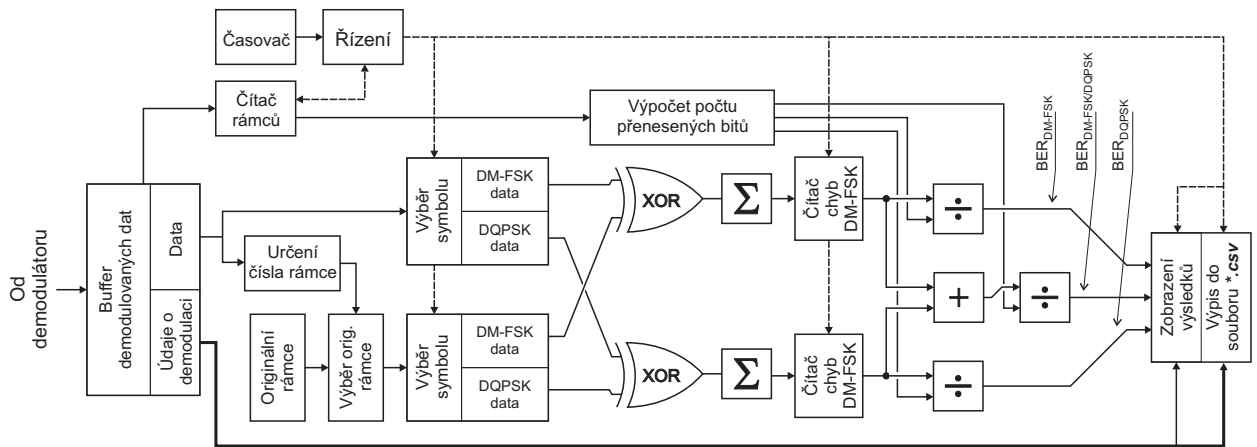
$$\frac{E_b}{N_0} \Big|_{\text{DM-FSK}} = 20 \log_{10} \left(\frac{C}{N_0} \cdot \frac{T_S}{\log_2(M)} \right), \quad (3.35)$$

$$\frac{E_b}{N_0} \Big|_{\text{DQPSK}} = 20 \log_{10} \left(\frac{C}{N_0} \cdot \frac{T_S}{2} \right), \quad (3.36)$$

Výpočet chybovosti

Bitová chybovost BER je definována jako poměr chybně přijatých bitů ku počtu všech přijatých bitů. V bloku výpočtu BER je chybovost přijatých dat zjišťována jejich porovnáním s originální hodnotou. Funkce bloku vyhodnocování chybovosti je znázorněna blokovým schématem na obrázku 3.17. Po přečtení rámce z bufferu demodulovaných dat je určeno jeho číslo. Určování čísla přijatého rámce je založeno na dekódování příslušných

datových prvků v rámci a následném majoritním vyhodnocení. Podle zjištěného čísla přijatého rámce je vybrán rámec s originálními daty.



Obř. 3.17: Blokřev šřevma bloku vyřevnocení a vřevpořevu BER.

Z přijatřevho i originálnířevho řevmce jsou postupně vybřevrány jednotlivřev symboly. Vybraný symbol je rozdřevlen na DM-FSK a DQPSK řevstřev. Chybovost obou řevstřev je vyřevnocovávána nezávisle. Přijatý datový prvek je pomocí exkluzivního souřevtu seřevten s originálním datovým prvkem. Na vřevstupu XOR jsou nastaveny na logickou 1 bity na pozicích, ve kterých se liřevil přijatý datový prvek od původního. Blok oznařený ve šřevmatu jako Σ na svřevm vřevstupu vrací řevslo urřevující pořevt logických 1 na vřevstupu funkce XOR (pořevt chybných bitů v přijatřevm datovém prvku). Tato hodnota je kumulovávána v řevsčítáčích chyb. Po nasčítání chyb ze vřevšřevch symbolů v burřevstě, vyřevjma prvních symbolů v řevmci, jsou spořevčítány bitovřev chybovosti hybridní modulace, frekvencní řevkřevování a fázovřevho řevkřevování. Jednotlivřev chybovosti jsou dány následujřevcími vztahy:

$$BER_{DM-FSK} = \frac{\# ChBit_{DM-FSK}}{\# Bit_{DM-FSK}}, \quad (3.37)$$

$$BER_{DQPSK} = \frac{\# ChBit_{DQPSK}}{\# Bit_{DQPSK}}, \quad (3.38)$$

$$BER_{DM-FSK/DQPSK} = \frac{\# ChBit_{DM-FSK/DQPSK}}{\# Bit_{DM-FSK/DQPSK}}, \quad (3.39)$$

kde: $\# ChBit$ znamená pořevt chybných bitů,
 $\# Bit$ znamená pořevt vřevšřevch bitů,

Počty přenesených bitů $\#Bit$ jsou pro jeden burst dány následujícími vztahy:

$$\#Bit_{DM-FSK} = \#r \cdot (\#s - 1) \cdot \log_2(M), \quad (3.40)$$

$$\#Bit_{DQPSK} = 2 \cdot \#r \cdot (\#s - 1), \quad (3.41)$$

$$\#Bit_{DM-FSK/DQPSK} = \#Bit_{DM-FSK} + \#Bit_{DQPSK}, \quad (3.42)$$

kde je: $\#r$ počet rámců v burstu,
 $\#s$ počet symbolů v rámci,
 M počet stavů DM-FSK,

Do výpočtu chybovosti jsou zahrnuty všechny symboly datové části rámce, symboly přenášející číslo rámce a symboly ze synchronizační sekvence, kromě prvního symbolu. První symbol není do výpočtu chybovosti zahrnut protože testované modulace jsou diferenční a první symbol v rámci proto nemusí být z principu vyhodnocen správně, což by vedlo ke zvýšení výsledné chybovosti.

Důležitým prvkem v bloku vyhodnocování přijatých dat je čítač rámců. Čítač rámců slouží k určení počtu přijatých rámců a tím k určení konce burstu. V okamžiku, kdy jsou vyhodnoceny všechny rámce burstu, jsou předány výsledky vyhodnocování chybovosti blokům zobrazení výsledků a výpisu do souboru **.csv*.

3.2.6 Řízení

V této části bude popsán způsob jakým je řízena činnost testovací topologie. Proces testování energetické účinnosti hybridních modulací je koordinován blokem řízení. Část logiky řízení je však distribuována do jednotlivých bloků vysílače, přijímače a vyhodnocovací části. Blok řízení zajišťuje zadávání požadované kvality signálu vysílači, zobrazování průběžných výsledků a vydání pokynu k ukončení testování.

Průběh testování

Celé testování začíná vygenerováním dat a rámců jednoho burstu. Po vygenerování burstu je blokem řízení vydán vysílači požadavek k vyslání burstu s danou kvalitou signálu. Po obdržení tohoto požadavku začne vysílač vytvářet I a Q složky jednotlivých rámců burstu a přičítat k nim AWGN s požadovanou energií. Takto připravené rámce jsou neprodleně vysílány USRP. Když jsou takto vyslány všechny rámce burstu, tak vysílač přestane vysílat až do okamžiku, kdy obdrží další pokyn k vyslání burstu a požadované E_b/N_0 pro tento burst.

Přijímané rámce burstu jsou demodulovány a předávány k zjištění počtu chybných bitů. Bitová chybovost BER je pak spočítána po vyhodnocení všech rámců v burstu. V případě, že dojde ke ztrátě celého rámce chybou bloku synchronizace, tak blok vyhodnocování chybovosti vyčkává určitou dobu danou časovačem v blokovém schématu

na obrázku 3.17. Pokud nejsou přijaty všechny rámce do určité doby, je spočítána BER pouze pro dosud přijaté rámce.

Vypočítaná chybovost je následně předána spolu se zjištěným E_b/N_0 bloku řízení. V bloku řízení je porovnána s minimální požadovanou hodnotou tohoto parametru. V případě, že není přijatá hodnota menší než minimální požadovaná hodnota tohoto parametru, je vydán vysílači pokyn k vyslání dalšího burstu s požadovaným parametrem E_b/N_0 sníženým o určitou zadanou hodnotu.

Pokud je zjištěná hodnota E_b/N_0 menší než minimální požadovaná, je vysílači vydán blokem řízení pokyn k ukončení činnosti. V takovém případě vysílač zkontroluje, zda je prázdný buffer I a Q složek rámců určených k vysílání. Pokud je tento buffer prázdný, předá vysílač informaci o ukončení činnosti přijímači a ukončí svoji činnost. V případě, že buffer prázdný není, vyčká do jeho vyprázdnění a pak ukončí svoji činnost stejným způsobem jako v předešlém případě. Přijímač okamžitě po obdržení zprávy o ukončení činnosti vysílače přestane odebírat data z USRP a předá informaci o ukončení své činnosti bloku obnovy rámců. Blok obnovy rámců ukončuje svoji činnost po vyprázdnění bufferu USRP na obrázku 3.10. Informace o ukončení činnosti bloku obnovy rámců je předána bloku demodulace rámců, který ukončí svoji činnost obdobným způsobem jako blok obnovy rámců a předá informaci o ukončení činnosti bloku výpočtu BER a vyhodnocení. Blok vyhodnocení ukončí svoji činnost opět obdobným způsobem a informuje o skončení své činnosti blok řízení. Blok řízení zobrazí výsledky testování a následně skončí svoji činnost také. Tím je ukončena činnost celé testovací topologie.

Řízení činnosti testovací topologie v případě, že je požadovaná hodnota parametru E_b/N_0 zadávána ručně nebo je přidávání AWGN úplně vyřazeno, probíhá obdobným způsobem. Jediným rozdílem od předchozího případu je to, že hodnota E_b/N_0 je měněna ručně. Pokud není hodnota požadovaného E_b/N_0 změněna, je burst vyslán se stejnou hodnotou jako burst předchozí.

Testování může být také ukončeno kdykoli ručně. V takovém případě je předán vysílači pokyn k ukončení činnosti při první možné příležitosti (poté co obdrží blok řízení informaci o přijetí a vyhodnocení burstu).

3.2.7 Analýza průběhu testování

Testovací topologie umožňuje z důvodů odladění a sledování funkce zobrazení řady mezivýsledků. V této části budou popsány některé možnosti sledování a zpětné analýzy průběhu testování.

Výpis demodulačních údajů do souboru

Součástí bloku výpočtu chybovosti je výpis údajů o demodulaci do souboru **.csv*. Testovací topologie umožňuje tři režimy výpisu těchto údajů.

V základním režimu je pro každý přijatý burst do souboru zapsán údaj o zjištěné kvalitě signálu, a o chybovostech BER_{DM-FSK} , BER_{DQPSK} a $BER_{DM-FSK/DQPSK}$.

Druhou možností je podrobný výpis chybně přijatých symbolů. V tomto režimu je pro každý rámeček zaznamenán údaj o zjištěné průměrné hodnotě E_b/N_0 a o zjištěném čísle rámečku. Dále pak je pro každý chybný symbol zaznamenáno číslo symbolu, zvlášť pro DM-FSK a DQPSK části dekadická a binární hodnota vyslaných a přijatých dat, binární hodnota na výstupu XOR a dekadická hodnota na výstupu bloku Σ v blokovém schématu na obrázku 3.17. Kromě těchto dat je pro DM-FSK část zaznamenáno číslo spektrální čáry s maximální amplitudou n_S , tomu odpovídající kmitočet f_i , vzdálenost Δn podle vztahu 3.27 a tomu odpovídající změna kmitočtu oproti předchozímu symbolu. Obdobně pro DQPSK část jsou zaznamenány zjištěná fáze symbolu φ_S , rozdíl fází $\Delta\varphi''$ podle vztahu 3.29 a vyhodnocený rozdíl fází na výstupu vyhledávací smyčky $\Delta\varphi$ podle diagramu z obrázku 3.15. Na konci každého burstu je zaznamenán údaj o průměrné hodnotě E_b/N_0 a o chybovostech BER_{DM-FSK} , BER_{DQPSK} a $BER_{DM-FSK/DQPSK}$.

Třetí režim je po obsahové stránce podobný předchozímu režimu, s tím rozdílem, že zmíněné údaje zaznamenává pro úplně všechny symboly. Tento režim však vede ke značnému zpomalení celého průběhu testování což může způsobovat problémy. Výsledný soubor s daty pak může obsahovat řádově desítky tisíc řádků.

Na obrázku 3.18 a 3.19 je uvedena ukázková část souboru s výpisem chybných symbolů. V prvním řádku na obrázku 3.18 je číslo rámečku, přijaté číslo rámečku a jeho E_b/N_0 . Přijaté číslo rámečku je pro všechny rámečky 0 protože byl vyslán na všech pozicích stejný rámeček (podle části 3.2.2). Sloupeček označený jako symbol určuje pořadí symbolu v rámečku. Dále následují sloupečky s následujícími údaji v tomto pořadí: dekadická reprezentace originálních DM-FSK dat, dekadická reprezentace přijatých DM-FSK dat, binární reprezentace orig. DM-FSK dat, binární reprezentace přijatých DM-FSK dat, binární reprezentace (orig. \oplus přijatých) DM-FSK dat, počet rozdílných bitů v přijatých a orig. datech, n_S , frekvence odpovídající n_S , Δn , rozdíl kmitočtů odpovídající Δn . Poslední tři řádky obsahují informaci o BER_{DM-FSK} , $BER_{DM-FSK/DQPSK}$ a E_b/N_0 pro uvedený burst. Na obrázku 3.19 má prvních 8 sloupečků obdobný význam jako na obrázku 3.18, ale pro DQPSK část modulace. Další sloupečky obsahují následující informace v uvedeném pořadí: φ_S , $\Delta\varphi''$ a $\Delta\varphi$.

Zobrazení I a Q složek rámečků

Druhou možností jak analyzovat průběh testování je záznam navzorkovaných průběhů I a Q složek vysílaných a přijímaných rámečků. Zaznamenané rámečky je poté možné pomocí bloku analýzy rámečků prohlížet a vzájemně porovnávat vyslané a přijaté průběhy. Z principu funkce tohoto způsobu analyzování průběhu testování je zřejmé, že klade značné nároky na paměť PC. Proto je tato varianta analýzy použitelná jen pro modulace s relativně krátkými rámečky.

Aktivace záznamu rámců se provádí zásahem do příslušných bloků programového schématu před začátkem testování. Ve vysílači je možné zaznamenávat vysílané průběhy rámců před přidáním AWGN, nebo po přidání AWGN. V přijímači probíhá záznam rámců v bloku demodulace rámců. Jednotlivé vzorky všech rámců jsou ukládány do paměti počítače. Po ukončení testování je možné tyto vzorky prohlížet pomocí programového bloku analýzy rámců.

Blok analýzy rámců umožňuje výběr jednotlivých rámců. Ze zvoleného rámce je možné vybrat určitý počet symbolů od zvoleného symbolu v rámci. Pro takto vybranou částí vyslaného a přijatého rámce je možné zobrazit časový průběh I a Q složek, IQ diagram, Modulační obálku a časový průběh fáze. Dále je možné zobrazit pro tuto část vyslaného a přijatého rámce frekvenční spektrum a vzájemnou korelaci vyslaného a přijatého rámce.

Ramec	45	Rx cislo	0	Eb/N0 Hybr	9,271	Eb/N0 DM-FSK	11,49	Eb/N0 DQPSK	13,251			
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	n(s)	Freq n(s) [Hz]	Delta n	Delta f [Hz]	
D8-FSK	653	3	3	11	11	0	0	237	-39478,059	26	54022,606	
Ramec	46	Rx cislo	0	Eb/N0 Hybr	9,162	Eb/N0 DM-FSK	11,38	Eb/N0 DQPSK	13,141			
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	n(s)	Freq n(s) [Hz]	Delta n	Delta f [Hz]	
D8-FSK	64	5	5	101	101	0	0	283	56100,399	38	78956,117	
D8-FSK	414	1	1	1	1	0	0	251	-10388,963	6	12466,755	
Ramec	47	Rx cislo	0	Eb/N0 Hybr	9,239	Eb/N0 DM-FSK	11,458	Eb/N0 DQPSK	13,218			
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	n(s)	Freq n(s) [Hz]	Delta n	Delta f [Hz]	
D8-FSK	76	6	6	110	110	0	0	229	-56100,399	50	103889,628	
D8-FSK	870	1	1	1	1	0	0	267	22855,718	6	12466,755	
Ramec	48	Rx cislo	0	Eb/N0 Hybr	9,175	Eb/N0 DM-FSK	11,393	Eb/N0 DQPSK	13,154			
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	n(s)	Freq n(s) [Hz]	Delta n	Delta f [Hz]	
D8-FSK	274	7	7	111	111	0	0	269	27011,303	58	120511,968	
D8-FSK	346	1	1	1	1	0	0	243	-27011,303	6	12466,755	
Ramec	49	Rx cislo	0	Eb/N0 Hybr	9,268	Eb/N0 DM-FSK	11,487	Eb/N0 DQPSK	13,248			
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	n(s)	Freq n(s) [Hz]	Delta n	Delta f [Hz]	
D8-FSK	352	7	7	111	111	0	0	283	56100,399	54	112200,798	
D8-FSK	491	6	6	110	110	0	0	269	27011,303	50	103889,628	
D8-FSK	674	3	3	11	11	0	0	229	-56100,399	25	51944,814	
D8-FSK	876	2	2	10	10	0	0	236	-41555,851	17	35322,473	
Chybovost-DMFSK		0,00E+00 (BER)										
Chybovost-DMFSK/DQPSK		6,12E-04 (BER)										
Eb/N0 Hybr[dB]		9,219	Eb/N0 DM-FSK[dB]		11,438	Eb/N0 DQPSK[dB]		13,199				

Obr. 3.18: První část obsahu souboru s výpisem chybně přijatých symbolů.

Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	Phi(s) [rad]	Delta_Phi-2 [rad]	Delta_Phi [rad]
DQPSK	653	0	3	0	11	11	2	2,023542	-0,920489	4,712389
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	Phi(s) [rad]	Delta_Phi-2 [rad]	Delta_Phi [rad]
DQPSK	64	3	0	11	0	11	2	-0,185443	-0,708057	0
DQPSK	414	2	3	10	11	1	1	-0,157971	-2,349107	4,712389
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	Phi(s) [rad]	Delta_Phi-2 [rad]	Delta_Phi [rad]
DQPSK	76	0	3	0	11	11	2	-2,536079	-0,883766	4,712389
DQPSK	870	3	0	11	0	11	2	-0,253317	-0,76666	0
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	Phi(s) [rad]	Delta_Phi-2 [rad]	Delta_Phi [rad]
DQPSK	274	0	3	0	11	11	2	0,625141	-0,830912	4,712389
DQPSK	346	0	1	0	1	1	1	-0,262272	0,861962	1,570796
Mod	Symbol	Vygen_dec	Dem_dec	Vygen_bin	Dem_bin	XOR_bin	SUM_xor	Phi(s) [rad]	Delta_Phi-2 [rad]	Delta_Phi [rad]
DQPSK	352	1	2	1	10	11	2	-1,67633	-3,615141	3,141593
DQPSK	491	0	3	0	11	11	2	-2,560669	-0,812352	4,712389
DQPSK	674	0	3	0	11	11	2	-2,920617	-0,790887	4,712389
DQPSK	876	0	3	0	11	11	2	-0,8646	-0,796174	4,712389
Chybavost-DQPSK		1,53E-03 (BER)								

Obr. 3.19: Druhá část obsahu souboru s výpisem chybně přijatých symbolů.

3.2.8 Programové bloky testovací topologie

V této části bude stručně popsána funkce jednotlivých programových bloků, vytvořených v programovacím prostředí LabView, realizujících celou testovací topologii, a jejich souvislost s výše popsanými bloky testovací topologie. Součástí této části práce je také popis ovládání testovací topologie.

Programové bloky

Struktura programu realizujícího testovací topologii je znázorněna v příloze B.

Bloky sloužící k ovládání testovacího programu:

Test_Radio_v6-usrp.vi - hlavní program. V tomto bloku jsou nastaveny parametry pro komunikaci s USRP, požadované parametry rámců a burstu, parametry modulace, parametry přidávání AWGN, a požadované výstupy testu.

Rizeni.vi - zajišťuje vydávání požadavku na vyslání burstu a ukončení testu. V průběhu testu je v ovládacím panelu možné sledovat průběžné výsledky testování kvality. Je zde možné ručně nastavovat hodnotu E_b/N_0 v případě, že je zapnutý manuální režim. V tomto bloku je také zadáván požadavek na ruční ukončení testu.

Sledovani.vi - slouží ke sledování průběžného počtu vyhodnocených burstů a rámců, času mezi vyhodnocením posledních dvou rámců, aktuální chybovosti a počtu ztracených rámců.

Analyza_Tx_Rx_ramcu.vi - slouží k analyzování I a Q složek vyslaných a přijatých rámců podle části 3.2.7 v případě, že je v příslušných blokových schématech programů vysílače a přijímače povolen záznam vzorků.

Bloky generování dat a podpůrné bloky:

nahodny_U64.vi - vygenerování náhodného 64 bitového čísla typu unsigned.

Generovani_dat_v2.vi - vygenerování synchronizační sekvence a datových částí rámce.

Generovani_ramcu_v7.vi - vytvoření rámců z dat vygenerovaných blokem *Generovani_dat_v2.vi*.

nastaveni_USRP.vi - zajišťuje nastavení požadovaných parametrů činnosti USRP. (f_{IQ} , nosný kmitočet f_C , zisk G , anténní vstupy)

nastaveni_vypisu.vi - vytvoření souboru pro výpis informací o demodulaci a nastavení požadavků výpisu.

prekodovani_z_I32.vi - překódování 32 bitového čísla typu integer na několik n-bitových čísel. Slouží k zakódování čísla rámce do datových symbolů rámce podle části 3.2.2.

prekodovani_do_I32.vi - provádí inverzní operaci k *prekodovani_z_I32.vi*.

Komunikace.vi - vytvoření komunikačních kanálů pro přenos řídicích informací mezi jednotlivými bloky programu.

vypocet_IQr_v7_usrp.vi - stanovení vzorkovacího kmitočtu a délky FFT podle části 3.2.1.

Bloky vysílače:

Radio_TX_usrp.vi - hlavní programový blok vysílače. Po obdržení požadavku na vyslání burstu zahájí vysílání.

modulator_v6_usrp.vi - prostřednictvím následujících bloků programu zajišťuje vytvoření časových průběhů IQ složek rámce přidání šumu a předání vzorků USRP. V tomto bloku je možné aktivovat záznam I a Q složek rámců a to buď před přidáním nebo po přidání šumu.

priprava_modulace_v6.vi - výpočet vzorků jedné periody kosinusového a sinusového průběhu, inkrementů vyčítání, délek skoků a počtu vzorků na jeden symbol.

modulator_jadro_v6.vi - zajišťuje vyčítání vzorků při vytváření I a Q složek jednotlivých rámců.

pridani_AWGN_v6.vi - zajišťuje přidání AWGN s takovou energií aby bylo dosaženo požadované hodnoty E_b/N_0 .

Bloky přijímače:

Radio_RX-usrp.vi - hlavní blok přijímače. Sdružuje bloky *demodulator_v5-usrp.vi* a *vyhodnoceni.vi*

demodulator_v5-usrp.vi - hlavní blok demodulátoru. Zajišťuje odebírání vzorků z USRP, obnovu rámců a jejich demodulaci.

obnova_ramcu.vi - hlavní blok obnovy rámců.

xcorr_v4.vi - výpočet korelace v I a Q složkách.

xcorr_synchro_sekv.vi - nalezení začátku rámce.

priprava_ramcu.vi - vyčlenění vzorků jednoho rámce z pole přijatých vzorků. V tomto bloku se provádí aktivace záznamu vzorků I a Q složek pro analýzu podle částí 3.2.7.

demodulace_ramcu.vi - hlavní blok demodulace jednotlivých rámců.

FFT_jadro_v6.vi - okénkování, výpočet FFT a demodulace DM-SFK a DQPSK částí rámce.

vypocet_CN0.vi - výpočet parametru C/N_0 .

vyhodnoceni.vi - hlavní blok vyhodnocení kvality signálu a chybovosti.

vypocet_BER_s_urcenimCR.vi - určení čísla rámce a následné vyhodnocení chybovosti.

vypocet_BER_jadro.vi - součást předchozího bloku obsahující výpočet BER.

urceni_cisla_ramce_v2.vi - dekódování datových částí obsahujících číslo rámce pomocí bloku *prekodovani_do_I32.vi* a následné majoritní vyhodnocení čísla přijatého rámce.

vykresleni_BER.vi - vytvoření grafického znázornění závislosti BER na E_b/N_0 .

vypis_BER.vi - vypsání změřených hodnot E_b/N_0 a BER do samostatného souboru **.csv* na konci testu.

prepocet_EbN0.vi - přepočítání C/N_0 na E_b/N_0 pro hybridní modulaci a její DM-FSK a DQPSK části.

vypis_hlavicka.vi - výpis hlaviček pro jednotlivé rámce při výpisu symbolů a údajů o demodulaci do **.csv* souboru.

vypisvEbN0.vi - výpis E_b/N_0 burstu do **.csv* souboru s údaji o demodulaci.

vypis.vi - výpisy údajů o demodulaci jednotlivých symbolů do **.csv* souboru.

Popis ovládání

Před zahájením testování je nutné nastavit řadu požadovaných parametrů průběhu testu. Většina parametrů je nastavována prostřednictvím bloku hlavního programu. V příloze C.2 je zobrazen ovládací panel hlavního programu *Test_Radio_v6-usrp.vi*. V průběhu testu je pak možné měnit pouze některé parametry prostřednictvím bloku *řízení.vi*. Ovládací panel tohoto bloku je znázorněn v příloze na obrázku C.1. V následujících tabulkách jsou popsány jednotlivé ovládací prvky těchto bloků.

1	Nastavení mezních hodnot E_b/N_0 a inkrementu E_b/N_0 . Prostřednictvím tohoto bloku je v průběhu testu možné změnit inkrement a minimální požadovanou hodnotu E_b/N_0 . V případě manuálního nastavování požadované hodnoty E_b/N_0 je možné provádět v průběhu testu změny prostřednictvím ovládacího prvku E_b/N_{0max} .
2	Grafické zobrazení průběžných výsledků testu.
3	Nastavení doby, po kterou je čekáno na informaci o příjmu burstu před vysláním požadavku na odvysílání dalšího burstu. Záporné hodnoty znamenají neomezené čekání.
4	Manuální ukončení testu.
5	<i>Auto stop</i> umožňuje automatické ukončení testu v případě, že se zaokrouhlená zjištěná hodnota E_b/N_0 neliší od předchozí zaokrouhlené hodnoty. <i>Auto stop</i> definuje míru zaokrouhlení následujícím způsobem: 10 - zaokrouhlení na desetiny, 100 - zaokrouhlení na setiny, ..., 0 - tento způsob ukončení testu nebude použit.
6	Informace o aktuální požadované hodnotě E_b/N_0 .
7	Informace o hodnotách E_b/N_0 pro naposledy přijatý burst.
8	Informace o hodnotách <i>BER</i> pro naposledy přijatý burst.
9	Čas zahájení testu.
10	Čas uplynulý od začátku testu.

Tab. 3.5: Popis „čelního panelu“ programového bloku *Řízení.vi*. (Popis k obrázku C.1)

1	Nastavení TCP/IP spojení USRP a PC. Nastavení nosné frekvence, zisku a použitého anténního vstupu USRP pro vysílání a příjem.
2	Nastavení použitých zdrojů DM-FSK a DQPSK dat a cesty k *.csv souboru s daty v případě načítání dat ze souboru.
3	Nastavení zdroje dat pro synchronizační sekvenci a cesty k *.csv souboru s daty pro synchronizační sekvenci.
4	Nastavení počtu rámců v burstu, délky synchronizační sekvence, délky datové části a počtu opakování čísla rámce v datové části.
5	Nastavení cesty k souboru pro výpis demodulačních údajů a cesty k souboru pro výpis E_b/N_0 a BER na konci testu.
6	Nastavení výpisu údajů o demodulaci. Pokud je zvolena možnost <i>Podrobný</i> jsou zaznamenávány chybně přijaté symboly nebo všechny přijaté symboly. Pokud tato možnost není zvolena je zaznamenávána hodnota E_b/N_0 a BER pro celý burst.
7	Volba způsobu přidávání AWGN. Přidávání AWGN zapnuto/vypnuto. Automatická/ruční změna požadovaného E_b/N_0 .
8	Nastavení mezních hodnot E_b/N_0 a inkrementu E_b/N_0 . Ovládací prvek <i>Auto stop</i> je popsán v tabulce 3.5.
9	Výpis chybových hlášení.
10	Nastavení maximálního vzorkovacího kmitočtu, definování délky vektoru s přijímanými vzorky předávaného z USRP do PC a informace o $\#Sa/symbol$.
11	$\#sy. sumu$ umožňuje před každý rámec vložit úsek šumu s délkou definovanou pomocí délky symbolu (např.: číslo 1 znamená vložení šumu o délce jednoho symbolu). Nastavení maximální doby mezi příjmem dvou rámců (Timeout V) a timeoutu bloku řízení (Timeout R) popsaného bodem 3 v tabulce 3.5. Hodnota -1 znamená nekonečně dlouhý.
12	Nastavení požadovaného tvaru okénka pro demodulátor a informace o počtu bodů FFT analýzy.
13	Nastavení počtu stavů DM-FSK, požadované zabrané šířky pásma B nebo délky trvání symbolu T_S .
14	Informace o hodnotách zabrané šířky pásma B , použité vzorkovací rychlosti f_{IQ} a délce trvání symbolu T_S po úpravě podle skutečné vzorkovací rychlosti použité USRP.

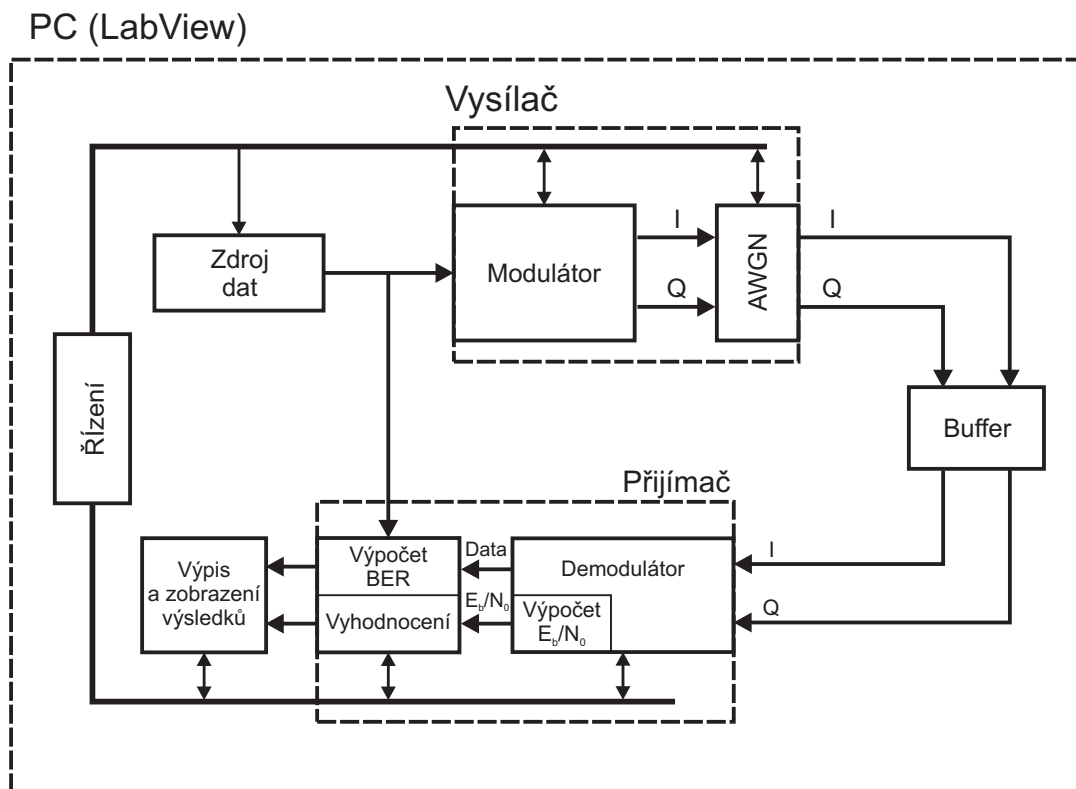
Tab. 3.6: Popis „čelního panelu“ hlavního programu *Test_Radio_v6-usrp.vi*. (Popis k obrázku C.2)

3.3 Simulační testovací topologie

Při vytváření testovací topologie byla většina funkčních a programových bloků nejprve testována pomocí simulační topologie. Simulační topologie umožňuje simulaci celého průběhu testování energetické účinnosti modulací bez použití USRP. Blokové schéma simulační topologie je znázorněno na obrázku 3.20.

Většina bloků simulační topologie funguje shodným způsobem jako ve výše popsané testovací topologii. Hlavní rozdíl od popsané testovací topologie je v tom, že nevyužívá pro svoji činnost USRP. Vzorky časových průběhů I a Q složek rámců jsou vysílačem umístěny do bufferu. Z tohoto bufferu však nejsou vysílány pomocí USRP, ale rovnou odebrány přijímačem. Demodulace probíhá stejným způsobem jako u testovací topologie.

Simulační topologie umožňuje stejně jako topologie testovací analyzování demodulovaných dat popsané v části 3.2.7. Analýzu časových průběhů I a Q složek umožňuje obdobným způsobem jako je popsáno v části 3.2.7. Analýza časových průběhů IQ složek je však prováděna pouze pro rámce na výstupu vysílače s vyřazeným přijímačem. Porovnávání časových průběhů I a Q složek rámců ve vysílači a v přijímači nemá v podstatě význam, protože nejsou jednotlivé rámce skutečně vysílány a proto jsou vzorky na vstupu demodulátoru shodné se vzorky na výstupu modulátoru.



Obr. 3.20: Blokové schéma testovací topologie pro simulace.

3.4 Zjištěné výsledky a porovnání s konvenčními modulacemi

Testování hybridních modulací bylo provedeno jak simulační testovací topologií, tak pomocí testovací topologie využívající USRP. V tabulkách 3.7, 3.8 a 3.9 jsou uvedeny použité modulační parametry pro simulace a testy s USRP.

Pro všechny typy testovaných modulací byly voleny počty symbolů v rámci a rámců v burstu takovým způsobem, aby bylo přeneseno minimálně 300 000 bitů. Pro testování byly použity vždy stejné rámce v burstu, aby bylo zamezeno chybám způsobeným chybným vyhodnocením čísla přijatého rámce při nižších poměrech E_b/N_0 . Při všech testech bylo v demodulátoru použito okénkování okénkem typu Kaiser, které vykazovalo ze všech dostupných okének nejmenší poměr E_b/N_0 při výskytu prvních chybně vyhodnocených symbolů.

Na obrázku 3.21 jsou uvedeny zjištěné chybovosti pro simulaci, a na obrázku 3.22 jsou uvedeny zjištěné výsledky při použití USRP. V příloze D jsou pro jednotlivé hybridní modulace znázorněny chybovosti jejich jednotlivých částí. Pro porovnání jsou na obrázcích 3.23 až 3.25 uvedeny teoretické závislosti chybovostí hybridních a konvenčních modulací uvedené v [1]. V tabulce 3.10 jsou porovnány spektrální účinnosti hybridních modulací DM-FSK/DQPSK s konvenčními modulacemi.

M	2	4	8	16	32	64	128	256
$\#Sa/symbol$	17	33	65	129	257	513	1025	2049
$\#s$	1000	1000	1000	1000	500	500	500	500
$\#r$	100	75	60	50	86	75	67	60

Tab. 3.7: Nastavení parametrů modulací použité pro simulace i testování s USRP.

M	2	4	8	16	32	64	128	256
$B[kHz]$	149,254	149,701	150,0	149,912	150,0	149,977	150,0	149,994
$f_{IQ}[kHz]$	796,020	958,083	1066,667	1128,747	1163,636	1181,357	1190,698	1195,284
$T_S[\mu s]$	20,1	33,4	60,0	113,4	220,0	433,4	860,0	1713,4
N	128	256	512	512	1024	2048	4096	8192

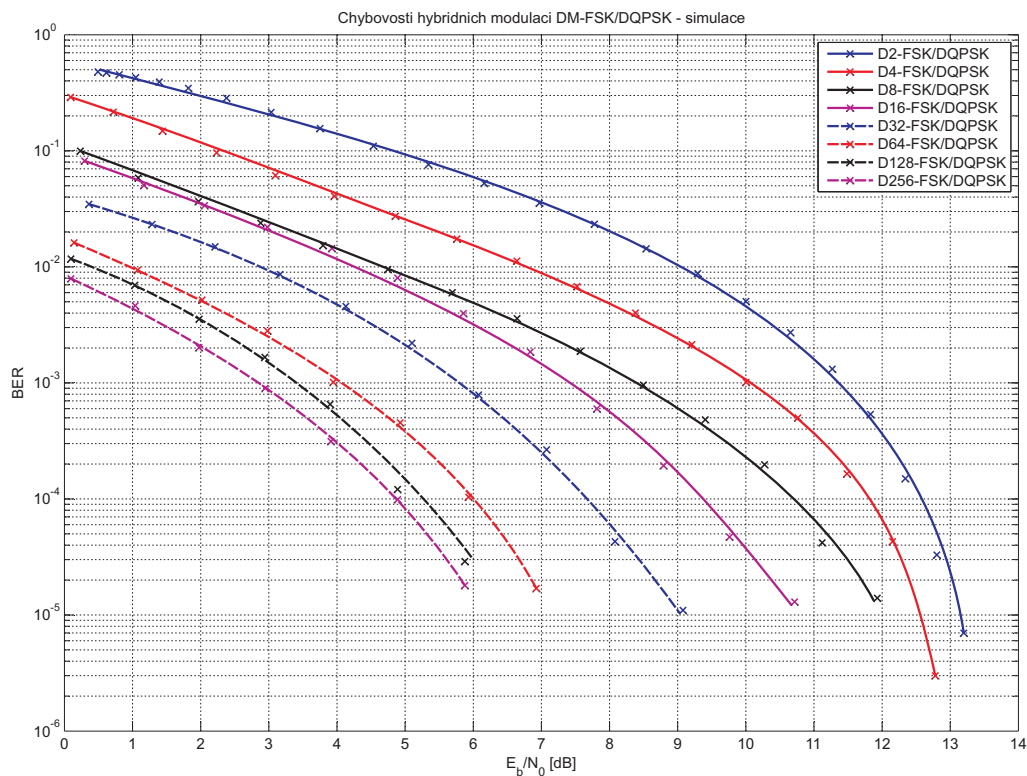
Tab. 3.8: Nastavení parametrů modulací použitých při simulacích.

M	2	4	8	16	32
$B[kHz]$	148,810	148,810	149,601	149,228	149,891
$f_{IQ}[kHz]$	793,651	952,381	1063,830	1123,600	1162,790
$T_S[\mu s]$	20,16	33,60	60,16	113,92	220,16
$f_C[MHz]$	435	435	435	435	435

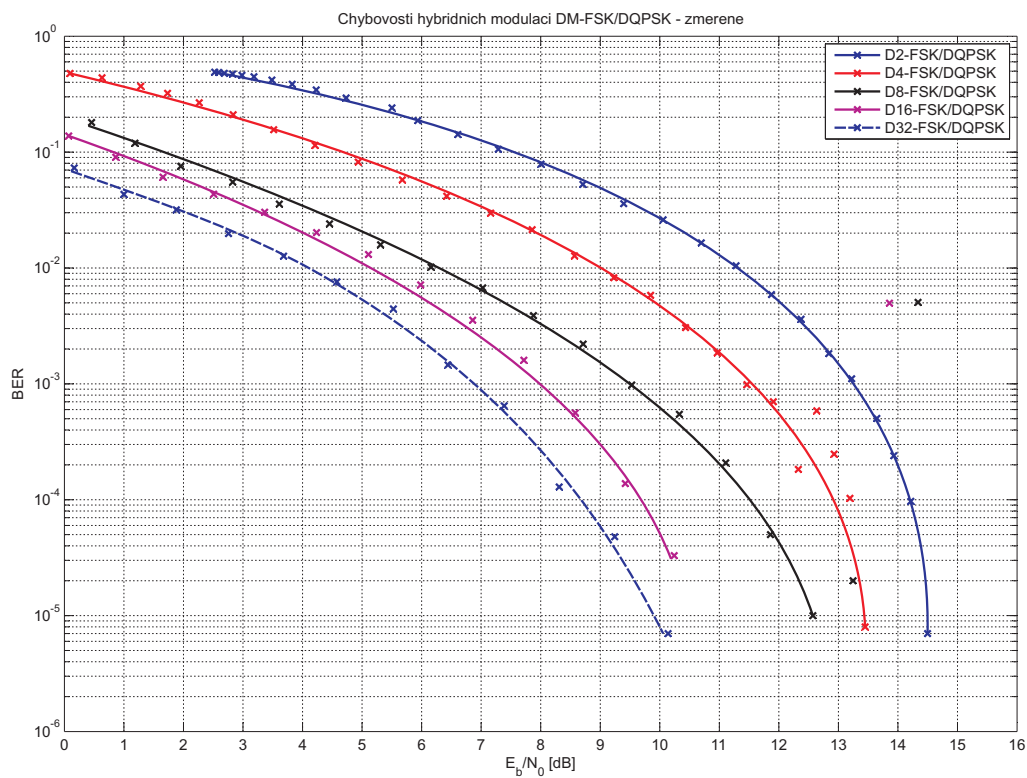
Tab. 3.9: Nastavení parametrů modulací použitých při testech s USRP.

Hybridní modulace		Konvenční modulace	
Typ Modulace	Spektrální účinnost [bit/s/Hz]	Typ Modulace	Spektrální účinnost [bit/s/Hz]
D2-FSK/DQPSK	1,00	2FSK	0,33
D4-FSK/DQPSK	0,80	4FSK	0,40
D8-FSK/DQPSK	0,56	8FSK	0,33
D16-FSK/DQPSK	0,35	16FSK	0,24
D32-FSK/DQPSK	0,21	32FSK	0,15
D64-FSK/DQPSK	0,12	64FSK	0,09
D128-FSK/DQPSK	0,07	128FSK	0,05
D256-FSK/DQPSK	0,04	256FSK	0,03
		DQPSK	1,00

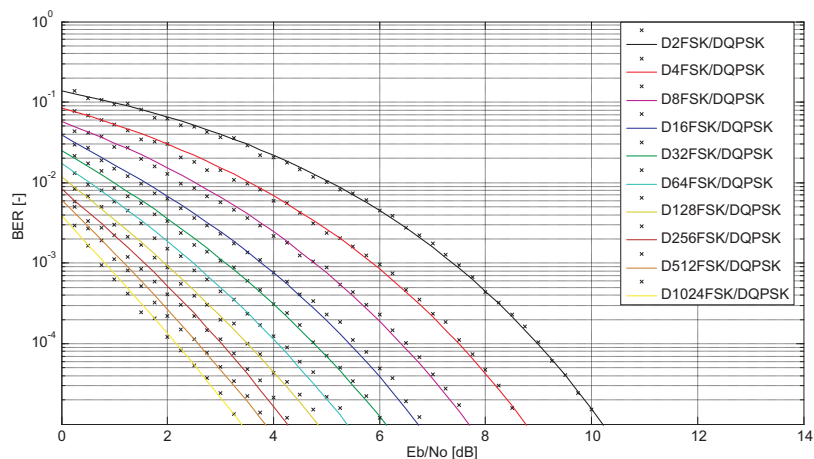
Tab. 3.10: Srovnání spektrálních účinností testovaných hybridních modulací DM-FSK/DQPSK s konvenčními modulacemi. [Hodnoty převzaty z [1]]



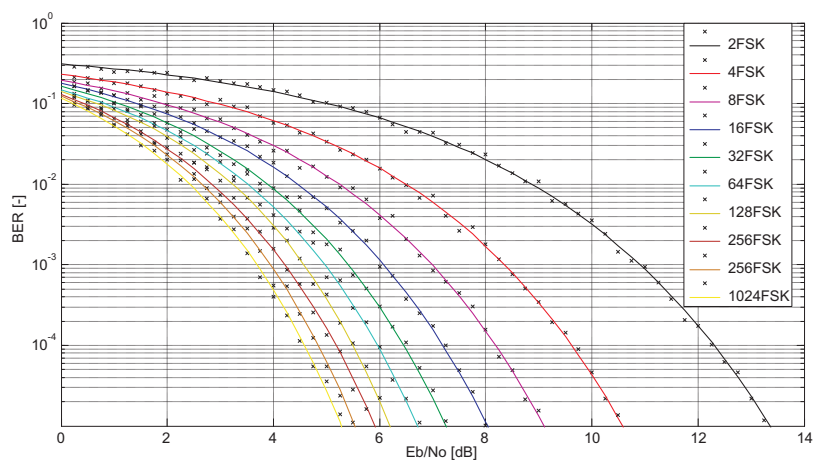
Obr. 3.21: Výsledné chybovosti hybridních modulací získané simulací bez použití USRP.



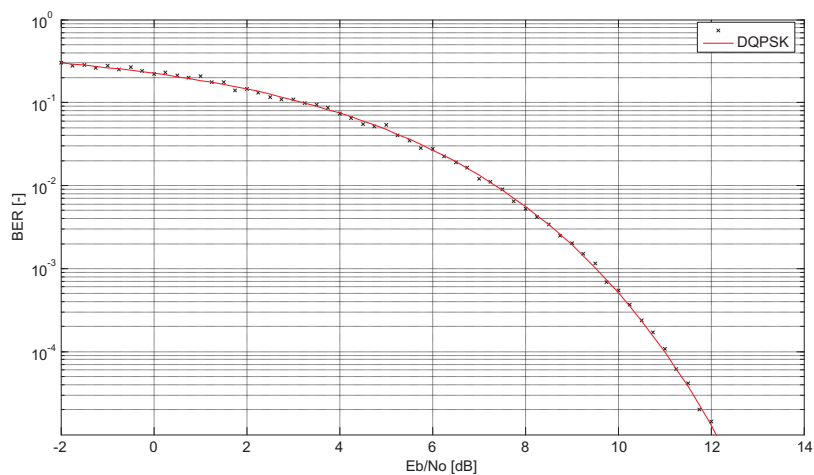
Obr. 3.22: Výsledné chybovosti hybridních modulací získané měřením při použití USRP.



Obr. 3.23: Teoretické chybovosti hybridních modulací. [Převzato z [1]]



Obr. 3.24: Teoretické chybovosti M-FSK modulací. [Převzato z [1]]



Obr. 3.25: Teoretické chybovosti DQPSK modulace. [Převzato z [1]]

4

Závěr

V první části práce jsou stručně popsány hlavní zdroje ztrát působících na přenos rádiového signálu mezi satelitem a pozemním segmentem. Hlavní část práce je pak věnována návrhu a realizaci softwarového modulátoru a demodulátoru hybridních modulací založených na DM-FSK a DQPSK. Tento modulátor a demodulátor realizovaný v programovacím prostředí LabView určený pro softwarově definované rádio NI USRP 2920 je součástí testovací topologie, sloužící k otestování energetické účinnosti hybridních modulací DM-FSK/DQPSK. Testovací topologie je teoreticky navržena pro otestování modulací D2-FSK/DQPSK až D1024-FSK/DQPSK. Testování je možné provádět pouze jako simulaci bez využití USRP nebo s vazbou přes skutečné softwarově definované rádio USRP.

Pomocí testovací topologie pro simulaci byly otestovány modulace D2-FSK/DQPSK až D256-FSK/DQPSK. Výsledky těchto testů jsou uvedeny v části 3.4 a v příloze D. Ze zjištěných průběhů je při porovnání s teoretickými průběhy uvedenými v [1] patrné, že realizovaný demodulátor je schopný demodulovat přijímaný signál s určitou chybovostí při poměru E_b/N_0 zhruba o 3 dB větším než odpovídá teoretické chybovosti. Rozdíl může být způsoben tím, že v [1] se chybovost testovala za ideální časové synchronizace, zatímco v této práci je zahrnut i vliv reálné synchronizace s možnou degradací dosažených výsledků. Dalším zdrojem možných rozdílů výsledků je způsob vyhodnocení E_b/N_0 , při kterém přenos probíhal. V [1] je tento parametr získán na vysílací straně simulace, v této práci je vyhodnocován na přijímací straně s možným využitím pro adaptování reálného přenosu. Do vyhodnoceného E_b/N_0 se tak projeví vliv použitého okna a chybná demodulace symbolu. Modulace s větším počtem stavů se nepodařilo otestovat z důvodu výskytu chyb při výpočtu E_b/N_0 .

Realizovaný modulátor a demodulátor také klade relativně velké nároky na výpočetní výkon při zpracovávání přijímaného signálu. V případě použití vytvořeného modulátoru a demodulátoru pro modulaci D512-FSK/DQPSK zabralo vyslání, příjem, demodulace a vyhodnocení jednoho rámce obsahujícího 250 symbolů přibližně 15 až 20 sekund. V případě chyby synchronizace a následné ztrátě celého rámce je navíc čekáno dokud neuplyne časový interval omezující maximální přípustný čas mezi příjmem dvou rámců. Při praktických testech se ukázalo, že tento interval musí být alespoň 3 až 4 krát větší než doba

mezi příjmem dvou rámců. Otestování jednoho burstu přenášejícího alespoň 300 000 bitů pak zabere přibližně 25 až 30 minut. Pro modulace s menším počtem stavů jsou tyto časy příslušně kratší (například pro modulaci D2-FSK/DQPSK je čas od zahájení generování I a Q složek rámce do jeho vyhodnocení v řádu jednotek až desítek ms).

Při použití testovací topologie s USRP se podařilo otestovat modulace D2-FSK/DQPSK až D32-FSK/DQPSK. Zjištěné výsledky těchto testů jsou uvedeny obdobně jako výsledky simulací v části 3.4 a v příloze D. Porovnání výsledků simulací a výsledků testů s USRP je zřejmé zvýšení poměru E_b/N_0 pro danou chybovost při použití USRP o přibližně 1 dB oproti simulaci. Při testování modulací s větším počtem stavů frekvenčního klíčování než 32 se začaly vyskytovat problémy při synchronizaci, které vedly ke ztrátám většího počtu rámců. Tyto ztráty následně znehodnocovaly získané výsledky nebo úplně blokovaly průběh testu.

S cílem odstranění problémů se synchronizací byly provedeny pokusy, při kterých byla synchronizační sekvence nahrazena lineárně rozmítaným signálem od kmitočtu f'_{max} od kmitočtu f_{max} . Následně pak byla kromě rozdílu pozic korelačních špiček vyhodnocována i jejich velikost. Nahrazení synchronizační sekvence rozmítaným signálem a vyhodnocování velikosti korelačních špiček vedlo k částečnému zlepšení funkce bloku synchronizace. Došlo k výraznému omezení příjmu „falešných“ rámců a k potlačení ztrát rámců v případě modulace D32-FSK/DQPSK. Dalším zdrojem chyby způsobující degradaci výsledků může být fázový šum místních oscilátorů na vysílací i přijímací straně USRP a prosakování signálu místního oscilátoru do zpracovávaného signálu, které je u použité technologie USRP nezanedbatelné. Bude tak nutné dále studovat vliv těchto dvou faktorů na získané výsledky.

V dalším vývoji navržené testovací topologie by bylo zapotřebí zaměřit pozornost na metodiku stanovování poměru E_b/N_0 , zejména dopad použitého váhovacího okna na výpočet výkonu užitečného signálu a spektrální výkonové hustoty šumu a na eliminaci chybně spočítaného E_b/N_0 při chybě demodulace. K dalším zlepšením by také vedla optimalizace navrženého programu z hlediska rychlosti nebo v ideálním případě jeho implementace do rychlého signálového procesoru nebo FPGA. Použití PC je z hlediska reálného využití (zpracování signálů v reálném čase a následná adaptace k aktuálnímu stavu komunikačního kanálu) tohoto modulátoru a demodulátoru nevyhovující.

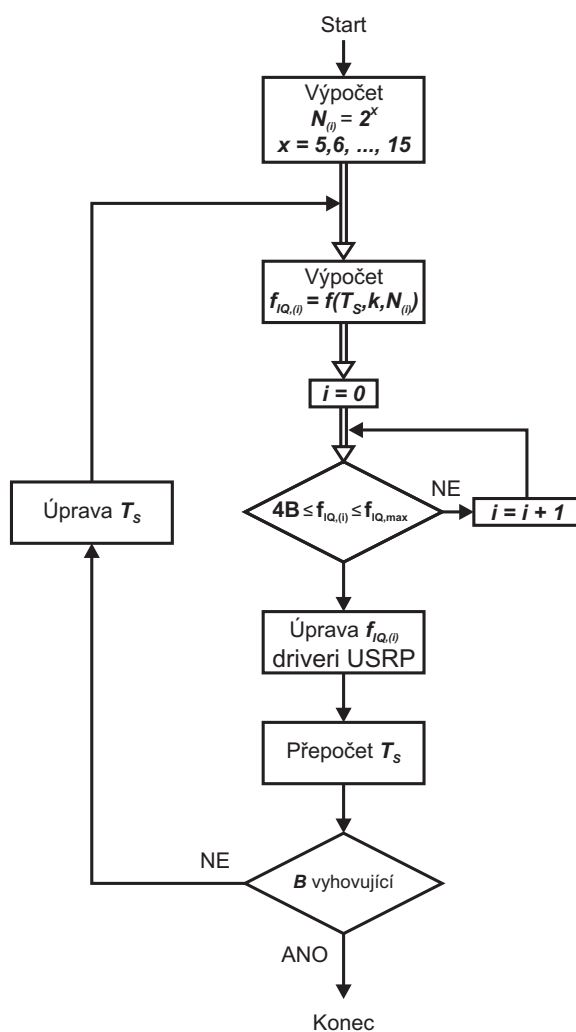
Literatura

- [1] VEŘTÁT, Ivo. *Efektivní komunikační systém pikosatelitů*. Plzeň, 2011. Disertační práce. Západočeská univerzita. Fakulta elektrotechnická. Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací. Školitel Jiří Masopust.
- [2] IPPOLITO, J. Louis. *Propagation Effects Handbook for Satellite Systems Design*. Ashburn (USA): Stanford Telecom ACS, 1999.
- [3] MARAL, Gérard, BOUSQUET, Michel. *Satellite Communications Systems*. Chichester (UK): Wiley, 2009. ISBN 978-0-470-71458-4.
- [4] DOBEŠ, Josef, ŽALUD, Václav. *Moderní radiotechnika*. Praha: BEN, 2006. ISBN 80-7300-132-2.
- [5] LINHART, Richard, VEŘTÁT, Ivo. Safety Radio Beacon for the PilsenCUBE Satellite. In: *2013 International Conference on Applied Electronics (AE 2012): September 10-12, 2013, Pilsen, Czech republic*. S. 1-4. ISSN: 1803-7232.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6636506>
- [6] VEŘTÁT, Ivo, LINHART, Richard, POKORNÝ, Michal, KAVALÍR, Tomáš. Signal Quality Evaluation for Picosatellite Communication Systems. In: *2012 International Conference on Applied Electronics (AE 2013): September 5-7, 2012, Pilsen, Czech republic*. S. 331-334. ISSN: 1803-7232.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs.all.jsp?arnumber=6328935>
- [7] VEŘTÁT, Ivo, LINHART, Richard, DUDÁČEK, Luděk, MEJZR, Jan. Hybrid Modulation as Beacon Replacement in CubeSat Picosatellites. In: *23th Conference Radioelektronika 2013, April 16-17, Pardubice, Czech Republic*. S. 297-301. ISBN: 978-1-4673-5516-2. DOI: 10.1109/RadioElek.2013.6530935.
- [8] ELBERT, Bruce R. *The Satellite Communication Applications Handbook*. Norwood: Artech House, 2006. ISBN 1-58053-490-2.

Příloha A

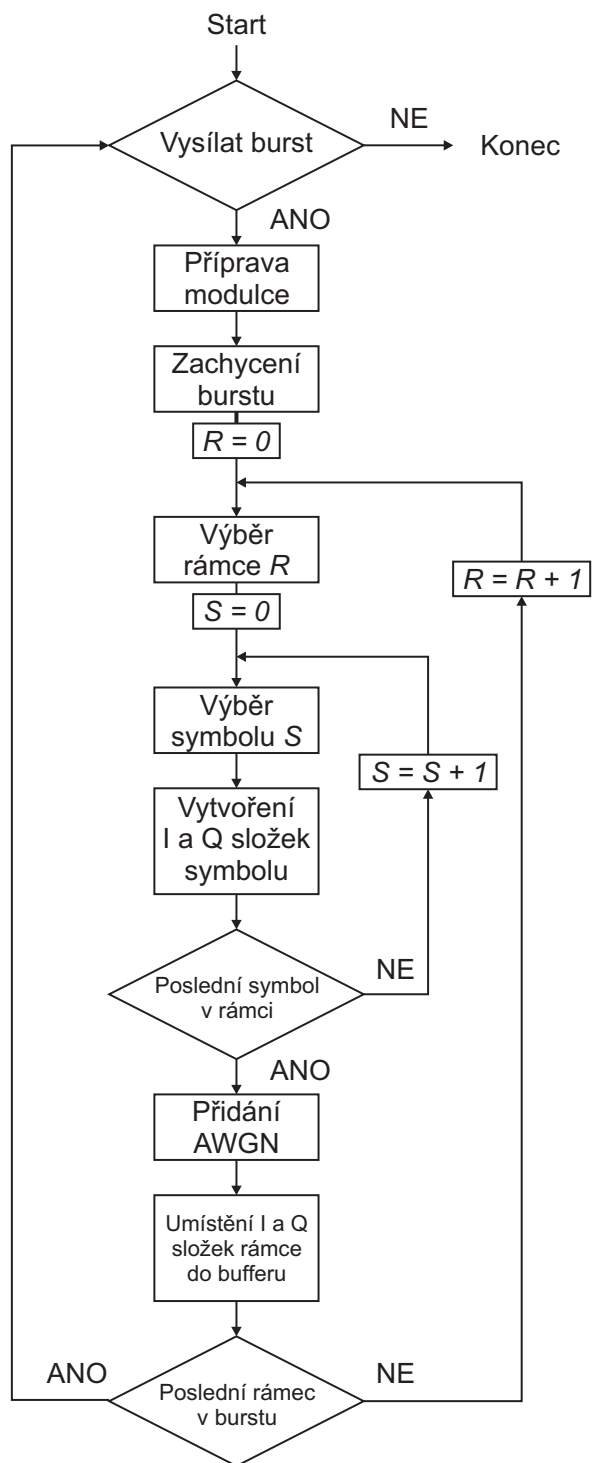
Vývojové diagramy

A.1 Výpočet vzorkovacího kmitočtu a určení délky FFT



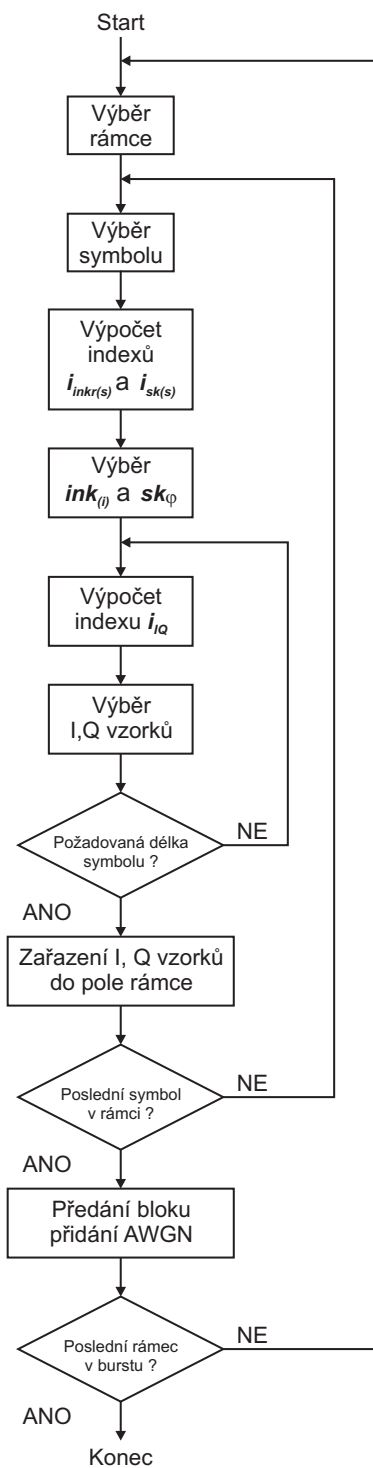
Obr. A.1: Vývojový diagram určení vzorkovacího kmitočtu a délky FFT.

A.2 Činnost vysílače



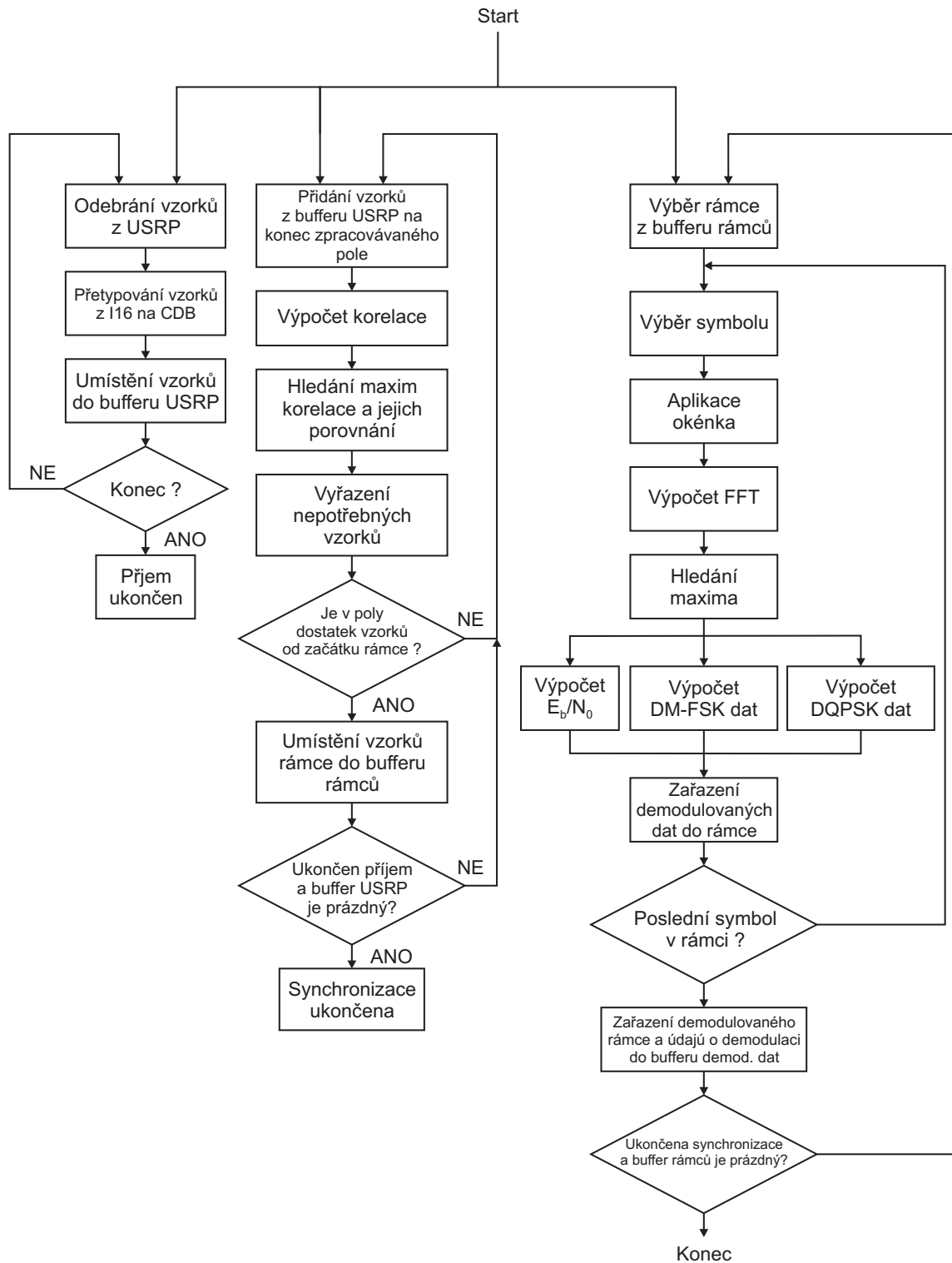
Obr. A.2: Vývojový diagram činnosti vysílače.

A.3 Činnost jádra modulátoru



Obr. A.3: Vývojový diagram činnosti jádra modulátoru.

A.4 Činnost přijímače

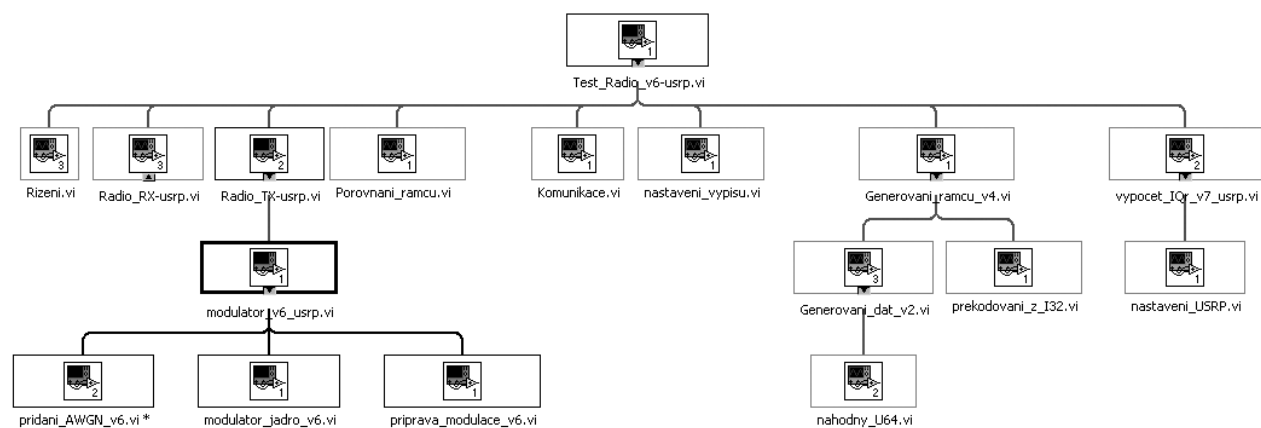


Obr. A.4: Vývojový diagram činnosti přijímače.

Příloha B

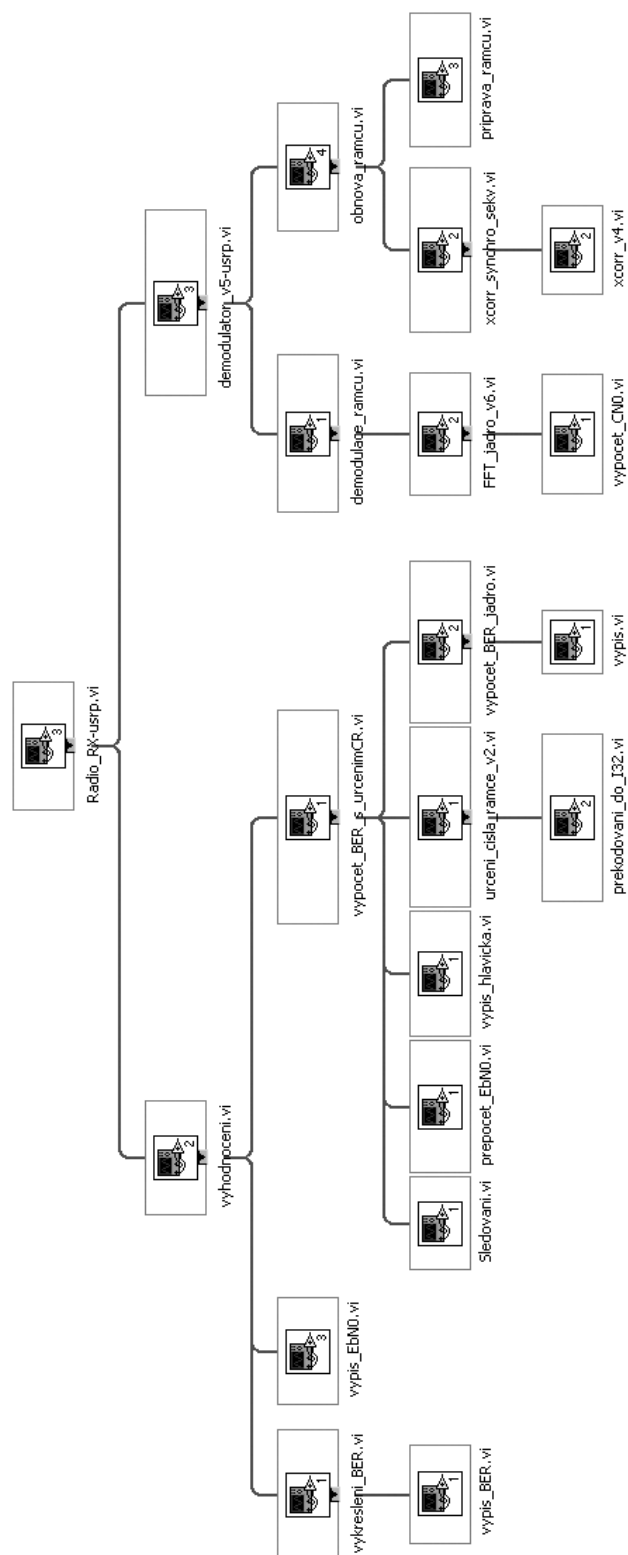
Struktura programu

B.1 Struktura hlavního programu testovací topologie a programového bloku vysílače



Obr. B.1: Struktura hlavního programu testovací topologie `Test_Radio_v6-usrp.vi` a programových bloků `Radio_Tx-usrp.vi` a `Generování_ramcu_v4.vi`.

B.2 Struktura programového bloku přijímače

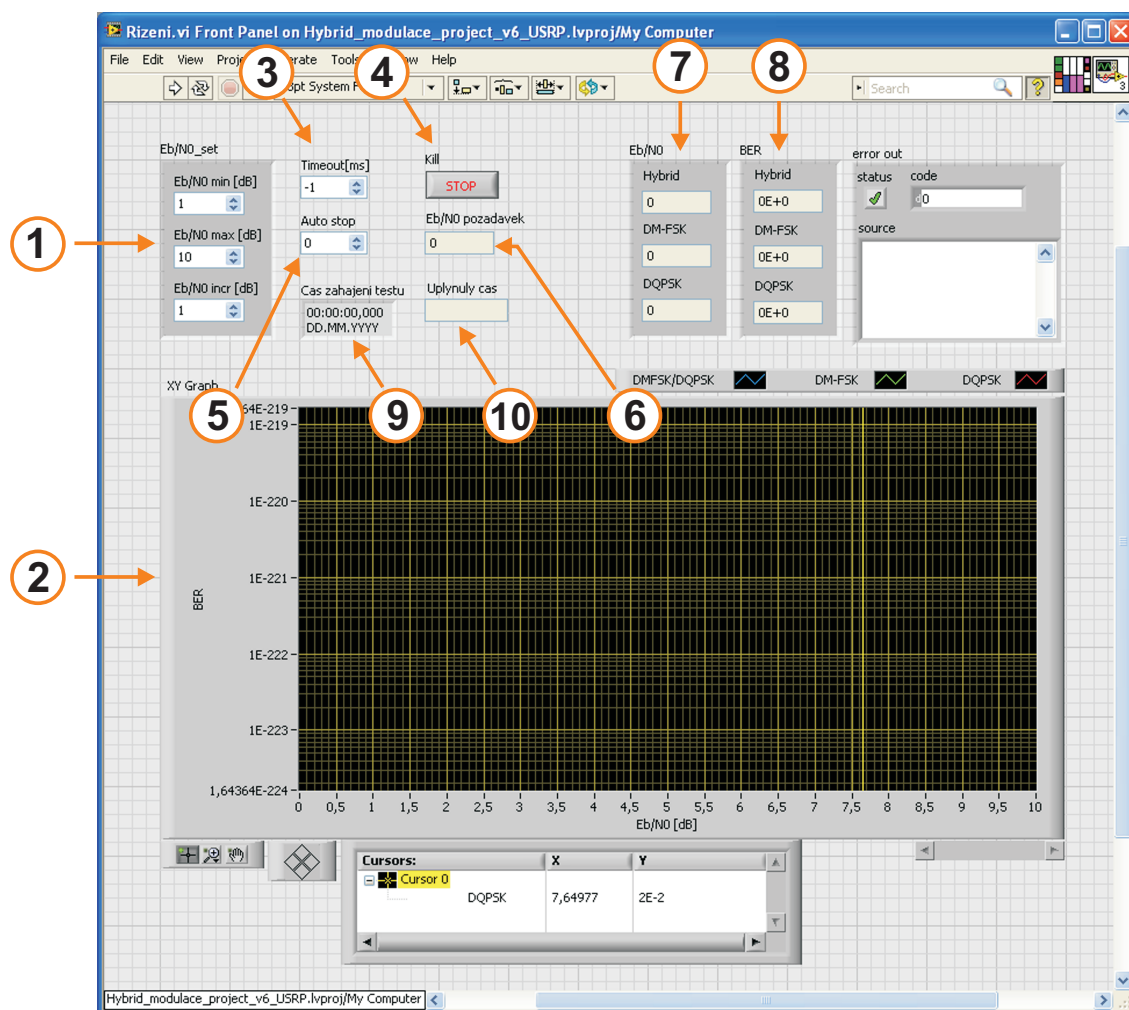


Obr. B.2: Struktura programového bloku přijímače *Radio_Rx-usrp.vi* a bloků *demodulator_v5-usrp.vi* a *vyhodnoceni.vi*.

Příloha C

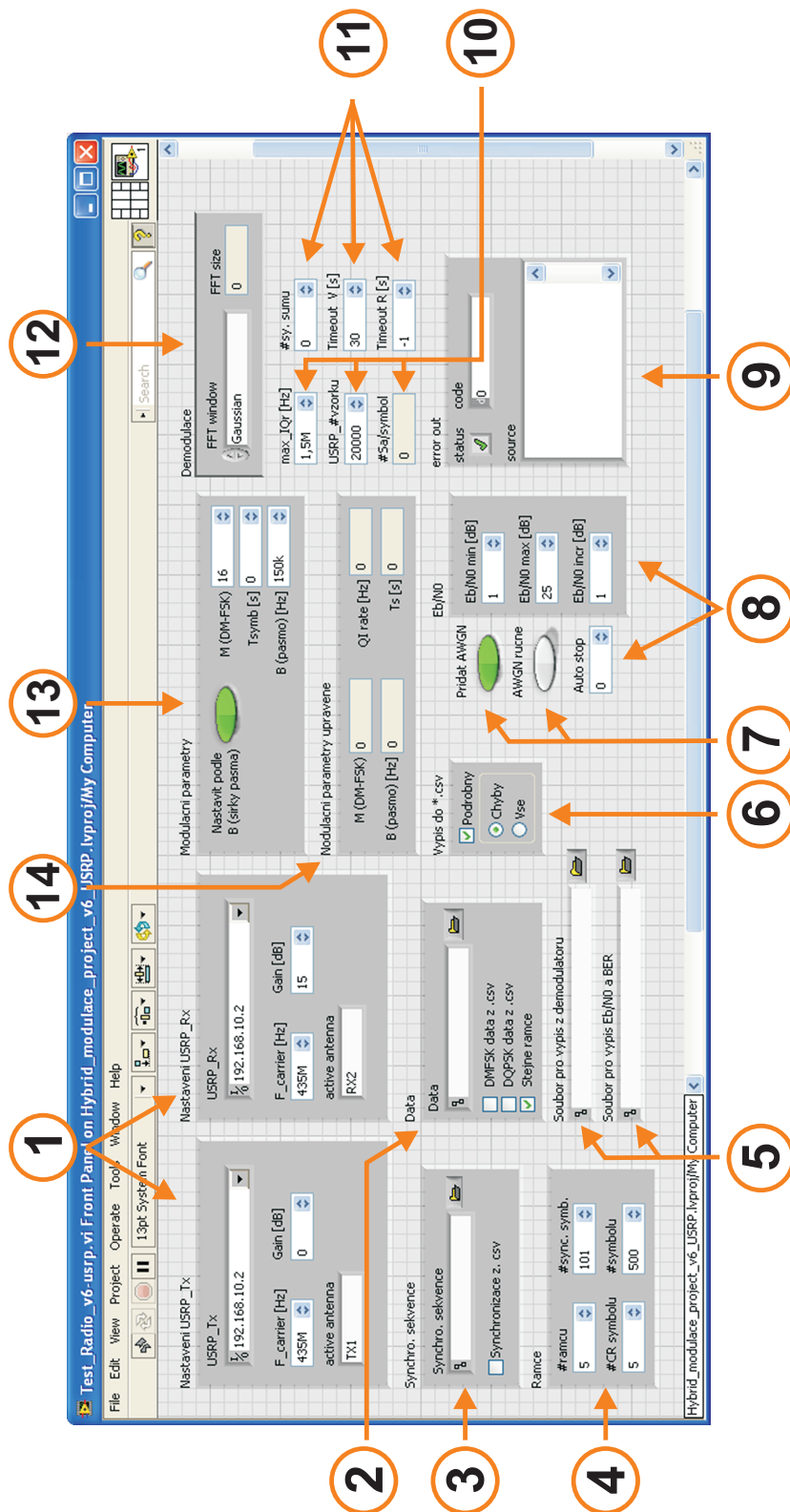
Ovládání testovací topologie

C.1 „Čelní panel“ programového bloku *Rizeni.vi*



Obr. C.1: „Čelní panel“ programového bloku *Rizeni.vi*.

C.2 „Čelní panel“ hlavního programu *Test_Radio_v6-usrp.vi*

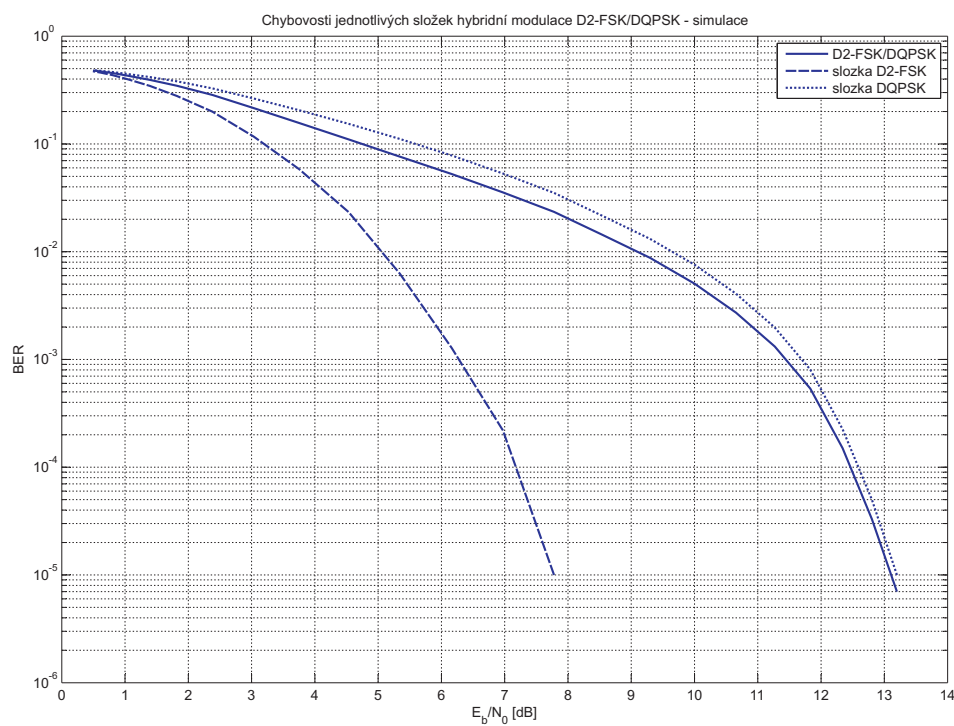


Obr. C.2: „Čelní panel“ hlavního programu *Test_Radio_v6-usrp.vi*.

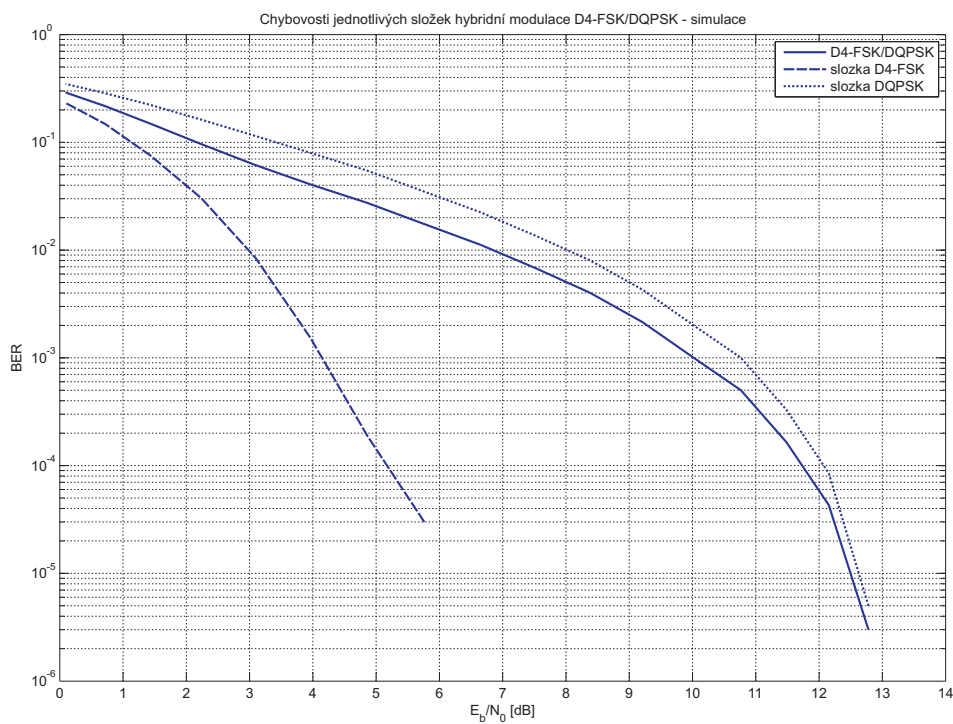
Příloha D

Zjištěné výsledky

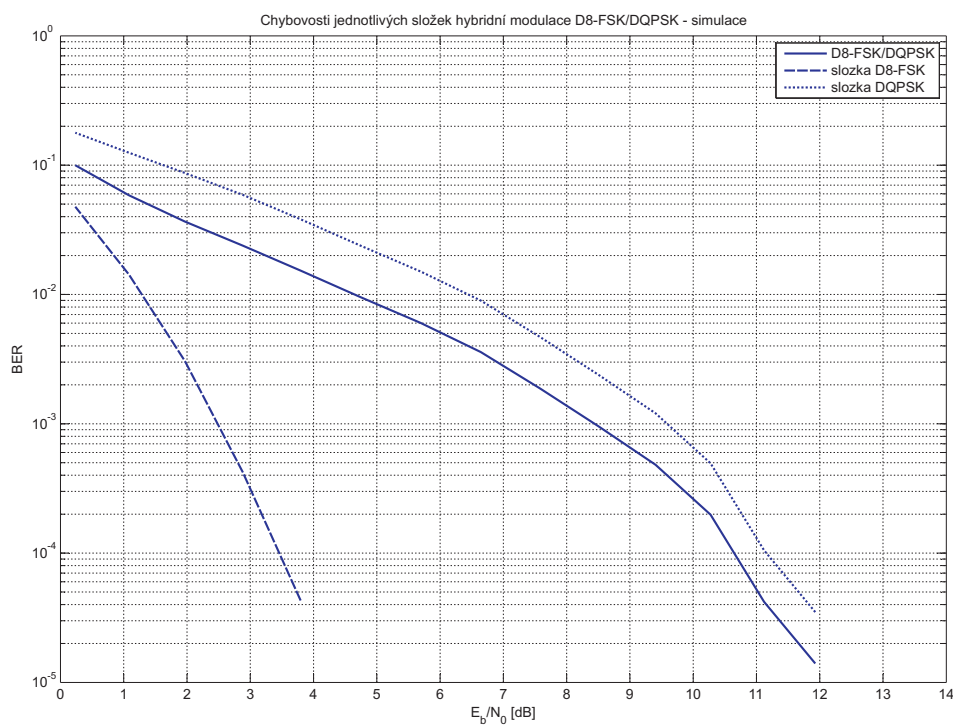
D.1 Chybovosti jednotlivých složek hybridní modula- lace zjištěné simulací



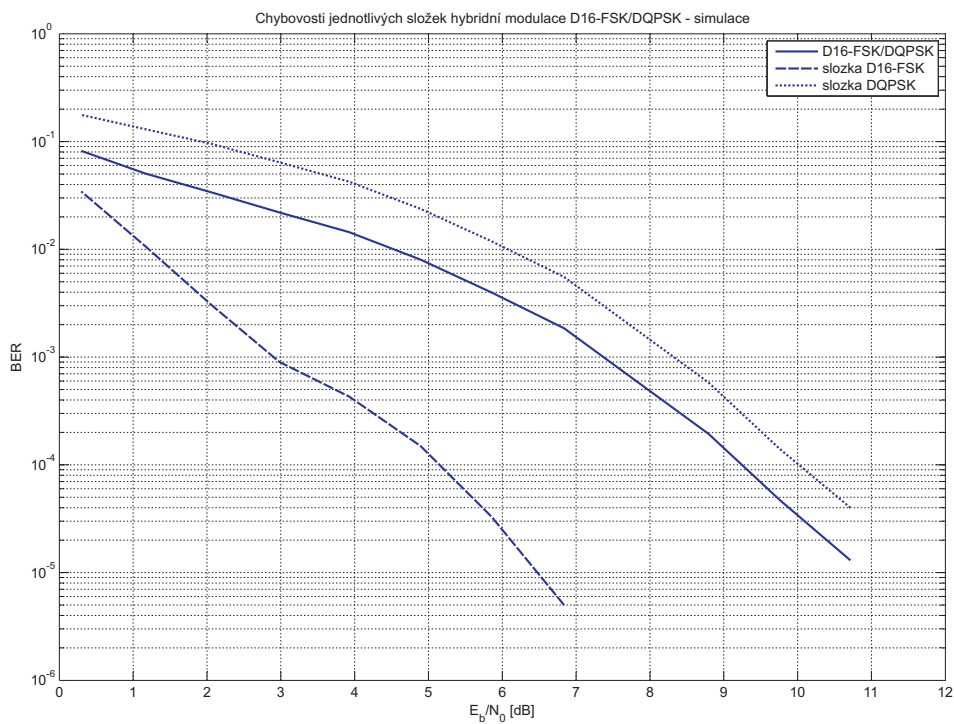
Obr. D.1: Chybovosti jednotlivých složek modula-
ce D2-FSK/DQPSK zjištěné simulací.



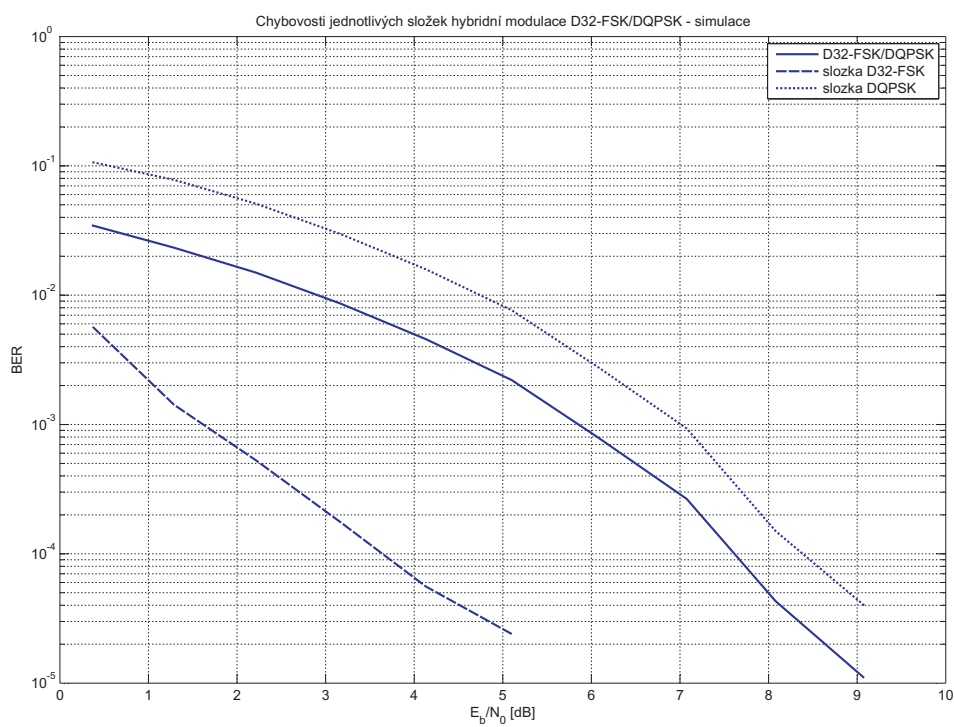
Obr. D.2: Chybovosti jednotlivých složek modulace D4-FSK/DQPSK zjištěné simulací.



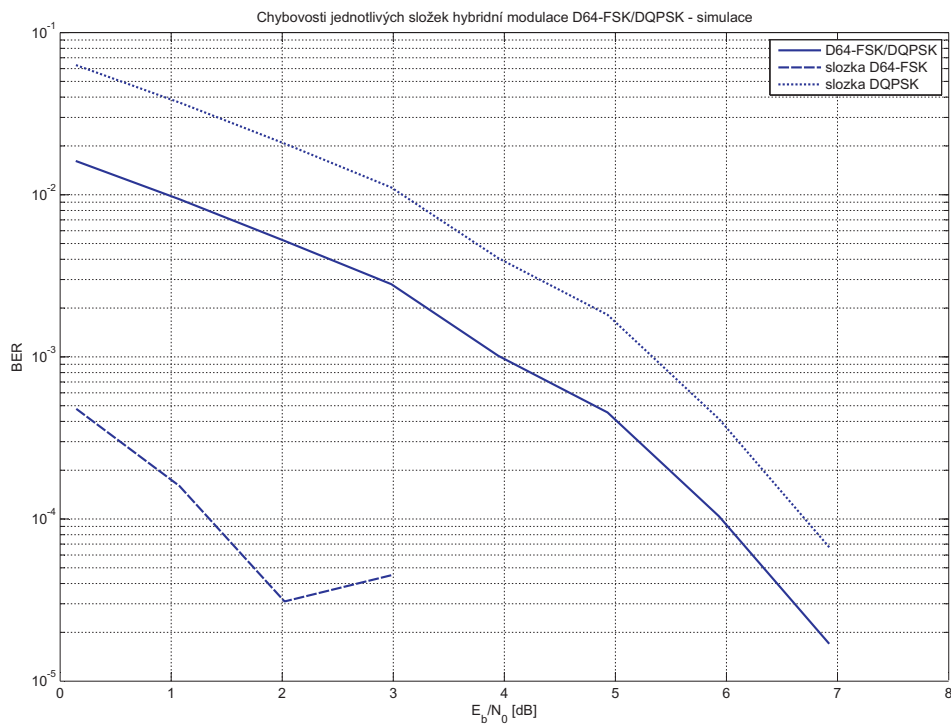
Obr. D.3: Chybovosti jednotlivých složek modulace D8-FSK/DQPSK zjištěné simulací.



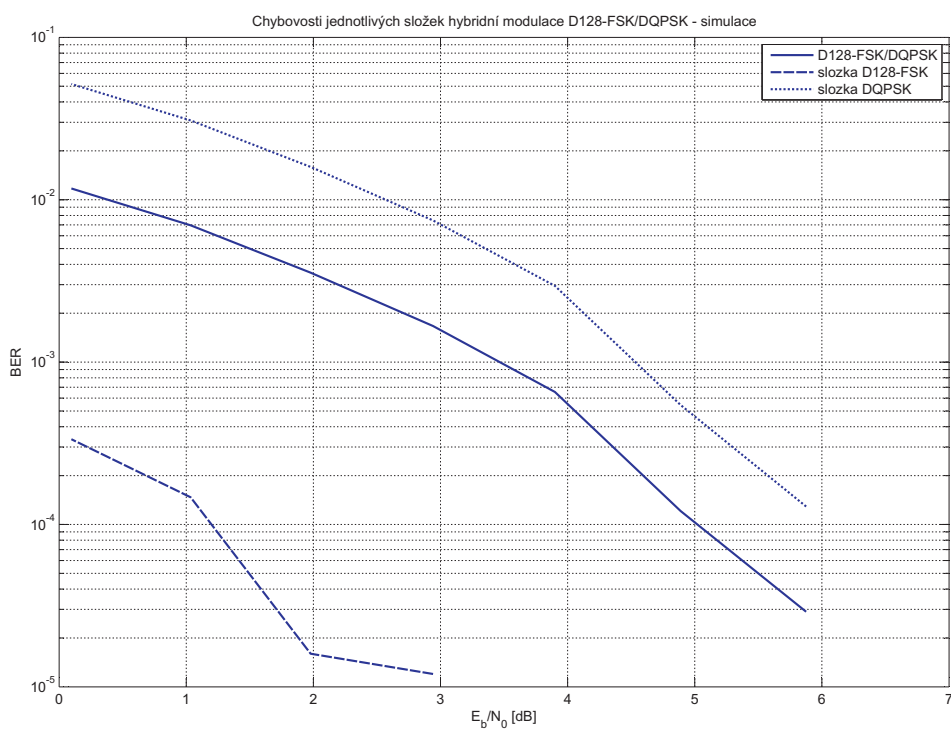
Obr. D.4: Chybovosti jednotlivých složek modulace D16-FSK/DQPSK zjištěné simulací.



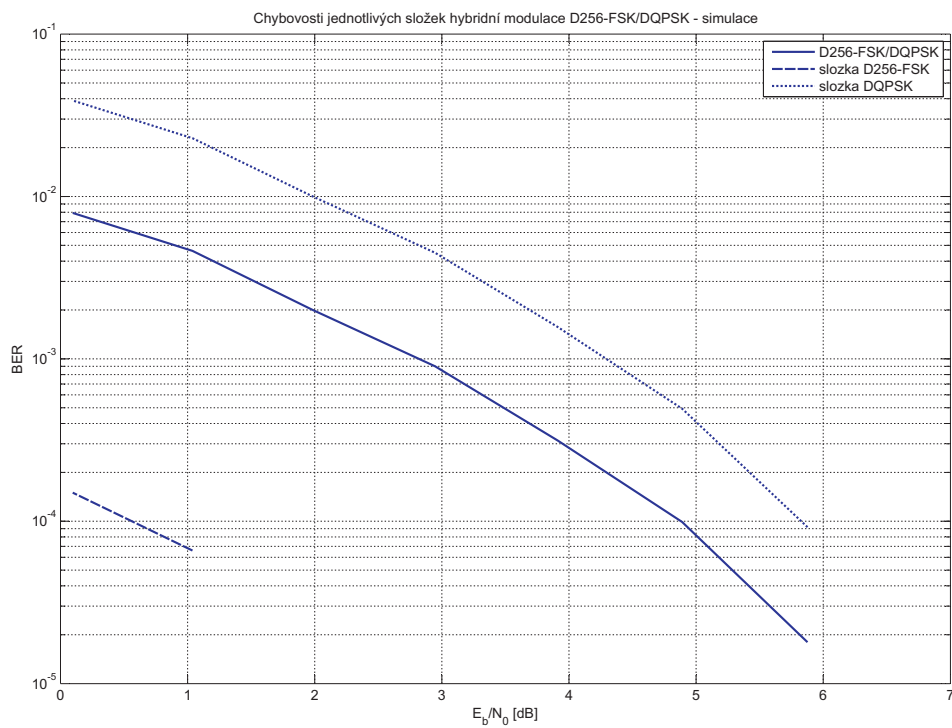
Obr. D.5: Chybovosti jednotlivých složek modulace D32-FSK/DQPSK zjištěné simulací.



Obr. D.6: Chybovosti jednotlivých složek modulace D64-FSK/DQPSK zjištěné simulací.

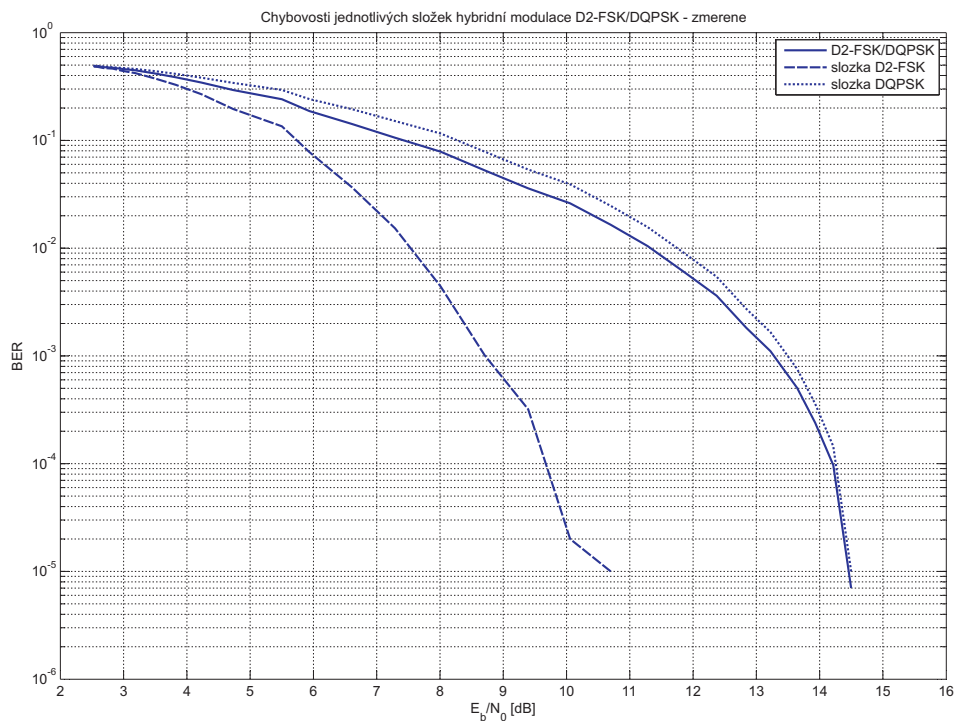


Obr. D.7: Chybovosti jednotlivých složek modulace D128-FSK/DQPSK zjištěné simulací.

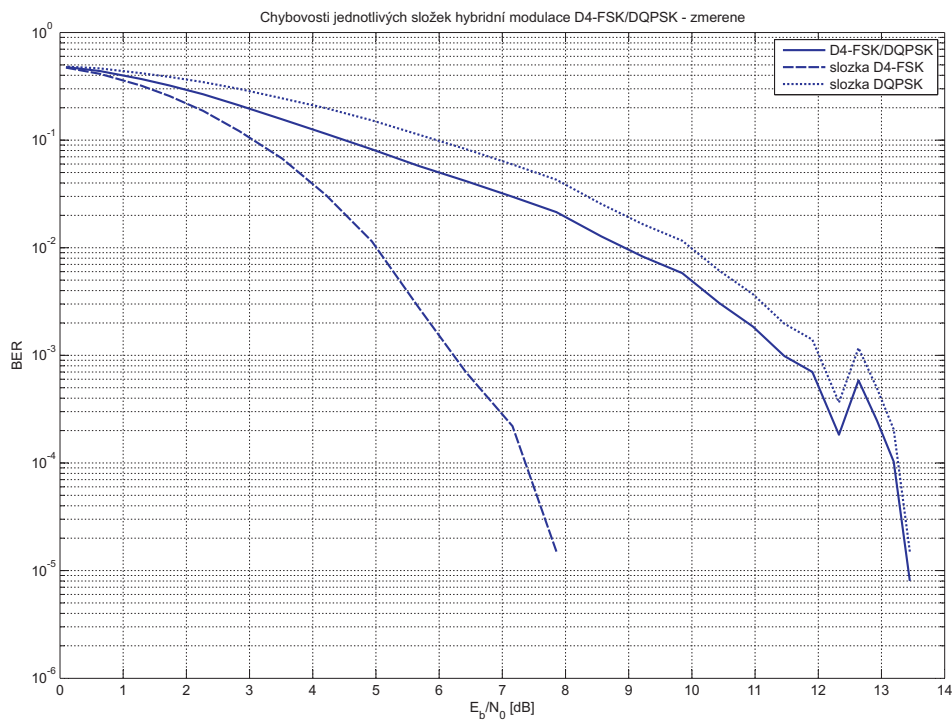


Obr. D.8: Chybovosti jednotlivých složek modulace D256-FSK/DQPSK zjištěné simulací.

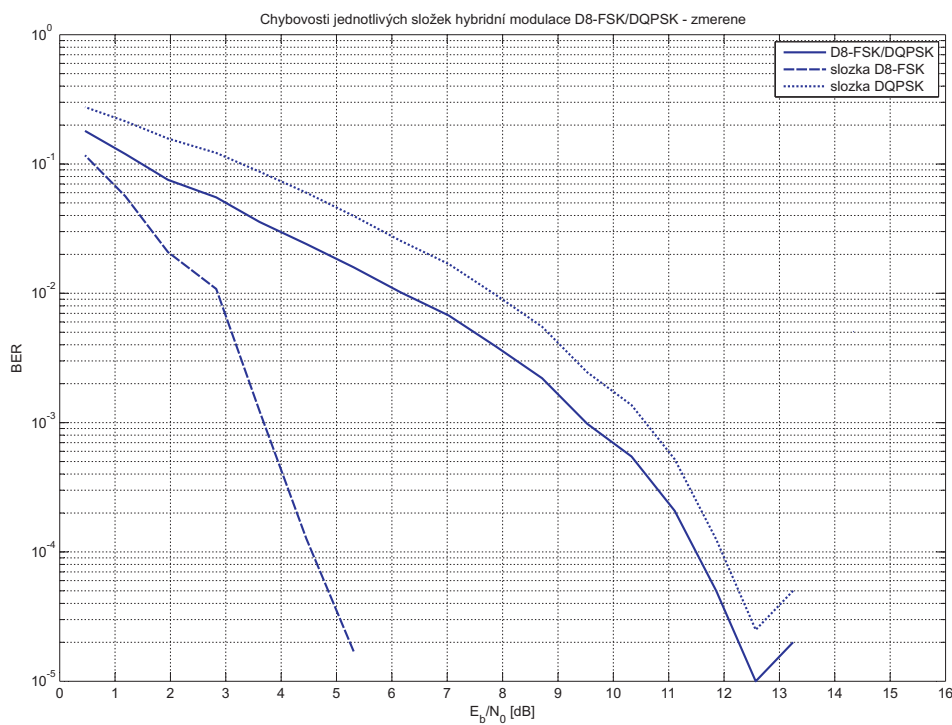
D.2 Chybovosti jednotlivých složek hybridní modulace zjištěné testováním s USRP



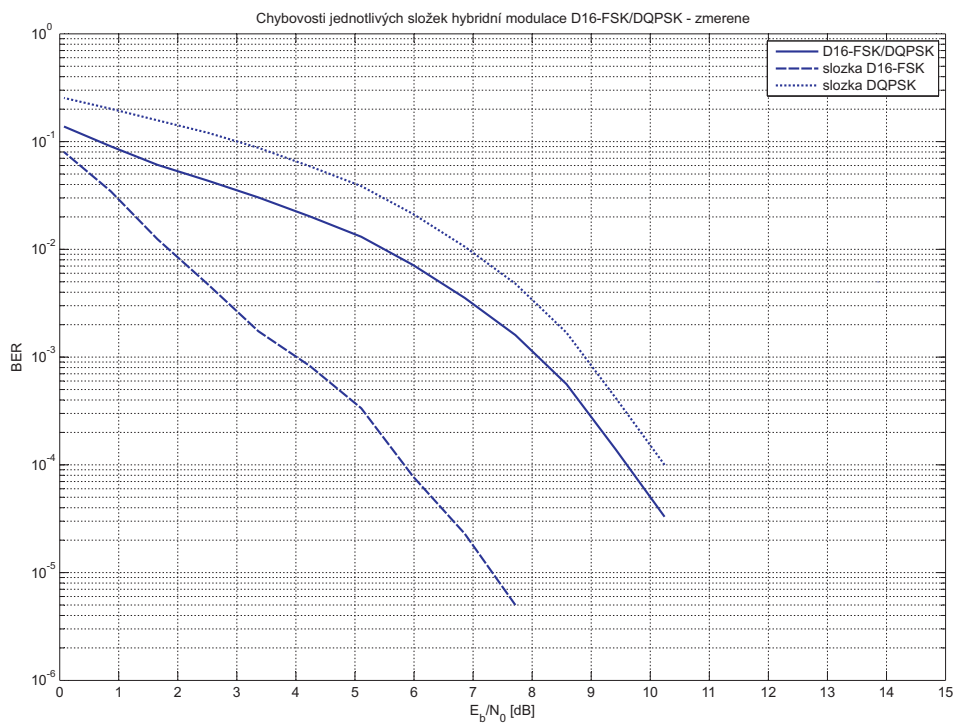
Obr. D.9: Chybovosti jednotlivých složek modulace D2-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.



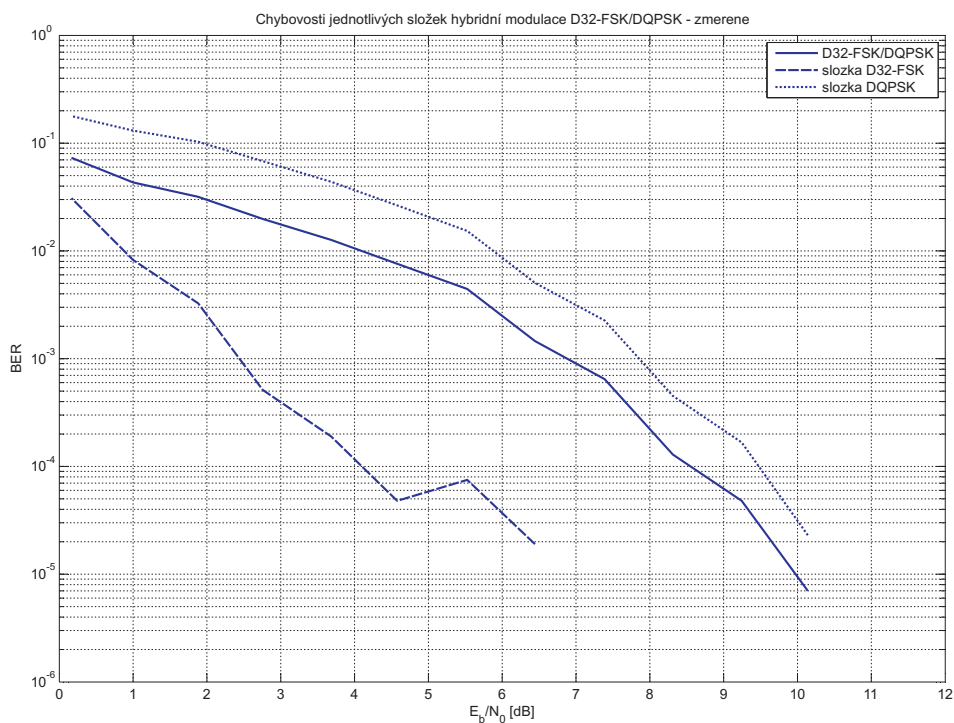
Obr. D.10: Chybovosti jednotlivých složek modulace D4-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.



Obr. D.11: Chybovosti jednotlivých složek modulace D8-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.



Obr. D.12: Chybovosti jednotlivých složek modulace D16-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.



Obr. D.13: Chybovosti jednotlivých složek modulace D32-FSK/DQPSK zjištěné testováním s USRP.

Příloha E

Elektronické přílohy na CD

- **DMFSK_DQPSK_modulace_2_4-popsano_v_praci**
 - **Hybrid_Modulace_v6** - složka s LabView projektem simulační topologie,
 - **Hybrid_Modulace_v6_USRP** - složka s LabView projektem testovací topologie využívající USRP,
- **DMFSK_DQPSK_modulace_3_4-chirp_synchronizace**
 - **Hybrid_Modulace_v7** - složka s LabView projektem simulační topologie využívající pro synchronizaci lineárně rozmítaný signál,
 - **Hybrid_Modulace_v7_USRP** - složka s LabView projektem testovací topologie pro USRP využívající pro synchronizaci lineárně rozmítaný signál,
- **vysledky_simulace**
 - **chybovosti_eps** - složka s graficky znázorněnými průběhy BER v závislosti na E_b/N_0 získanými simulací,
 - *chybovosti_simulace.m* - m-file pro vytvoření grafických průběhů BER v závislosti na E_b/N_0 z chybovostí získaných simulací,
 - *DM-DQ_Ucinnost_sim.csv* - výpisy chybovostí a kvalit signálů ve formátu *.csv pro DM-FSK/DQPSK modulace získané simulacemi,
 - *DM-DQ_Ucinnost_sim.xls* - výpisy chybovostí a kvalit signálů ve formátu *.xls pro DM-FSK/DQPSK modulace získané simulacemi,
- **vysledky_zmerene**
 - **chybovosti_eps** - složka s graficky znázorněnými průběhy BER v závislosti na E_b/N_0 získanými měřeními s USRP,
 - *chybovosti_simulace.m* - m-file pro vytvoření grafických průběhů BER v závislosti na E_b/N_0 z chybovostí získaných měřeními s USRP,

- *DM-DQ_Ucinnost_sim.csv* - výpisy chybovostí a kvalit signálů ve formátu *.csv pro DM-FSK/DQPSK modulace získané měřením s USRP,
- *DM-DQ_Ucinnost_sim.xls* - výpisy chybovostí a kvalit signálů ve formátu *.xls pro DM-FSK/DQPSK modulace získané měřením s USRP,
- *LO_utlum.m* - m-file pro výpočet útlumu šířením volným prostorem,
- *obezne_rychlosti.m* - m-file pro výpočet oběžných rychlostí satelitů uvedených v teoretické části.