

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

# **DISERTAČNÍ PRÁCE**

k získání akademického titulu doktor v oboru  
Elektronika

**Ing. Ivo Veřtát**

**Efektivní komunikační systém pikosatelitů**

Školitel: Doc. Ing. Jiří Masopust, CSc.  
Datum státní doktorské zkoušky:  
Datum odevzdání práce:

V Plzni, 2011

## **Anotace**

Cílem této disertační práce je prostudovat tradiční způsoby návrhu energetické bilance rádiového spoje pikosatelitů s pozemním řídicím střediskem, identifikovat v něm neefektivní využití kapacity sdělovacího kanálu a navrhnout efektivnější komunikační systém. V současnosti se používají neadaptabilní technologie, které pracují s pevnou přenosovou rychlostí, neměnným druhem modulace a konstantním vysílacím výkonem. Kvalita signálu přijímaného v pozemním řídicím středisku se během přeletu pikosatelitu mění. Neadaptabilní komunikační systém bude v tomto případě pracovat s proměnnou rezervou v energetické bilanci a nebude ji umět využít k navýšení přenosové rychlosti nebo k úspoře elektrické energie. Takovýto přístup dovoluje realizovat pouze nízké přenosové rychlosti (v řádu jednotek kbit/s) a značně limituje použitelnost pikosatelitů k vědeckým experimentům náročným na objem přenesených dat.

## **Klíčová slova:**

Energetická bilance satelitního rádiového spoje, komunikační systém, pikosatelit, softwarově definované rádio.

## **Abstract**

The main goals of this doctoral thesis are to study a traditional concept of the picosatellite radio link budget as well as to identify its ineffectiveness and to design the more effective picosatellite communication system. At present the non-adaptive communication systems are typically used with fixed link budget. In this case the radio link operates with fixed transmission data rate, with fixed type of modulation and with fixed power. The quality of received signal changes during the picosatellite passing in a range of the ground control center. A fixed radio system keeps a variable power reserve in the link budget over the picosatellite passing and the communication does not operate effectively. This leads to the low data rate (a few kbit/s) and it limits using of picosatellites using for science experiments.

## **Key words:**

Satellite radio link budget, communication system, picosatellite, software defined radio

# Prohlášení

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

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

V Plzni dne .....

.....

Ivo Veřtát

## **Poděkování**

*Tuto práci bych chtěl věnovat svým nejdražším dušičkám Petře a Veroničce, jako poděkování za čas, o který jsem je poslední dobou obíral a trpělivost, se kterou mne neustále podporovaly.*

*Dále bych chtěl poděkovat vedoucímu práce doc. Ing. Jiřímu Masopustovi, CSc. a dalším kolegům z oddělení telekomunikační a multimediální techniky za konzultace během doktorského studia.*

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

# Obsah

<b>1. Úvod do současného stavu problematiky .....</b>	<b>1</b>
1.1    Obecné vlastnosti pikosatelitů .....	1
1.2    Cíle disertační práce .....	2
<b>2 Teoretický rozbor rádiové komunikace pikosatelitů .....</b>	<b>5</b>
2.1    Rozbor energetické bilance spoje .....	6
2.1.1    Výpočet energetické bilance.....	6
2.1.2    Ekvivalentní izotropně vyzařovaný výkon .....	8
2.1.3    Ztráty šířením elektromagnetických vln ve volném prostředí.....	9
2.1.4    Ztráty šířením elektromagnetických vln atmosférou.....	10
2.1.5    Ztráty nepřesným směřováním a orientací antén.....	18
2.1.6    Změny spektrální výkonové hustoty šumu .....	22
2.2    Přehled režimů provozování satelitních rádiových spojů.....	28
2.3    Požadavky na efektivní komunikační systémy pikosatelitů.....	29
<b>3 Vlastní návrh řešení efektivního komunikačního systému pikosatelitů.....</b>	<b>30</b>
3.1    Výpočet nejistot v energetické bilanci spoje .....	31
3.1.1    Rozsah nejistoty způsobené změnou komunikační vzdálenosti.....	32
3.1.2    Rozsah nejistoty způsobené atmosférickými ztrátami .....	34
3.1.3    Rozsah nejistoty způsobené směřováním a orientací antén .....	43
3.1.4    Rozsah nejistoty změnou spektrální výkonové hustoty šumu .....	45
3.1.5    Shrnutí nejistot v energetické bilanci .....	48
3.2    Rozsah změn v kvalitě přijímaného signálu .....	52
3.3    Návrh modulací vhodných pro satelitní spoj.....	59
3.3.1    Základní hybridní M-FSK / N-PSK modulace .....	60
3.3.2    Odvozená hybridní modulace M-FSK / DQPSK .....	61
3.3.3    Odvozená hybridní modulace DM-FSK / DQPSK .....	61
3.3.4    Návrh modulátoru hybridní modulace DM-FSK / DQPSK .....	61
3.3.5    Návrh demodulátoru hybridní modulace DM-FSK / DQPSK .....	62
3.3.6    Testování bitové chybovosti demodulátorů a jejich porovnání.....	63
3.4    Volba modulace a přenosové rychlosti podle kvality přijímaného signálu.....	67
3.5    Srovnání výsledků hybridních a konvenčních modulací.....	74
<b>4 Výsledky .....</b>	<b>77</b>
<b>5 Závěr .....</b>	<b>80</b>
<b>Seznam literatury .....</b>	<b>81</b>
<b>Seznam zkratk a specifických názvů.....</b>	<b>83</b>
<b>Seznam symbolů .....</b>	<b>84</b>
<b>Seznam obrázků.....</b>	<b>86</b>
<b>Seznam tabulek .....</b>	<b>88</b>
<b>Tištěné přílohy práce.....</b>	<b>90</b>

Grafické výstupy výpočtů a simulací .....	91
Seznam publikací.....	117
Seznam grantů .....	118
Zkrácený profesní životopis .....	119
<b>Seznam elektronických příloh práce .....</b>	<b>120</b>

# 1. Úvod do současného stavu problematiky

Od roku 1999 probíhá ve světě intenzivní vývoj specifické skupiny pikosatelitů pod označením CubeSat. Tento projekt vznikl ve spolupráci dvou amerických univerzit (California Polytechnic State University a Stanford University) a dnes na něm spolupracuje i Evropská kosmická agentura (ESA). Jeho prvotním cílem bylo stanovit standard pro návrh pikosatelitů určených jako jednoduché nosiče pro samostatné vědecké experimenty nebo pro testování dílčích technologií. Tato skupina pikosatelitů umožňuje rychlou a levnou realizaci jednotlivých experimentů bez nutnosti vázat se s experimentem na časově zdlouhavý a finančně náročný vývoj jedné velké společné družice pro několik vědeckých týmů.

## 1.1 Vlastnosti pikosatelitů z hlediska komunikačního systému

Pikosatelity (nejen třídy CubeSat) obecně mívají několik charakteristických nedostatků. Vzhledem k omezeným rozměrům fotovoltaických stěn mívají k dispozici velmi málo elektrické energie. Pro přísné hmotnostní limity a komplikovanost stabilizačních systémů pikosatelity neumožňují využívat složitější směrové anténní systémy cíleně natáčené směrem k pozemní komunikační stanici. Všechny tyto aspekty představují komplikace pro návrh efektivního komunikačního systému. V zájmu zjednodušení jejich návrhů jsou často uvažovány jen nejhorší možné podmínky pro přenos dat a na tyto krajní podmínky je realizován výpočet energetické bilance spoje. Proto rádiové spoje pikosatelitů pracují pouze s nízkými přenosovými rychlostmi v řádu jednotek kbit/s a po většinu doby trvání komunikačního okna je rádiový spoj energeticky naddimenzovaný. Radiokomunikační jednotka pikosatelitu obvykle nebývá cílem vlastního vědeckého experimentu, poskytuje pouze komunikační kanál pro přenos dat. Z tohoto důvodu se v pikosatelitech opakovaně využívají standardní radiostanice pracující v radioamatérských kmitočtových pásmech s pevným přenosovým formátem přizpůsobeným nejhorším očekávaným podmínkám, bez možnosti adaptace na aktuální podmínky rádiového spoje a bez optimalizace datové propustnosti nebo energetické náročnosti. Využívané přenosové rychlosti v řádu jednotek kbit/s jsou nedostačující pro přenos obsáhlého souboru vědeckých a telemetrických dat. Adaptabilní komunikační systém by přitom umožnil za určitých podmínek dosahovat přenosových rychlostí v řádu jednotek Mbit/s, jak bude ukázáno později v teoretickém rozboru.

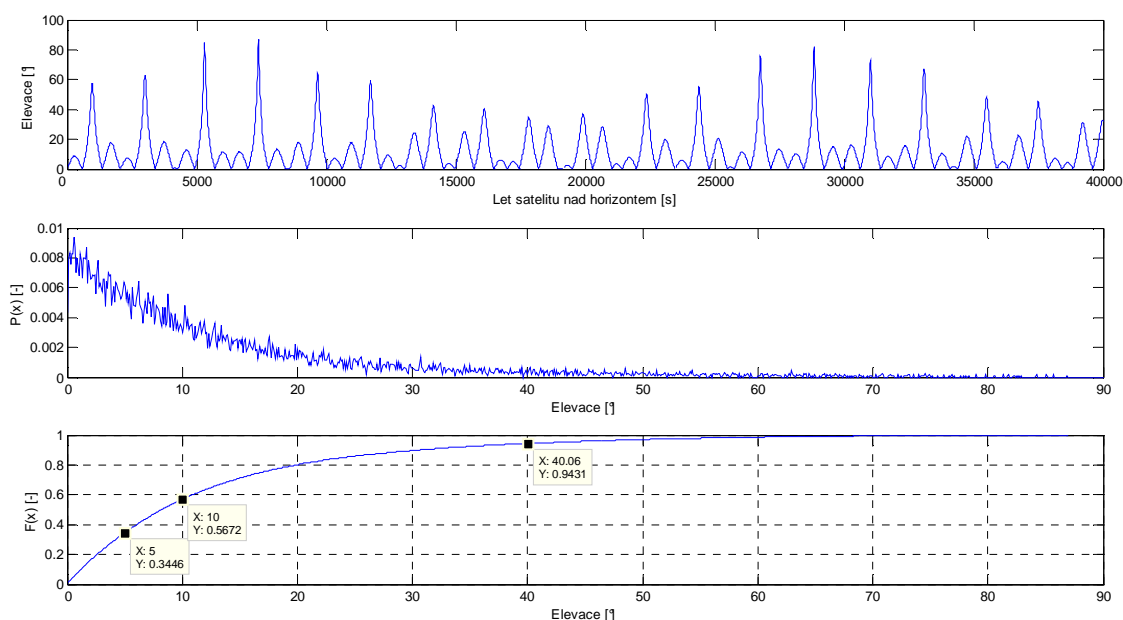


## 1.2 Cíle disertační práce

Cílem této disertační práce je provést analýzu komunikačních systémů pikosatelitů z hlediska energetického rozpočtu rádiového spoje a identifikovat oblasti, kde tyto energetické rozpočty mají největší rezervy způsobené provozováním rádiového spoje bez adaptace na aktuální podmínky v přenosové cestě. S využitím vybraných modulačních schémat a s možnostmi technologie softwarově definovaného rádia se pokusím navrhnout takový systém rádiové komunikace pikosatelitů s pozemním střediskem, který bude průběžně reagovat na měnící se podmínky a adaptací dosáhne efektivnějšího využití přenosové cesty. Efektivním využitím přenosové cesty se rozumí několik komunikačních strategií, kdy cílem může být např. úspora elektrické energie (potřebné množství dat s povolenou chybovostí přenést z pikosatelitu na Zem během komunikačního okna se spotřebou minima elektrické energie) nebo maximalizace datové propustnosti (během doby trvání komunikačního okna využívat maximální povolený ekvivalentní izotropicky vyzářený výkon EIRP a maximalizovat aktuální přenosovou rychlost s povolenou chybovostí). Součástí adaptabilního systému rádiové komunikace pikosatelitů bude i režim pro velmi nepříznivé podmínky (např. elevace pikosatelitu menší než  $5^\circ$ , snížení EIRP vlivem poruchy na anténě nebo poruchy napájecích systémů) s cílem přenášet alespoň základní telemetrické údaje omezenou přenosovou rychlostí. V teoretické i praktické části práce se budu zabývat rozborem a řešením následujících témat:

**a) Energetický rozpočet rádiového spoje** – cílem je modelovat energetické poměry rádiového datového spoje z pohledu kvality přijímaného signálu v závislosti na poloze satelitu a jeho orientaci vůči pozemní stanici. Ve stávajících projektech se energetický rozpočet spoje zpravidla navrhuje s rezervou pro stanovené mezní podmínky (maximální komunikační vzdálenost, maximální atmosférický a ionosférický útlum, maximální odklon vyzářovacího diagramu antény pikosatelitu), kdy komunikace musí ještě v definované kvalitě (většinou kvantifikované bitovou chybovostí) probíhat. Většinou se uvažuje pouze komunikace s pikosatelity při elevaci větší než  $5^\circ$  nebo  $10^\circ$ , při níž již lze zanedbat celou řadu atmosférických vlivů. Pro tyto podmínky je zvolena přenosová rychlost, typ modulace a zabezpečení přenosu dat. To znamená, že po zbytek doby, kdy komunikace probíhá za lepších podmínek, je přenosová kapacita kanálu využívána neefektivně. Smyslem této části práce bude vyjádřit nejednoznačnosti (proměnné složky) v energetické bilanci spoje, které se dosud pokrývaly rezervou v návrhu. Pokud u některých složek nebude možné korektně vyjádřit jejich absolutní maximální nebo minimální hodnoty, použije se statistický postup a stanoví se maxima nebo minima pro daný

procentní podíl doby trvání (např. že přidaný útlum způsobený vodními parami v atmosféře bude po 99 % doby trvání komunikace menší než 3 dB). Studium závislosti kvality přijímaného signálu na poloze, orientaci pikosatelitu a na dalších vlivech umožní v softwarově definovaném rádiu průběžně adaptovat přenosovou rychlost a typ modulace za účelem maximalizace přenosových rychlostí nebo snížení nároků na vysílaný výkon. Adaptace také umožní provozovat komunikaci i při nízkých elevačních úhlech pikosatelitu. V této době pravděpodobně bude vlivem atmosférických vlivů a dlouhé komunikační vzdálenosti kvalita signálu nejnižší. Ovšem pikosatelity na typických LEO drahách setrvávají za těchto podmínek značný podíl času komunikačního okna (cca 35 % času v elevacích menších než  $5^\circ$  a cca 55 % času v elevacích menších než  $10^\circ$ ), jak je ukázáno na obr. 1.1 a dále v příloze práce



**Obr. 1.1** Statistické zpracování přeletů pikosatelitu AAUSat-II nad Plzní.

**b) Volba vhodné modulace a přenosové rychlosti** – cílem je hledat takovou skupinu modulací, která umožní snadnou realizaci na palubě pikosatelitu s omezenými výpočetními i energetickými možnostmi, umožní používat zesilovače s vysokou účinností a nabídne široký rozsah energetických účinností pro možnost adaptace na aktuální kvalitu přijímaného signálu. Adaptační mechanismus by měl ze souboru modulací vybírat tu, která pro aktuální přenosové podmínky nabídne maximální přenosovou rychlost při požadované chybovosti a šířkou svého spektra nepřekročí určitý limit (daný technickými možnostmi realizace nebo udělenou licencí k provozování služby). Demodulátor na přijímací straně by měl být odolný vůči chybě kompenzace Dopplerova posunu a měl by umožňovat nekoherentní demodulaci, která nevyžaduje

přesnou obnovu fáze nosné vlny. To je výhodné při nízké kvalitě signálu a fázových fluktuacích, kdy koherentní obnova nosné vlny může být složitá a může často způsobovat chyby. Fázové fluktuace mohou vznikat při průchodu signálu troposférou a ionosférou. Při nízkých elevačních úhlech jsou spojeny také se zvýšeným útlumem při šíření signálu a jeho kolísáním. V těchto ztížených podmínkách může nekoherentní demodulace nabídnout dokonce lepší výsledky než koherentní demodulace.

Teoretické pasáže práce v kapitole 2 jsou vypracovány zejména s využitím literatury od organizace The Jet Propulsion Laboratory (součást NASA) a s využitím doporučení Mezinárodní telekomunikační unie (ITU). Jedná se zejména o teoretický rozbor možných vlivů na energetický rozpočet rádiového spoje a jeho kolísání. V praktické části práce v kapitole 3 se budu zabývat konkrétními výpočty kolísání v energetickém rozpočtu spoje pro několik komunikačních kmitočtů a několik typických orbitálních drah pikosatelitů. Dále zde bude navržen soubor vhodných modulací a postup, jak komunikační systém adaptovat na kolísání kvality přijímaného signálu s cílem efektivněji využívat přenosovou kapacitu sdělovacího kanálu v závislosti na proměnných podmínkách. Většina konkrétních výpočtů nebo simulací se bude týkat pikosatelitů třídy CubeSat, případně přímo univerzitního pikosatelitu PilsenCUBE, který na pracovišti katedry aplikované elektroniky a telekomunikací Fakulty elektrotechnické ZČU v Plzni vyvíjíme. Všechny výpočty však budou vzhledem k jejich parametrizaci snadno přenositelné a aplikovatelné i na satelity s jinými charakteristickými vlastnostmi.

## 2 Teoretický rozbor rádiové komunikace pikosatelitů

Návrh rádiového komunikačního systému pikosatelitu s využitím neadaptivních technologií rádiových vysílačů a přijímačů často probíhá zjednodušenou formou, protože vlastní radiokomunikační systém nebývá součástí výzkumného cíle a poskytuje pouze službu pro přenos výsledků experimentů do pozemního řídicího střediska. Energetická bilance spoje se vypočítává pro nejméně příznivé podmínky, kdy ještě komunikace musí být spolehlivá. Často se tak uvažuje provozování rádiové komunikace pouze v elevacích pikosatelitu vyšších než  $5^\circ$  nebo  $10^\circ$ . Z tohoto údaje se pak odvozuje maximální komunikační vzdálenost, na kterou se propočítává energetická bilance spoje pro konkrétní modulaci a přenosovou rychlost. Atmosférické vlivy se při těchto elevacích zanedbávají.

Klasická technologie rádiových vysílačů a přijímačů umožňuje pouze omezené možnosti průběžné změny nastavení parametrů komunikace. Volby modulací, pokud jsou vůbec k dispozici, se omezují na přepínání několika základních typů (např. FSK, BPSK, GMSK, QPSK) a neumožňují řádově měnit spektrální nebo energetickou účinnost přenosu. Pikosatelity velmi často obsahují pouze radiomajáky s modulací OOK pro snadné zachycení signálu a identifikaci (vysílají např. v Morseově kódu identifikaci pikosatelitu) a hlavní jednotku s jednou z modulací (AFSK, GMSK nebo BPSK) zapínanou při překročení minimální elevace na povel z řídicího střediska.

Pokud při návrhu systému nevyhovuje energetický rozpočet spoje pro požadovanou přenosovou rychlost a typ modulace podporovaný zvoleným vysílačem a přijímačem, provádí se úpravy v EIRP (zvětšením zisku výkonového zesilovače nebo zisku antény na vysílací straně), případně zvětšením zisku antény na přijímací straně. Malé korekce energetické bilance spoje lze realizovat programově účinnějším protichybovým zabezpečením FEC.

Vzorový nástroj a postup výpočtu energetické bilance rádiového spoje tak, jak se často uvažuje v projektech pikosatelitů, lze najít např. v [1]. Rádiový spoj, navržený tímto postupem, bude po určitou část doby probíhající komunikace pracovat za příznivějších podmínek z hlediska kvality přijímaného signálu, ale vzhledem k chybějící adaptaci nebude možné zlepšit spektrální nebo energetickou účinnost přenosu. Po cca 35 % času komunikačního okna (v případě přenosu dat při elevaci větší než  $5^\circ$ ) nebo po cca 55 % času komunikačního okna (v případě přenosu dat při elevaci větší než  $10^\circ$ ) nebude komunikace probíhat vůbec nebo bude mít vyšší chybovost než navrhovanou.

## 2.1 Rozbor energetické bilance spoje

Energetický rozbor rádiového spoje vychází ze známých parametrů (vysílaný výkon, zisky antén, komunikační vzdálenost, typ modulace a přenosová rychlost, ...) a některých odhadovaných údajů, které nelze vzhledem k jejich charakteru stanovit přesně a lze pouze uvažovat nejhorší stav, za kterého má ještě komunikace probíhat (útlum deštěm a oblačností, chyba směřování antén, aktuální šumová teplota celé přijímací aparatury, rušení cizími zdroji, atd.). Výpočet energetické bilance rádiového spoje tak spočívá ve stanovení úrovně přijímaného užitečného signálu a ve stanovení úrovně šumu přepočítaného na vstup přijímače. Jak úroveň přijímaného užitečného signálu, tak i úroveň šumu se bude měnit v závislosti na poloze pikosatelitu vůči pozemnímu středisku, na jeho orientaci vůči pozemnímu středisku a na atmosférických vlivech. Na základě vypočítané úrovně užitečného signálu a úrovně šumu přepočítané na vstup přijímače se stanovuje parametr  $E_b/N_0$  (poměr energie na přenesení 1 bitu informace ku spektrální výkonové hustotě šumu) na vstupu demodulátoru a vyhodnocuje se tzv. systémová rezerva rádiového spoje. V této kapitole budou rozebrány podstatné zdroje kolísání hodnoty  $E_b/N_0$  během přeletu pikosatelitu nad pozemním komunikačním střediskem.

### 2.1.1 Výpočet energetické bilance

Chceme-li spočítat výkon přijímaného užitečného signálu na vstupu rádiového přijímače (označíme  $C$ ), pak musíme do výpočtu zahrnout veškeré ztráty a zisky v cestě vysílaného signálu. Úroveň  $C$  přijímaného užitečného signálu tedy dostáváme jako:

$$C = P_A - L_{RF} + G_{Ant1} - L_{Ant1} - L_0 - L_{Iono} - L_{Atm} - L_w + G_{Ant2} - L_{Ant2} - L_P \quad (2.1)$$

V uvedeném vztahu je uvažována  $C$  v jednotkách  $\text{dB}_W$ , úroveň výkonu dodávaného na výstupu výkonového zesilovače vysílače je  $P_A$  v  $\text{dB}_W$ , úhrnné ztráty mezi výstupem výkonového zesilovače a anténou vysílače jsou  $L_{RF}$  v  $\text{dB}$ , zisk vysílací antény do hlavního směru je  $G_{Ant1}$  v  $\text{dBi}$ , ztráty nepřesným směřováním vysílací antény jsou  $L_{Ant1}$  v  $\text{dB}$ , ztráty způsobené šířením elektromagnetických vln ve volném prostředí jsou  $L_0$  v  $\text{dB}$ , ztráty vlivem útlumu a odrazu elektromagnetických vln v ionosféře jsou  $L_{Iono}$  v  $\text{dB}$ , ztráty vlivem absorpce elektromagnetických vln v plynech a látkách atmosféry jsou  $L_{Atm}$  v  $\text{dB}$ , ztráty vlivem šíření elektromagnetických vln deštivým prostředím, oblačností a vlivem troposférických scintilací jsou  $L_w$  v  $\text{dB}$  (upřesněny ve vztahu 3.5), zisk přijímací antény v hlavním směru je  $G_{Ant2}$  v  $\text{dBi}$ , ztráty vlivem

nepřesného směřování přijímací antény jsou  $L_{Ant2}$  v dB a ztráty vlivem rozdílné polarizace přijímané elektromagnetické vlny a přijímací antény jsou  $L_P$  v dB.

Další veličina, kterou potřebujeme vyjádřit pro stanovení energetické bilance spoje, je spektrální výkonová hustota šumu, označovaná jako  $N_0$  s jednotkou dB<sub>W</sub>/Hz. Udává šumový výkon vztahovaný na šířku pásma 1 Hz na vstupu přijímače a je rovna:

$$N_0 = 10 \log_{10}(k) + 10 \log_{10}(T_S) \quad (2.2)$$

Symbol  $k$  v uvedeném vztahu označuje Boltzmannovu konstantu  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K a  $T_S$  označuje celkovou systémovou šumovou teplotu v Kelvinech.

Nyní můžeme stanovit odstup výkonu užitečného signálu  $C$  od spektrální výkonové hustoty šumu  $N_0$  na vstupu přijímače, označovaný jako  $C/N_0$  s jednotkou dB<sub>W</sub>/Hz. Lze jej považovat za základní parametr kvality signálu a je nezávislý na zvoleném typu modulace. Vypočítáme jej jako:

$$C/N_0 = C[\text{dB}_W] - N_0[\text{dB}_W/\text{Hz}] \quad (2.3)$$

Při znalosti přenosové rychlosti  $V_P$  [bit/s] můžeme z tohoto základního parametru dopočítat poměr energie na přenesení 1 bitu informace ku spektrální výkonové hustotě šumu, označovaný jako  $E_b/N_0$  a sloužící ke zhodnocení energetické bilance rádiového spoje. Poměr  $E_b/N_0$  v jednotkách dB spočítáme jako:

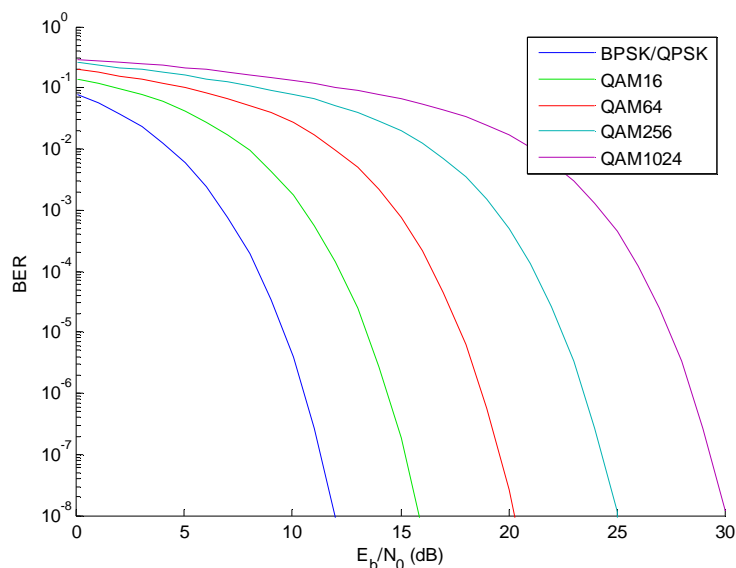
$$E_b/N_0 = (C/N_0) - 10 \log_{10}(V_P) \quad (2.4)$$

Systémový zisk nebo také systémová rezerva  $G_S$  v dB je pak rozdíl mezi spočítanou hodnotou  $E_b/N_0$  a pro daný přijímač, typ modulace a akceptovatelnou chybovost přenosu minimálně požadovanou hodnotou  $(E_b/N_0)_{MIN}$ . Systémový zisk tedy vyjadřuje, s jakou rezervou máme rádiový spoj navržen pro další neočekávané ztráty úrovně signálu při přenosu (např. silný déšť, plně nerozvinutý anténní systém na satelitu) nebo pro neočekávané navýšení úrovně rušení.

$$G_S = (E_b/N_0) - (E_b/N_0)_{MIN} \quad (2.5)$$

Pro některé základní typy modulací lze analyticky odvodit idealizovaný vztah mezi  $E_b/N_0$  a chybovostí přenosu při uvažování působení šumu s gaussovským rozložením, případně se tato závislost odvozuje ze simulací či měření. Obr. 2.1 graficky znázorňuje hodnoty chy-

bovosti pro vybrané typy modulací v závislosti na poměru  $E_b/N_0$ . Tyto výsledky byly získány nástrojem Bertool ve výpočetním prostředí Matlab, s uvažováním AWGN modelu kanálu.



Obr. 2.1 Závislost chybovosti na  $E_b/N_0$  pro vybrané typy modulací bez zabezpečení FEC.

### 2.1.2 Ekvivalentní izotropně vyzařovaný výkon

Úroveň ekvivalentního izotropně vyzařovaného výkonu EIRP ve směru maxima směrového vyzařovacího diagramu antény je dána především výstupním výkonem výkonového vysokofrekvenčního zesilovače, vložným útlumem a impedančním nepřizpůsobením vysokofrekvenčních obvodů (např. duplexer, kmitočtový filtr) a vedení v cestě signálu od zesilovače k anténě, impedančním nepřizpůsobením samotné vysílací antény a jejím ziskem. EIRP pak lze vyjádřit jako:

$$EIRP = P_A - L_{RF} + G_{Ant1} \quad (2.6)$$

Rovnice (2.6) tvoří část rovnice (2.1) se stejným významem jednotlivých členů, přitom ztráty  $L_{RF}$  reprezentují jak ztráty vlivem vložného útlumu vysokofrekvenčních obvodů a vedení mezi zesilovačem a anténou, tak i ztráty vlivem impedančního nepřizpůsobení jednotlivých obvodů, vedení a vysílací antény. Pokud do vztahu (2.4) dosadíme rovnice (2.1), (2.2), (2.3) a (2.6), pak lze výsledný poměr  $E_b/N_0$  přepsat do tvaru:

$$E_b / N_0 = EIRP - L_{Ant1} - L_0 - L_{Iono} - L_{Atm} - L_w + \dots \quad (2.7)$$

$$\dots + G_{Ant2} - L_{Ant2} - L_P - N_0 - 10 \log_{10}(V_P)$$

Člen EIRP je možné většinou přesně spočítat, simulovat nebo odměřit. Stejně tak lze přesně spočítat ztráty způsobené šířením elektromagnetických vln ve volném prostředí.

### 2.1.3 Ztráty šířením elektromagnetických vln ve volném prostředí

Tyto ztráty označované v předchozích rovnicích jako  $L_0$  umožňují počítat energetickou bilanci spoje bez nutnosti pracovat přímo s efektivní plochou antény, která je ve vztazích nahrazena ziskem antény a vlnovou délkou elektromagnetických vln. V energetické bilanci spoje pak vystupuje zisk antény  $G_{Ant}$  a ztráty způsobené šířením elektromagnetických vln volným prostředím, které jsou funkcí komunikační vzdálenosti a vlnové délky. Ztráty  $L_0$  lze odvodit způsobem popsáním v následujícím odstavci.

Mějme výkon vstupující do ideálního izotropního zářiče označený jako  $P_T$ . Potom plošná hustota výkonu  $S$  ve vzdálenosti  $d$  od tohoto zářiče se spočítá jako:

$$S = \frac{P_T}{4\pi d^2} [W / m^2] \quad (2.8)$$

Výkon  $P_R$  na výstupu přijímací směrové antény s efektivní plochou  $A_{Ef}$  ve vzdálenosti  $d$  se spočítá jako:

$$P_R = \frac{P_T A_{Ef}}{4\pi d^2} [W] \quad (2.9)$$

Efektivní plochu antény  $A_{Ef}$  můžeme vyjádřit pomocí bezrozměrného zisku antény a vlnové délky elektromagnetického vlnění jako:

$$A_{Ef} = \frac{\lambda^2 G_{Ant}}{4\pi} [m^2] \quad (2.10)$$

Po dosazení vztahu (2.10) do rovnice (2.9) dostáváme:

$$P_R = P_T \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_{Ant} [W] \quad (2.11)$$

Převrácená hodnota prostředního členu vztahu je pak označována jako ztráty při šíření elektromagnetických vln volným prostředím a tyto jsou rovny:

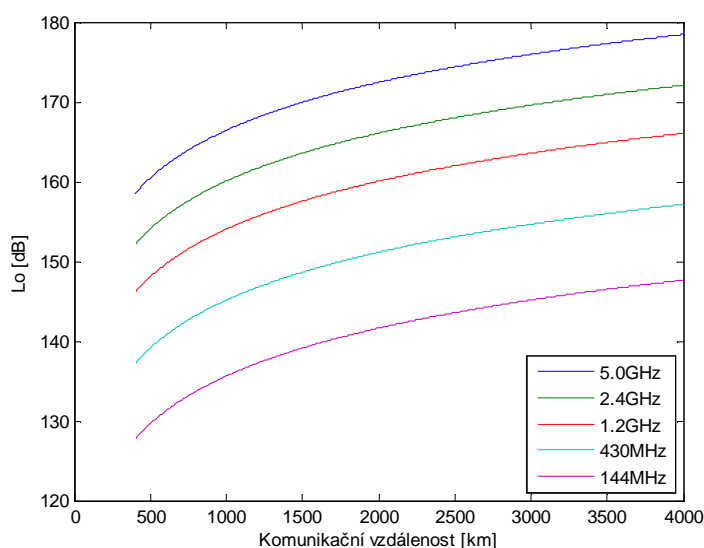
$$L_0 [-] = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.12)$$

Pokud chceme tento vztah vyjádřit v jednotkách dB stejně jako rovnice (2.1) až (2.7), přepíšeme jej do podoby:



$$L_0 [dB] = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.13)$$

Ztráty při šíření elektromagnetických vln volným prostředím jsou tedy přímo úměrné druhé mocnině komunikační vzdálenosti a nepřímo úměrné druhé mocnině vlnové délky elektromagnetické vlny. Při znalosti těchto dvou veličin je lze přesně spočítat. Na obr. 2.2 jsou tyto ztráty v závislosti na komunikační vzdálenosti graficky znázorněny pro několik vybraných kmitočtových pásem.



**Obr. 2.2** Závislost ztrát volného prostředí na komunikační vzdálenosti.

Další ztráty vystupující v energetické bilanci spoje, např. ztráty způsobené šířením ve vrstvách atmosféry, již nelze přesně spočítat. Většinou se používají různé modely pro přibližnou aproximaci těchto ztrát s využitím dlouhodobých statistik meteorologických a atmosférických podmínek.

#### 2.1.4 Ztráty šířením elektromagnetických vln atmosférou

Tyto ztráty budou silně závislé na délce rádiového spoje přes jednotlivé vrstvy atmosféry (odvíjí se od elevačního úhlu antény a tloušťky jednotlivých vrstev) a na podmínkách šíření elektromagnetických vln v nich (daných chemickým složením, vlhkostí, hustotou vodivých částic). Některé z těchto zdrojů ztrát mohou být vzhledem ke komunikačnímu kmitočtu v reálném návrhu energetického rozpočtu spoje zanedbávány, protože se téměř neprojeví. V práci však budou alespoň obecně popsány.

### 2.1.4.1 Ztráty atmosférickou absorpcí

Ztráty způsobené atmosférickou absorpcí a jejich výpočet je popsán v doporučení [2] organizace ITU. Zdrojem ztrát je zejména absorpce ve vodních parách a absorpce v plynném složení atmosféry. Celkový útlum absorpcí v atmosféře pro elevační úhel  $90^\circ$  lze stanovit jako:

$$L_{Atm} = \gamma_0 h_0 + \gamma_w h_w \quad (2.14)$$

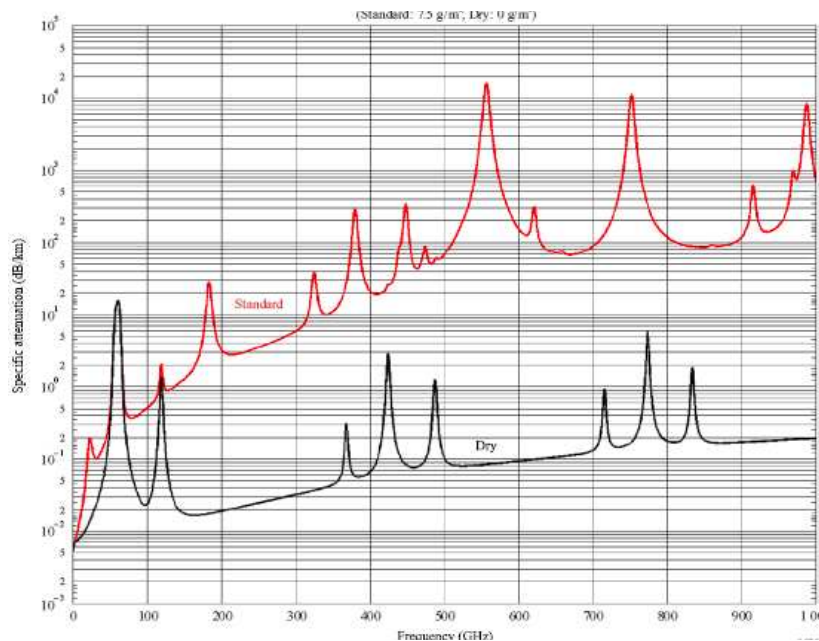
V tomto vztahu je  $L_{Atm}$  celkový útlum v dB,  $\gamma_0$  je specifický měrný útlum plynného složení atmosféry,  $\gamma_w$  je specifický měrný útlum vodních par v atmosféře,  $h_0$  a  $h_w$  jsou efektivní výšky atmosféry v jednotkách km pro výpočet útlumu v plynném složení a útlumu ve vodních parách. Specifické měrné útlumy  $\gamma_0$ ,  $\gamma_w$  a efektivní výšky atmosféry  $h_0$  a  $h_w$  lze spočítat pro daný atmosférický tlak, kmitočet a hustotu vodních par dle vztahů uvedených v [2]. Útlum atmosférickou absorpcí pro elevační úhly  $\varphi$  v rozmezí  $5^\circ$  až  $90^\circ$  lze s dostatečnou přesností dle [2] stanovit jako:

$$L_{Atm}(\varphi) = \frac{L_{Atm}}{\sin \varphi} \quad (2.15)$$

Pro elevační úhly menší než  $5^\circ$  je možné použít metodu součtu dílčích příspěvků k celkovému útlumu (2.16). Budeme postupovat takto. Atmosféru rozdělíme např. do  $k$  jednotlivých vrstev. Délku dráhy signálu danou vrstvou označíme  $a_n$  a specifické měrné útlumy v jednotlivých vrstvách označíme jako  $\gamma_{0n}$  a  $\gamma_{wn}$ . Hodnoty  $\gamma_{0n}$  a  $\gamma_{wn}$  se budou měnit v závislosti na tlaku atmosféry v dané vrstvě, teplotě, hustotě vodních par a kmitočtu. Pro dostatečnou přesnost by šířka vrstev, na které rozdělíme atmosféru, měla růst exponenciálně od 10 cm pro nejnižší výšky po 1 km pro výšky 100 km. Výpočet by měl probíhat až do výšek 30 km, v případě kmitočtu blízkého charakteristickým extrémům ve specifickém měrném útlumu až do výšky 100 km.

$$L_{Atm} = \sum_{n=1}^k a_n (\gamma_{0n} + \gamma_{wn}) \quad (2.16)$$

Ztráty způsobené atmosférickou absorpcí je možné počítat přímo aplikováním vztahů uvedených v [2] nebo lze využít některý ze softwarových nástrojů, který má uvedené vztahy implementovány.

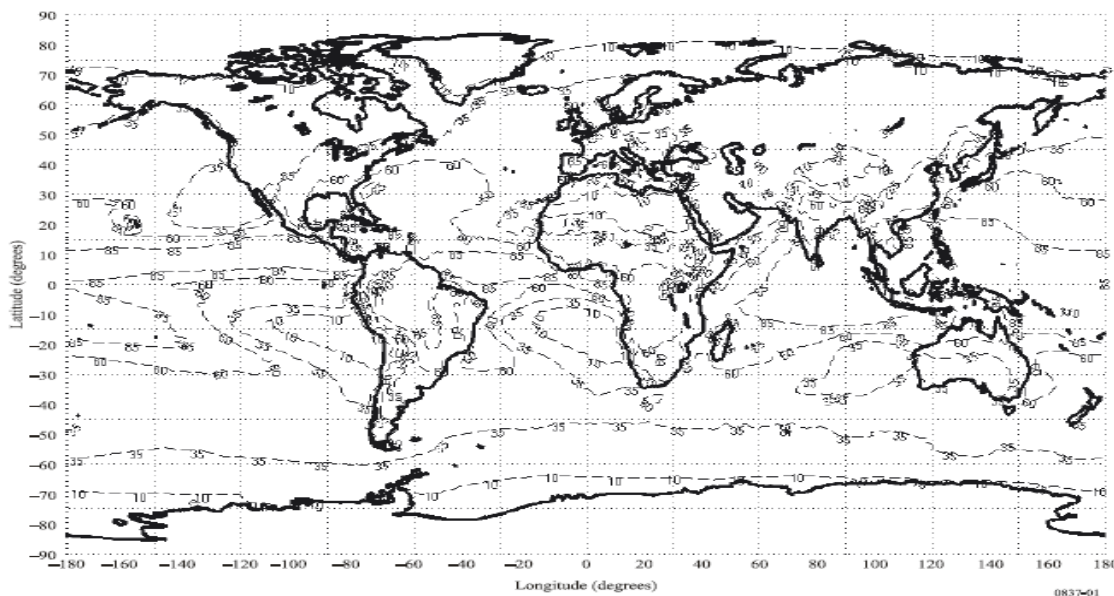


Obr. 2.3 Měrný útlum absorpcí v atmosféře pro standardní a suchou atmosféru - převzato z [2].

#### 2.1.4.2 Ztráty útlumem v dešti

Ačkoliv ztráty způsobené útlumem v dešti se zejména pro nízké kmitočty ( $f < 4$  GHz) mohou zdát zanedbatelné, je třeba je vyčíslit, a to vzhledem k jejich možnému nezanedbatelnému působení na nárůst celkové šumové teploty systému a tedy nárůst výkonu šumu, který zhorší celkový energetický rozpočet rádiového spoje. Dopad útlumu v dešti na zvýšení celkové šumové teploty systému je popsán v podkapitole 2.1.6.3.

Stanovení útlumu deštěm probíhá ve třech krocích a vychází ze statistických dat o meteorologických podmínkách. Nejdříve je nutné stanovit maximální intenzitu deště  $R$  (v jednotkách mm/h), která je pro dané geografické místo překročena po zvolenou procentní část času (např. 0,01 %). Postup výpočtu intenzity deště a zdrojová data jsou uvedena v doporučení [3] organizace ITU nebo lze ve stejném zdroji vyčíslit intenzitu deště přibližně z klimatických map, např. pro překročení v 0,01 % podílu času.

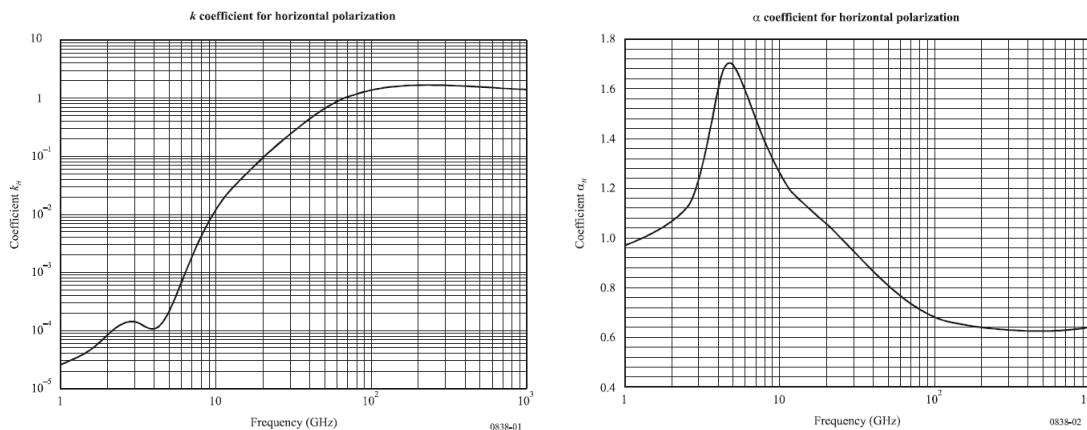


Obr. 2.4 Klimatická mapa s maximální hustotou deště pro 0,01% podíl času - převzato z [3].

Poté ze známé maximální intenzity deště (pro danou lokalitu a procentuální podíl času) a komunikační frekvence spočítáme specifický měrný útlum  $\gamma_r$  s jednotkou dB/km. Výpočet je upraven doporučením [4] organizace ITU. Hodnotu specifického měrného útlumu získáme jako:

$$\gamma_r = kR^\alpha \tag{2.17}$$

V tomto vztahu je  $R$  intenzita deště s jednotkou mm/h, koeficienty  $k$  a  $\alpha$  jsou závislé na kmitočtu a lze je dopočítat z tabulkových hodnot a vztahů uvedených v [4] nebo odečíst z vynesných grafických závislostí.



Obr. 2.5 Koeficienty pro výpočet měrného útlumu deštěm - převzato z [4].

Ve třetím kroku se musí stanovit efektivní délka dráhy  $d_{ef}$  signálu přes dešť pro výpočet celkového útlumu. Stanovení efektivní délky dráhy pro libovolný elevační úhel bez znalosti skutečné geometrie dešťové situace je možné na základě poznatku, že intenzita deště  $R$  a celkový útlum  $L_{Rain}$  způsobený tímto deštěm jsou silně statisticky závislé. Dle [5] je možné pro stanovení efektivní délky a celkového útlumu použít několik modelů, např. model SAM nebo model DAH, který je zahrnut v doporučení ITU-R P.618-10. Model vyžaduje znalost výšky kondenzace vody pro danou geografickou oblast (označováno jako „rain height“ v doporučení [6] organizace ITU) a intenzitu deště, která je v dané oblasti překročena pouze po zvolenou procentuální část času (průměrného roku). Celkový odhad útlumu způsobeného deštěm na základě statistických metod pro určitý procentuální podíl času je pak:

$$L_{Rain}(\varphi) = d_{ef}(\varphi)\gamma_r \quad (2.18)$$

Hodnota útlumu stanovená tímto odhadem pro procentuální podíl času je ovšem platná pro dlouhodobé pozorování jevu v průměrném roce a v krátkodobém horizontu může být tato hodnota překročena.

Pro kmitočty nižší než 4 GHz bude hodnota útlumu deštěm, oblačností a atmosférickou absorpcí celkově nízká (a v energetických rozpočtech často zanedbávána), měla by však být vyčíslena z důvodu analýzy nárůstu celkové šumové teploty systému způsobené tímto útlumem. Tento nárůst šumové teploty může energetickou bilanci rádiového spoje ovlivnit i více, než samotný útlum úrovně užitečného signálu.

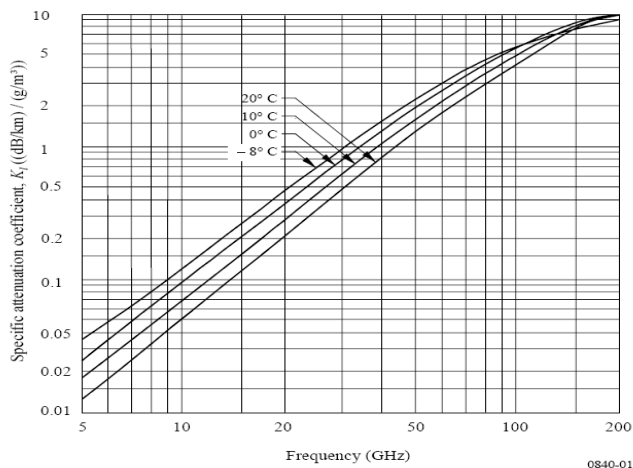
Uvedený postup výpočtu maximální hodnoty útlumu v procentuálním podílu času je platný pro geostacionární dráhy, kde se elevace antény nemění. Pro jiné oběžné dráhy, kde se elevace antény během komunikace mění, musíme do výpočtu zahrnout i četnost výskytu pikosatelitu pod daným elevačním úhlem vůči pozemní stanici. Postup výpočtu je uveden v doporučení [7] organizace ITU. Zde jej není nutné uvádět, protože v kapitole 3 nás nebude zajímat celková dlouhodobá statistika z hlediska četnosti výskytu pikosatelitu v dané elevaci, ale pouze možné kolísání v energetickém rozpočtu spoje jako funkce elevačního úhlu.

#### 2.1.4.3 Ztráty útlumem v oblačnosti a mlze

Výpočet těchto ztrát vychází, stejně jako při výpočtu ztrát způsobených deštěm, ze statistického pozorování meteorologických podmínek. Metodika vyhodnocení ztrát způsobených oblačností a mlhou je uvedena v doporučení [8] organizace ITU. Útlum v rozmezí elevací od  $5^\circ$  do  $90^\circ$  lze vyjádřit pomocí následujícího vztahu (2.19).

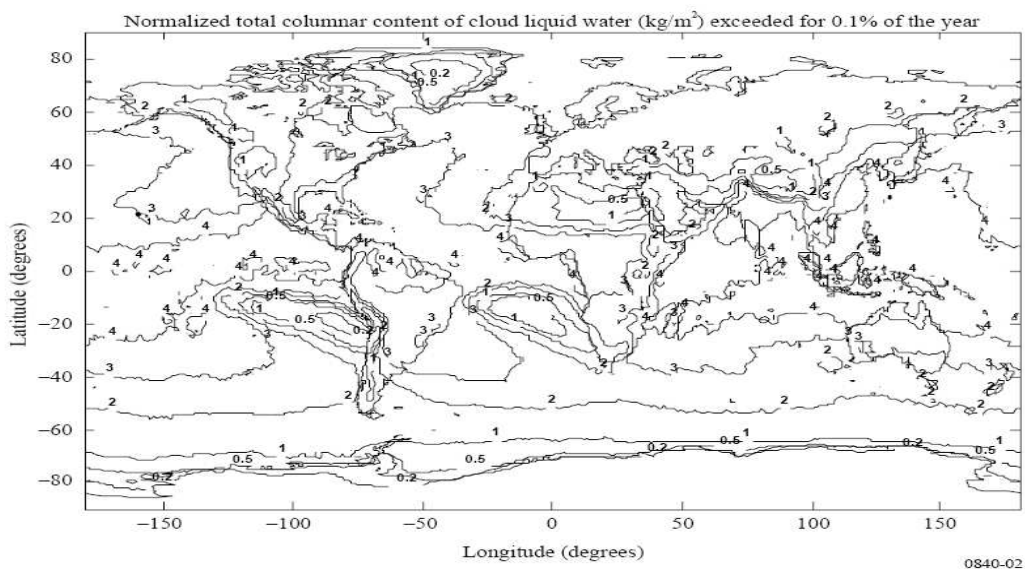
$$L_{Cloud} = \frac{KL}{\sin \varphi} \quad (2.19)$$

V tomto vztahu je  $K$  koeficient měrného útlumu s jednotkou  $(\text{dB}\cdot\text{m}^3)/(\text{km}\cdot\text{g})$  a  $L$  je plošný obsah vody v oblacích nebo mlze s jednotkou  $\text{kg}/\text{m}^2$ . Elevace antény pozemního segmentu je označena  $\varphi$ . Koeficient  $K$  je možné spočítat v závislosti na kmitočtu a teplotě dle vztahů uvedených v doporučení [8] nebo odečíst z grafického vyjádření v témže zdroji (obr. 2.6).



**Obr. 2.6** Koeficienty pro výpočet měrného útlumu oblačností - převzato z [8].

Plošný obsah vody pro danou procentuální část času je možné získat ze statistického zpracování místního radiometrického průzkumu, využitím dat ze souborů organizace ITU nebo z jejich meteorologických map v doporučení [8].



**Obr. 2.7** Meteorologická mapa s plošným obsahem vody v oblacích pro 0,1% podíl času - převzato z [8].

Pokud bychom chtěli výpočty využít pro navržení satelitního rádiového spoje pro ne-geostacionární dráhy s určitou procentuální dostupností služby, budeme muset vzít v úvahu jako v předchozím případě útlumu způsobeného deštěm statistiku výskytu satelitu v určité elevaci z pohledu pozemní stanice. Nás ale opět bude zajímat pouze možné kolísání v energetickém rozpočtu spoje jako funkce elevačního úhlu

#### **2.1.4.4 Scintilace troposférických ztrát**

Scintilace (rychlé změny) troposférických ztrát nabývají na velikosti s rostoucím komunikačním kmitočtem a délkou dráhy signálu troposférou a klesají s klesající šířkou laloku vyzařovací charakteristiky antény. Jsou dány změnami v indexu atmosférické refrakce podél cesty šíření signálu. Změny indexu atmosférické refrakce jsou silně korelovány se změnami obsahu vodních par v atmosféře, které mohou být dlouhodobě odhadovány z meteorologických dat. Postup výpočtu troposférických scintilací je uveden v doporučení [7] organizace ITU a používají se při něm tři metody.

První metoda popisuje troposférické scintilace a jejich statistické rozložení pro elevační úhly antény větší než  $4^\circ$ . Pro stanovení hloubky úniků troposférickou scintilací pro tyto elevační úhly je vyžadována znalost průměrné teploty povrchu za měsíc nebo delší období, znalost průměrné relativní vlhkosti v místě pozemní stanice za měsíc nebo delší období, komunikační kmitočet (v doporučení je uveden rozsah od 4 GHz do 20 GHz), elevační úhel antény, její průměr a účinnost. Pro stanovení teplot a vlhkostí jsou preferována místní meteorologická data stejně jako u většiny troposférických vlivů. Pokud nejsou známa, využívají se data z doporučení ITU-R (v tomto případě z [9]).

Druhá metoda popisuje výpočet hlubokých úniků a jejich statistické rozložení pro elevační úhly menší než  $5^\circ$  a průměrný nejhorší měsíc v roce, kdy se začíná do scintilací projevovat i jev rozostření vyzařovací charakteristiky antény a odchylky skutečného elevačního úhlu, pod kterým je daný satelit viditelný vůči pozemní stanici (podkapitola 2.1.4.5). Tato metoda tvoří i základ pro třetí metodu, odvozující mělké úniky a jejich statistické rozložení pro elevační úhly menší než  $5^\circ$  interpolací.

#### **2.1.4.5 Rozostření anténního svazku změnou indexu refrakce**

Změny indexu atmosférické refrakce podél cesty šíření signálu mohou přeneseně z pohledu antény způsobovat změny ve tvaru její vyzařovací charakteristiky. Dochází tak k rozostření a zaostření vyzařovacího svazku, které se projeví jako kolísání zisku antény v po-

žadovaném směru. Tento jev způsobující ztráty úrovně signálu, anglicky označován jako „antenna spreading loss“, je zjednodušeně popsán v doporučení [7] organizace ITU, kde tyto ztráty  $L_{Asl}$  jsou vypočítávány jako:

$$L_{Asl} = 2,27 - 1,16 \log(1 + \varphi) \quad (2.20)$$

V tomto vztahu je  $\varphi$  elevační úhel s jednotkou mrad. Uvedený vztah je empirický, nezávislý na frekvenci v rozsahu 1 GHz až 100 GHz a platný v průměrném roce z hlediska atmosférických a meteorologických podmínek a pro elevační úhly menší než  $5^\circ$ . Pro větší elevace je jev zanedbatelný. Korektně je jev popsán pro různé výšky pozemní stanice nad mořem a pro dané přídatné ztráty šířením atmosférou v porovnání s podmínkami bez působení deště (v angličtině tzv. „clear sky“) v doporučení [10] organizace ITU. V tomto doporučení je rovněž rozebrána odchylka elevačního úhlu pozorování satelitu (důležité pro směřování antén s vysokým ziskem) a prodloužení efektivní dráhy signálu (důležité pro satelitní určování polohy) vlivem změn v indexu atmosférické refrakce.

#### 2.1.4.6 Ionosférické ztráty a jejich scintilace

Vliv stavu ionosféry na satelitní komunikaci popisuje doporučení [11] organizace ITU, kdy do kmitočtu 12 GHz by se tyto vlivy neměly zanedbávat a pod kmitočtem 3 GHz mohou být významné v porovnání s jinými atmosférickými vlivy (např. s útlumem v dešti). Ionosféra může způsobit stáčení polarizace elektromagnetické vlny, skupinové zpoždění a fázový posun vzhledem k ionizaci vrstev podél dráhy signálu, rychlé změny amplitudy a fáze signálu (tzv. scintilace) vlivem nehomogenních struktur v ionosféře, změny směru pozorování satelitu vlivem refrakce a Dopplerův jev. Tyto vlivy na šíření elektromagnetických vln, zejména scintilace absorpce ionosférou, působí převážně v oblastech rovníkových ( $\pm 20^\circ$  zeměpisné šířky) a oblastech polárních (zeměpisná šířka větší než  $60^\circ$ ) a nelze je jednoduše popsat matematickými vztahy. Je známo, že ionosférické jevy ovlivňuje celá řada cyklů (denní doba, roční období, jedenáctiletý cyklus Slunce) i mimořádné události (sluneční bouře, polární záře,...). Pro výpočet dopadů ionosférických jevů ITU doporučuje software GISM (Global Ionospheric Scintillation Model), který využívá NeQuick model ionosféry pro odhad celkového množství elektronů (s jednotkou  $1 \text{ TEC} = 10^{16} \text{ elektronů/m}^2$ ) podél dráhy signálu. Z hodnoty TEC je pak odhadnut index  $S_4$ , který vyjadřuje kolísání v úrovni signálů vlivem ionosférických scintilací. Doporučení ITU-R P.531-10 dělí úrovně kolísání do tří skupin:

- a) slabé scintilace pro  $S_4 < 0,3$



- b) střední scintilace pro  $0,3 < S_4 < 0,6$
- c) silné scintilace pro  $S_4 > 0,6$

Index  $S_4$  je definován jako:

$$S_4 = \left( \frac{\text{avg}\langle I^2 \rangle - \text{avg}\langle I \rangle^2}{\text{avg}\langle I \rangle^2} \right)^{1/2} \quad (2.21)$$

V tomto vztahu je  $I$  intenzita signálu úměrná kvadrátu amplitudy a operátor  $\text{avg}\langle \rangle$  značí střední hodnotu. Index  $S_4$  je pak možné převést dle empirického vztahu (2.22) z doporučení ITU na odpovídající úroveň kolísání výkonu signálu v dB.

$$P_{fluc} = 27,5 S_4^{1,26} \quad (2.22)$$

Maximální scintilace nastávají v okamžiku místního západu Slunce v ionosférických vrstvách a mohou přetrvávat desítky minut. Ukázky výpočtů v daném softwaru budou součástí třetí kapitoly.

### 2.1.5 Ztráty nepřesným směřováním a orientací antén

Typická uspořádání antén v systémech pro komunikaci s pikosatelity se sestávají ze směrové antény s kruhovou polarizací v pozemním segmentu komunikačního systému a z lineárně polarizované antény s malou směrovostí na pikosatelitu (ideálně s všesměrovou anténou). Tato kombinace, ačkoliv zanáší polarizační ztráty, bývá volena s ohledem na to, že pikosatelity vzhledem ke své nízké hmotnosti a malému elektrickému příkonu nemívají implementováno aktivní řízení natočení vůči pozemnímu segmentu nebo toto natáčení je značně nespolehlivé. Kombinací lineární a kruhové polarizace zanášíme útlum 3 dB, ale zabraňujeme tím možným výrazně větším ztrátám v energetickém rozpočtu spoje, které by mohly nastat při nevhodném natočení polarizačních rovin přijímací antény a přijímané elektromagnetické vlny. Pokud by byly vlivem špatného natočení pikosatelitu vůči anténě pozemního segmentu dvě lineárně polarizované roviny vůči sobě nevhodně natočeny (odklon polarizačních rovin  $90^\circ$ ) nebo dvě kruhově polarizované roviny by měly proti sobě opačný směr stáčení polarizace (levotočivou a pravotočivou kruhovou polarizací), mohl by přenos být teoreticky nulový.

Antény s malou směrovostí se na pikosatelitu používají z toho důvodu, že není možné zajistit spolehlivé natočení maxima vyzařovacího diagramu vůči pozemnímu segmentu, navíc je často požadována možnost příjmu dat z pikosatelitu na několika prostorově vzdálených po-

zemních segmentech současně. Proto se spíše požaduje, aby anténa pikosatelitu ve vyzařovacím diagramu neměla výrazná a úhlově široká minima. V reálu se tak na pikosatelitech používají půlvlnné dipólové antény nebo monopólové antény.

#### **2.1.5.1 Ztráty nepřesným směřováním antény pikosatelitu**

Při volné rotaci pikosatelitu je energetický rozpočet spoje zatížen periodickými úniky, jejichž hloubku je potřebné stanovit. Úniky jsou způsobené natočením minima vyzařovací charakteristiky dipólové nebo monopólové antény vůči pozemnímu segmentu. Stanovení minim není zcela triviální záležitostí. Ideální půlvlnný dipól vykazuje ve vyzařovacím diagramu ostré minimum v ose dipólu, kdy bezrozměrný zisk antény v tomto směru je nulový a hodnota zisku vyjádřená v jednotkách dBi by vykazovala hodnotu záporného nekonečna. Reálná hodnota bezrozměrného zisku antény v tomto směru bude nenulová, v závislosti na geometrii antény, okolních vodivých plochách (stěny pikosatelitu), jejich velikosti a uspořádání vůči půlvlnnému dipólu.

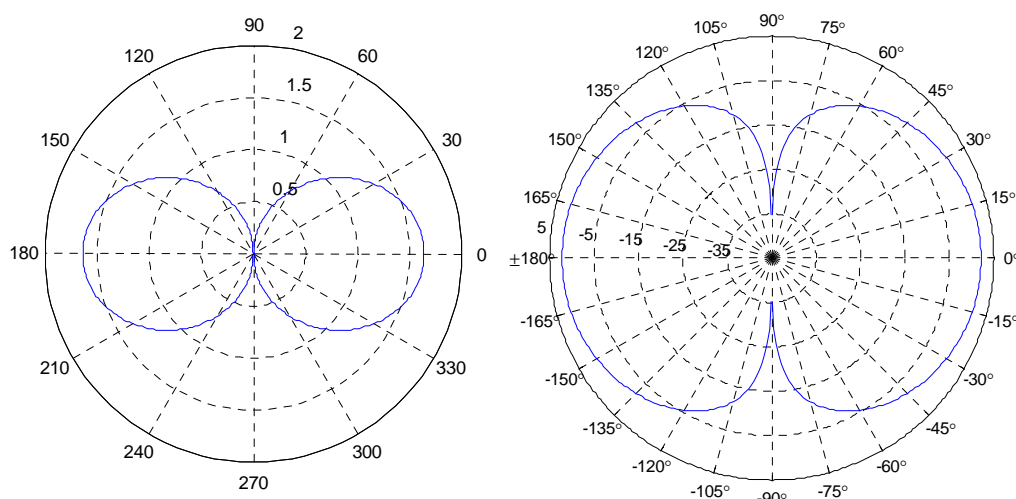
Vyčíslit tato minima vyzařovací charakteristiky by vyžadovalo do numerického výpočetního softwaru vložit zcela přesný model pikosatelitu a jeho antény. Výsledek výpočtů by byl i tak postižen numerickou chybou, vycházející z použité metody numerického řešení. V takovémto případě, kdy není možné získat přesné výsledky, bude účelné k výpočtu nejistot použít náhradu reálné antény ideálním půlvlnným dipólem a při uvažování volné rotace pikosatelitu statisticky vyhodnotit, jak maximálně velký pokles v úrovni signálu vlivem natočení antény svým minimem bude po 95 % nebo 99 % z celkové doby komunikace (obdobný přístup běžně používán při kalkulaci proměnných atmosférických vlivů).

Čím více se budeme blížit při vyhodnocování 100 % doby komunikace, tím se výsledná hodnota poklesu může lišit od skutečné vlivem idealizace dipólové antény a přesností numerických výpočtů. Pro další výpočty v kapitole 3 tedy budeme uvažovat ideální půlvlnný dipól, rovnoměrné statistické rozložení úhlů natočení antény vůči pozemnímu segmentu (vychází z předpokladu volné rotace pikosatelitu) a požadavek zjištění maximální hodnoty poklesu úrovně signálu po 95 % doby trvání komunikace.

Směrovou závislost intenzity elektrického pole ideální dipólové antény můžeme vyjádřit pomocí vztahu (2.21), který je převzat z [12]. V tomto vztahu je  $l$  délka dipólové antény,  $\lambda$  vlnová délka a  $\theta$  elevační úhel z roviny, kterou dipólová anténa kolmo protíná.

$$E(\theta) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi l \cos(\theta)}{\lambda}\right) - \cos\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right) \right|}{\sin(\theta)} \quad (2.21)$$

Vztah (2.20) je v Matlabu vyjádřen pro půlvlnný dipól a elevační úhly v rozmezí  $0^\circ$  až  $360^\circ$  z roviny, kterou kolmo protíná. Dále bylo v Matlabu zavedeno normování zisku vůči izotropické anténě. Výpočetní skript je součástí elektronické přílohy práce, výsledky zobrazeny na obr. 2.6.



**Obr. 2.6** Směrové vyzařovací charakteristiky půlvlnného dipólu s bezrozměrným ziskem (vlevo) a se ziskem v dBi jednotkách (vpravo) v elevační rovině.

Pokud chceme vyjádřit rozsah poklesu úrovně signálu  $L_{Ant}$  pro určitý procentuální podíl času při volné rotaci pikosatelitu, můžeme využít symetričnosti vyzařovací charakteristiky antény a řešit situaci v rovině, dle obr. 2.6. Hledáme takový 95% úsek z časového intervalu (rozmezí elevačních úhlů z roviny kolmo protínající dipólovou anténu), kdy podíl maxima a minima intenzit elektrického pole v daném rozmezí elevačních úhlů je nejmenší. Rozsah elevačních úhlů  $\theta_1$  až  $\theta_2$  pro vyhodnocení maxima a minima určíme tak, že ze směrové charakteristiky vyjmem 5 % nejneprůzračnějších elevačních úhlů, které jsou symetricky rozloženy kolem minima vyzařovací charakteristiky antény.

$$\theta_1 = -90^\circ + \frac{2,5\%}{100\%} \cdot 180^\circ = -85,5^\circ \quad (2.22)$$

$$\theta_2 = 90^\circ - \frac{2,5\%}{100\%} \cdot 180^\circ = 85,5^\circ \quad (2.23)$$

$$L_{Ant} = 20 \log_{10} \left( \frac{\max\langle E(\theta) \rangle}{\min\langle E(\theta) \rangle} \right) \quad (2.24)$$

V tomto vztahu je  $\max\langle E(\theta) \rangle$  a  $\min\langle E(\theta) \rangle$  maximum a minimum intenzity elektrického pole v intervalu elevačních úhlů  $\theta_1$  až  $\theta_2$ . V reálné situaci lze očekávat menší poklesy úrovně signálu, protože na vyzářovací diagram antény a jeho minima působí těleso pikosatelitu z vodivých materiálů.

### 2.1.5.2 Polarizační ztráty

Ztráty způsobené rozdílnou polarizací vysílací a přijímací antény, v anglické literatuře označovány jako polarization loss factor, je možné vyjádřit pro obecnou kombinaci polarizací dle [13] jako:

$$\Gamma[-] = \frac{1 + \rho_1^2 \rho_2^2 + 2 \rho_1 \rho_2 \cos(2\delta)}{(1 + \rho_1^2)(1 + \rho_2^2)} \quad (2.25)$$

nebo v jednotkách dB jako:

$$\Gamma[dB] = 10 \log_{10} \left( \frac{1 + \rho_1^2 \rho_2^2 + 2 \rho_1 \rho_2 \cos(2\delta)}{(1 + \rho_1^2)(1 + \rho_2^2)} \right) \quad (2.26)$$

V tomto vztahu jsou  $\rho_1$ ,  $\rho_2$  polarizační poměry dopadající elektromagnetické vlny a přijímací antény,  $\delta$  je rozdíl polarizačních vektorů. Polarizační poměr  $\rho$  lze spočítat jako:

$$\rho = \frac{AR + 1}{AR - 1} \quad (2.27)$$

$AR$  je osový poměr polarizace. Ačkoliv vztah 2.25 se někdy v anglické literatuře používá pro označení ztrát, jeho fyzikální význam je přenos s hodnotami od 0 do 1 a tomu odpovídající vyjádření v dB jednotkách dle vztahu 2.26. Pokud osový poměr polarizace  $AR$  u lineární polarizace bude rovný nekonečnu, u levotočivé kruhové polarizace bude rovný 1 a u pravotočivé kruhové polarizace rovný -1, pak nejvýhodnější z hlediska vazby mezi dopadající elektromagnetickou vlnou a anténou je kombinace dvou lineárních polarizací se stejným úhlem polarizačních vektorů nebo dvě stejné kruhové polarizace. Pak je přenos roven 1 a nedochází k polarizačním ztrátám. Nulový přenos, a tedy maximální polarizační ztráty, nastane při kombinaci dvou lineárních polarizací s rozdílem polarizačních úhlů rovným  $\pm 90^\circ$  nebo při kombinaci levotočivé a pravotočivé kruhové polarizace.

V případě satelitních rádiových spojů, kde není možné zajistit požadovanou rovinu polarizace u pikosatelitu vlivem jeho libovolné orientace v prostoru, se využívá kombinace lineární polarizace antény pikosatelitu a kruhové polarizace pozemní přijímací antény (možno i

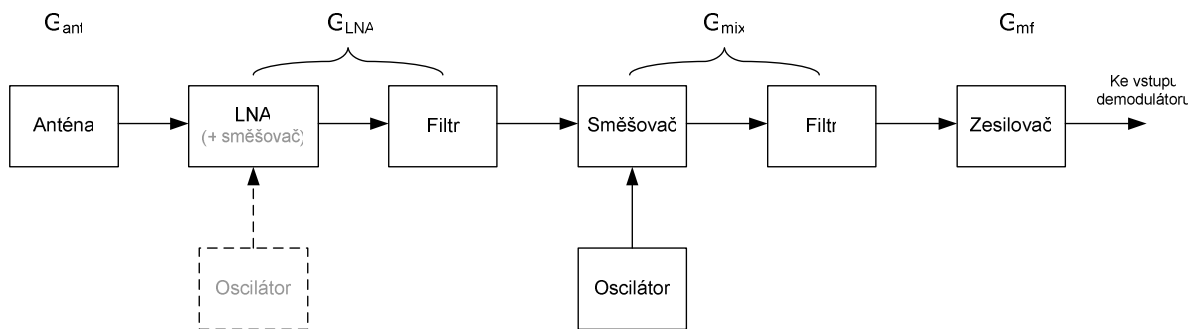
opačně), která přináší konstantní přenos roven 0,5 bez ohledu na úhel polarizace dopadající elektromagnetické vlny. Polarizační ztráty jsou pak rovny trvale 3 dB. Z tohoto důvodu nebudou v kapitole 3.1 polarizační ztráty uvažovány, protože tam budou rozebrány pouze ty členy v energetické bilanci spoje, které se mění s polohou a orientací pikosatelitu nebo se mění dle proměnných podmínek v přenosovém prostředí.

### **2.1.6 Změny spektrální výkonové hustoty šumu**

V celkové energetické bilanci rádiového spoje nedochází pouze ke změnám úrovně přijímaného užitečného signálu, ale dochází i ke změnám v úrovni šumu. Obojí ovlivní změny v kvalitě přijímaného signálu, vyjádřené pomocí  $E_b/N_0$  na vstupu demodulátoru. Zejména u kvalitních přijímacích sestav s nízkou šumovou teplotou systému mohou být změny v úrovni šumu významnější než změny v úrovni užitečného signálu způsobené některými popsány jevy. Jedná se zejména o případy, kdy absorpce v atmosféře a dešť způsobí relativně malý útlum (často se pak v energetických rozpočtech zanedbává), ale tato hodnota útlumu způsobí již nezanedbatelný nárůst celkové šumové teploty systému. To bude teoreticky popsáno v následujících podkapitolách a prakticky vyčísleno v kapitole 3. K nárůstu šumové teploty bude docházet při nižších elevačních úhlech přijímací antény, kdy se atmosférické vlivy uplatňují po delší dráze a rovněž v okamžiku, kdy přijímací anténa bude směřována na pikosatelit přecházející z pohledu pozemní stanice přes kotouč Slunce nebo Měsíce.

#### **2.1.6.1 Výpočet výkonu šumu a celkové šumové teploty systému**

Účelem této podkapitoly není provést zcela korektně analýzu výpočtu výkonu šumu přepočteného na systémovou šumovou teplotu na vstupu přijímače. Toto lze najít např. v [5], ze kterého jsou převzaty vzorce pro výpočty. Účelem je opět hledat ty části vztahů, kde může docházet ke změnám v souvislosti s polohou pikosatelitu vůči pozemní stanici, s polohou cizích zdrojů šumu (např. Slunce, Měsíc) nebo s atmosférickými a meteorologickými podmínkami (např. atmosférická absorpce, útlum deštěm), abychom v kapitole 3 vyčíslili rozsah těchto změn a dopad na energetický rozpočet rádiového spoje pro typická uspořádání komunikačních systémů s pikosatelity.

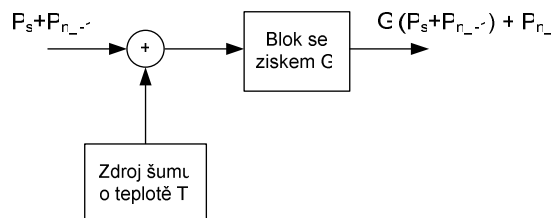


Obr. 2.7 Zjednodušené schéma rádiového přijímače.

Principiální uspořádání přijímače ukazuje obrázek 2.7. Každý blok přijímače představuje vlastní zdroj šumu, který je následujícími bloky dále zesilován. Výkon šumu  $P_{n_i}$  [W] generovaného daným  $i$ -tým blokem se ziskem  $G_i$  [-] lze ekvivalentně nahradit tak, že na vstup bloku umístíte absolutně černé těleso o teplotě  $T_i$  [K] jako zdroj tepelného šumu, vlastní blok je pak již idealizován jako bezšumový pouze se ziskem  $G_i$ . Příspěvek  $i$ -tého bloku k celkovému výkonu šumu pak lze zapsat jako:

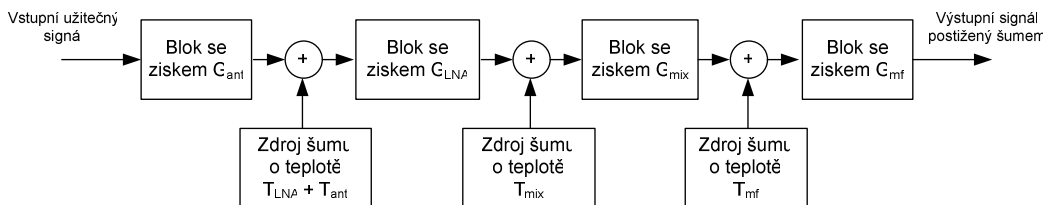
$$P_{n_i} = kT_iBG_i \tag{2.27}$$

kde  $k$  je Boltzmannova konstanta ( $1,39 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T_i$  [K] je fyzická teplota absolutně černého tělesa jako náhradního zdroje šumu,  $B$  [Hz] je šumová šířka pásma, ve které je výkon měřen a  $G_i$  [-] je zisk bloku v lineárním měřítku.

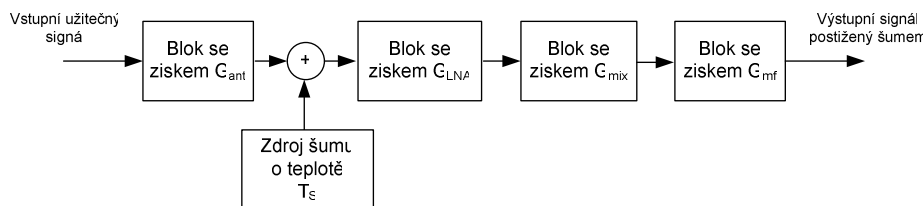


Obr. 2.8 Náhradní idealizované schéma jednotlivých bloků přijímače z hlediska šumu.

Z hlediska šumové analýzy je pak možné celý přijímač z obr. 2.7 nahradit schématem na obr. 2.9, ve kterém vystupují idealizované bloky bez vlastního šumu se ziskem  $G_i$  a ideální šumové zdroje o teplotě  $T_i$ .



Obr. 2.9 Idealizovaný přijímač s jednotlivými náhradními zdroji šumu.



Obr. 2.10 Idealizovaný přijímač s jedním náhradním zdrojem šumu.

Všechny bloky přijímače je možné nahradit jedním společným blokem se ziskem  $G_s$  a společným zdrojem šumu o teplotě  $T_s$  před tímto blokem. Výsledná šumová teplota systému  $T_s$ , celkový zisk systému  $G_s$  a výkon šumu  $P_{noise}$  generovaný systémem pak bude:

$$T_s = [T_{ant} + T_{LNA} + T_{mix}/G_{LNA} + T_{mf}/(G_{LNA}G_{mix})] \tag{2.28}$$

$$G_s = G_{LNA} \cdot G_{mix} \cdot G_{mf} \tag{2.29}$$

$$P_{noise} = kT_sBG_s \tag{2.30}$$

Pokud bude zisk nízkošumového zesilovače LNA velký, pak lze příspěvky k celkové šumové teplotě systému od ostatních bloků zanedbat a psát, že celková šumová teplota systému bude dána součtem šumové teploty LNA zesilovače  $T_{LNA}$  a šumové teploty antény  $T_{ant}$ . Šumová teplota antény (pokud zanedbáme její vlastní ztrátovost, tj. ztrátová impedance antény  $R_{loss}$  bude zanedbatelná vůči vyzařovací impedanci antény  $R_{rad}$ ) je dána tepelným šumem prostředí, kam je anténa směřována. Tepelný šum prostředí je ovlivněn absorpcí v atmosféře, útlumem v dešti, cizími zdroji šumu (Slunce, Měsíc, galaktický šum, povrch Země,...). Tato složka tepelného šumu se bude v průběhu komunikace měnit v závislosti na směřování přijímací antény a meteorologických podmínkách.

Přírůstek spektrální výkonové hustoty šumu pak bude dán poměrem nové šumové teploty (se započítáním teploty antény pod vlivem směřování a meteorologických podmínek) k původní šumové teplotě systému bez těchto proměnných vlivů (šumová teplota antény je v tomto případě v anglické literatuře označováno jako šumová teplota čisté oblohy  $T_{clear\_sky}$ ).

Čím je původní šumová teplota systému nižší, tím větší dopad bude mít měnící se složka. Přírůstek spektrální výkonové hustoty šumu vyjádřené v dB lze vypočítat jako:

$$\Delta N_0 = 10 \log_{10} \left( \frac{k(T_{LNA} + T_{ant})}{k(T_{LNA} + T_{clear\_sky})} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{T_{LNA} + T_{ant}}{T_{LNA} + T_{clear\_sky}} \right) \quad (2.31)$$

Uvedený vztah platí, pokud LNA vykazuje velký zisk a příspěvek k celkové šumové teplotě systému podle vztahu (2.28) je tak od ostatních bloků zanedbatelný. Pokud tomu tak není, v čitateli i jmenovateli vztahu (2.31) musí vystupovat skutečné šumové teploty systému podle vztahu (2.28).

### 2.1.6.2 Vliv směřování antény vůči zdrojům tepelného šumu

Šumová teplota antény se obecně spočítá podle vztahu (2.32) převzatého z [14], který integruje součin směrové charakteristiky zisku antény  $G_{ant}(\theta, \varphi)$  a prostorového rozložení šumové teploty  $T_p(\theta, \varphi)$  prostředí, do kterého anténa směřuje v mezích integrace prostorového úhlu  $\Omega$ . Tato teplota se pak podle vztahu (2.33) přepočítává na výkon šumu na výstupních svorkách antény, v obr. 2.9 je proto šumový zdroj o šumové teplotě antény umístěn za její výstup.

$$T_{ant} = \frac{1}{\Omega} \iint_{\Omega} G_{ant}(\theta, \varphi) T_p(\theta, \varphi) d\Omega \quad (2.32)$$

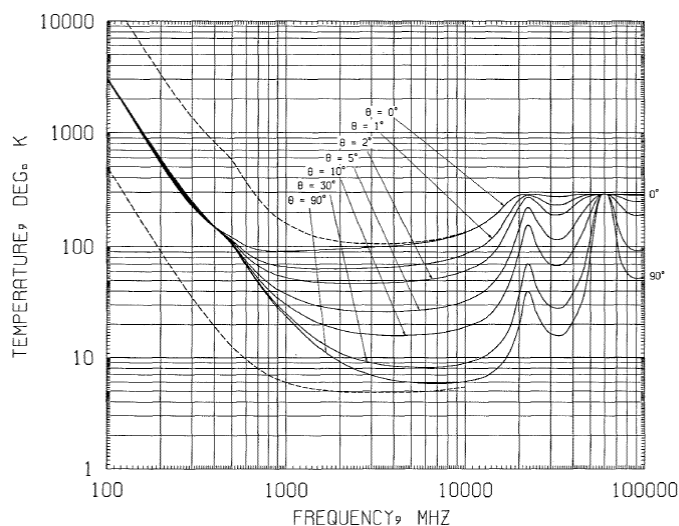
$$P_{n\_ant} = k T_{ant} B \quad (2.33)$$

Vztah pro výpočet šumové teploty antény můžeme dle [14] zjednodušit pro několik charakteristických situací. Pokud je prostorové rozložení šumové teploty prostředí konstantní v prostorovém úhlu  $\Omega_p$  mnohem větším než je prostorová šířka  $\Omega_{ant}$  hlavního vyzařovacího laloku antény, lze  $T_{ant}$  vyjádřit jako:

$$T_{ant} = \frac{T_p}{\Omega_{ant}} \iint_{\Omega_p} G_{ant}(\theta, \varphi) d\Omega \approx \frac{T_p}{\Omega_{ant}} \Omega_{ant} = T_p \quad (2.34)$$

Teplota antény je potom rovna teplotě prostředí, kam anténa směřuje. Toto je případ, kdy směrová anténa s úzkým hlavním lalokem vyzařovacího diagramu směřuje na volnou oblohu bez významných šumových zdrojů (Slunce) nebo do deštivého prostředí. Šumová teplota antény (rovna šumové teplotě oblohy) pro různé kmitočty a elevace za podmínek pouze atmosférické absorpce (bez vlivu deště, v anglické literatuře označováno jako tzv. „clear sky“, tedy čistá obloha) je znázorněna na obr. 2.11.





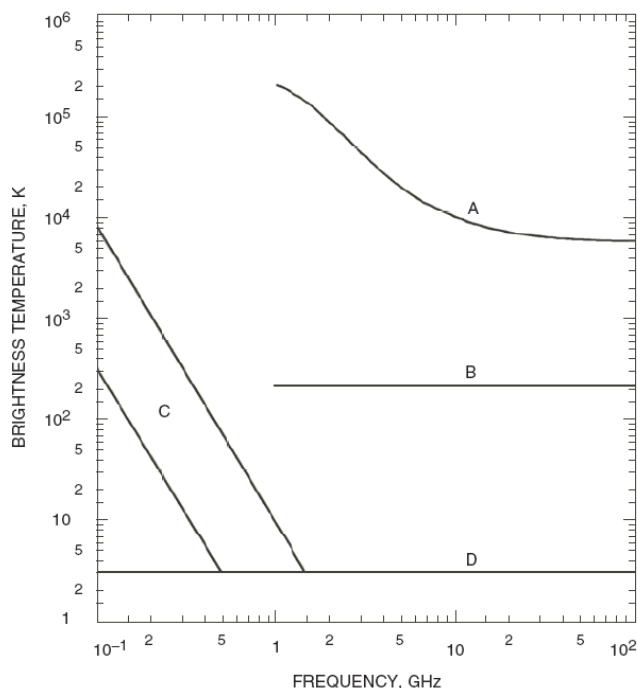
**Obr. 2.11** Šumová teplota oblohy v závislosti na elevaci antény a kmitočtu – převzato z [15].

Na obr. 2.11 čárkované křivky patří maximální a minimální úrovni galaktického šumu, převedeného na šumovou teplotu oblohy. Pro kmitočty pod 500 MHz již tato šumová teplota oblohy není prakticky závislá na elevaci antény, je dána pouze galaktickým šumem. Pro kmitočty nad 500 MHz se na šumové teplotě oblohy projevuje atmosférická absorpce, která závisí na délce dráhy signálu atmosférou, tj. na elevaci antény.

Pokud bude prostorové rozložení šumové teploty prostředí konstantní pouze v prostorovém úhlu  $\Omega_P$  mnohem menším než je prostorová šířka  $\Omega_{ant}$  hlavního vyzářovacího laloku antény a mimo prostorový úhel  $\Omega_P$  bude šumová teplota rovna 0 K, pak  $T_{ant}$  lze vyjádřit jako:

$$T_{ant} = \frac{1}{\Omega_{ant}} \iint_{\Omega_P} G_{ant}(\theta, \varphi) T_P d\Omega = \frac{T_P}{\Omega_{ant}} \iint_{\Omega_P} 1 d\Omega = \frac{\Omega_P}{\Omega_{ant}} T_P \quad (2.35)$$

Tato situace nastane, pokud směrová anténa je namířena na zdroj o vysoké šumové teplotě a prostorový úhel tohoto zdroje je menší než prostorový úhel vyzářovací charakteristiky antény. Jedná se např. o situaci, kdy anténa míří směrem na Slunce nebo Měsíc, či jiný podstatný zdroj tepelného šumu. Teplota antény je pak rovna podílu prostorových úhlů  $\Omega_P$  a  $\Omega_{ant}$  násobenému šumovou teplotou zdroje. Pro tyto výpočty je prostorový úhel, ve kterém je šumová teplota Slunce konstantní cca  $0,5^\circ$  (úhel je mírně závislý na kmitočtu), přibližně stejný prostorový úhel platí pro Měsíc [16]. Šumová teplota Slunce (křivka A), Měsíce (křivka B), galaktického šumu (křivka C) a kosmického pozadí (křivka D) je pro jednotlivé kmitočty uvedena na obr. 2.12.



Obr. 2.12 Kosmické zdroje šumu převedené na jejich šumovou teplotu – převzato z [16].

### 2.1.6.3 Vliv atmosférických jevů na celkovou šumovou teplotu

Útlum vlivem atmosférické absorpce, absorpce v dešti a vlivem dalších atmosférických jevů vyčíslený vztahy (2.16) a (2.18) neovlivňuje pouze úroveň užitečného signálu na vstupu přijímače, ale podílí se rovněž na nárůstu celkové šumové teploty systému, tedy na nárůstu úrovně šumu, se kterým musíme v energetické bilanci spoje počítat.

Celkový maximální útlum atmosférickými vlivy  $L(p)$  [dB] pro danou pravděpodobnost výskytu  $p$  se dle doporučení [7] organizace ITU spočítá jako:

$$L(p) = L_{Atm}(p) + \sqrt{(L_{Rain}(p) + L_{Cloud}(p))^2 + L_{TS}^2(p)} \quad (2.36)$$

kde  $L_{Atm}(p)$  je útlum absorpcí v plynném složení atmosféry a v parách,  $L_{Rain}(p)$  je útlum způsobený deštěm,  $L_{Cloud}(p)$  je útlum způsobený oblačností a  $L_{TS}(p)$  je útlum způsobený troposférickou scintilací. Vůči anténě, takovéto ztrátové prostředí vykazuje šumovou teplotu  $T_S$ :

$$T_S = T_m (1 - 10^{-L/10}) \quad (2.37)$$

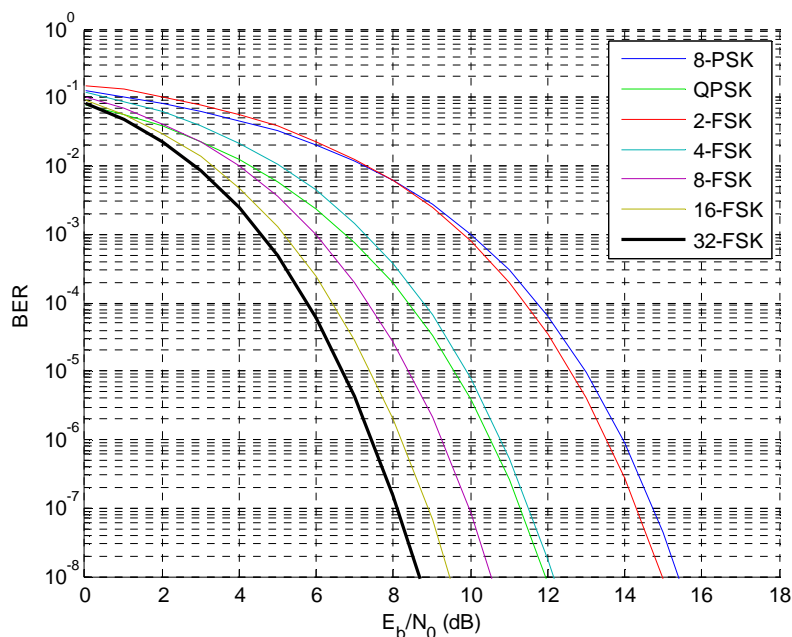
kde  $T_m$  je efektivní teplota média, která se pro déšť a oblaka uvažuje v rozmezí 260 K až 280 K. Pro přijímače s nízkou šumovou teplotou systému danou kvalitním LNA může tento nárůst šumové teploty oblohy podle vztahu (2.31) představovat nezanedbatelný nárůst výkonu šumu. Konkrétní příklady vyčíslení budou uvedeny v kapitole 3.

## 2.2 Přehled režimů provozování satelitních rádiových spojů

Z hlediska provozování rádiového spoje máme k dispozici dva základní režimy. První režim je provozování spoje v situaci, kdy jsme limitováni výkonem, který máme pro vysílání k dispozici (v anglické literatuře označováno jako „power limited communication“). Druhý režim je provozování spoje v situaci, kdy jsme omezeni kmitočtovou šířkou rádiového kanálu (v anglické literatuře označováno jako „bandwidth limited communication“) [17]. V reálné situaci bývá rádiový spoj provozován při omezení výkonu (limitován koncovými zesilovači, dostupnou elektrickou energií nebo licencí k provozování rádiového vysílače) i šířky pásma (limitováno technickými prostředky nebo licencí).

### a) provoz s omezeným výkonem

V tomto případě se snažíme využívat modulace s co nejvyšší energetickou účinností (tedy s co nejnižším  $E_b/N_0$  pro dosažení požadované chybovosti spoje). S nárůstem energetické účinnosti modulace ovšem klesá její spektrální účinnost a takový přenos vyžaduje zvětšování potřebné šířky rádiového kanálu.



Obr. 2.13 Nutná kvalita signálu pro splnění limitu chybovosti v AWGN přenosovém kanálu.

### b) provoz s omezenou šířkou rádiového kanálu

V tomto případě se snažíme využívat modulace s co nejvyšší spektrální účinností (s jednotkou bit/s/Hz). Příkladem modulací s vyšší spektrální účinností jsou M-QAM modulace. U takových modulací klesá vlastní energetická účinnost a přenos vyžaduje vyšší hodnoty  $E_b/N_0$ , tedy

i vysílání vyšším výkonem. Zvyšování spektrální účinnosti vedoucí na M-stavové QAM modulace není u satelitní techniky žádoucí i z jiného důvodu. Takovéto modulace vykazují vysoké hodnoty PAPR (poměr špičkového a středního výkonu signálu) a vyžadují zesilování lineárními zesilovači, které ovšem mají vlastní nízkou účinnost.

## 2.3 Požadavky na efektivní komunikační systémy pikosatelitů

Efektivní komunikační systémy pikosatelitů by měly mít několik důležitých vlastností, které umožní zvýšit využitelnost pikosatelitů pro reálné vědecké experimenty s přenosem dat směrem k pozemnímu řídicímu středisku. Mezi tyto vlastnosti patří:

### a) možnost adaptace na změny v energetickém rozpočtu spoje

V kapitole 2.1 byly popsány jevy, které ovlivňují úroveň užitečného signálu i úroveň šumu na vstupu demodulátoru přijímače. Během přeletu satelitu se mění jak úroveň užitečného signálu (daná především změnou vzdálenosti satelitu, odklonem antény satelitu vlivem jeho rotace, útlumem atmosféry, atd.), tak i úroveň šumu vlivem směřování antén vůči zdrojům tepelného šumu (oblačnost, déšť, kosmické zdroje, atd.). To jsou faktory, které ovlivňují teoretickou přenosovou rychlost i přenosovou rychlost reálně dosažitelnou. Efektivní komunikační systém by měl být schopen zajistit neměnnou kvalitu služby (danou bitovou chybovostí BER) s konstantní systémovou rezervou a změny v energetické bilanci spoje využívat k adaptaci přenosové rychlosti (s cílem zajistit maximální možnou přenosovou rychlost) nebo k adaptaci vysílaného výkonu (s cílem zajistit úsporu elektrické energie).

### b) využívání robustních modulací

Při průchodu signálu atmosférou může docházet k ionosférickým a troposférickým scintilacím, k fázovým změnám, k periodickým únikům daným rotací pikosatelitu, k Dopplerovu posunu kmitočtu způsobenému vysokou relativní rychlostí mezi pikosatelitem a pozemní stanicí a jeho nepřesnému výpočtu vlivem chyb ve výpočtu přesné dráhy pikosatelitu. Toto vše může zkomplikovat využití koherentních technik demodulace a získání přesné synchronizace. Výhodou tedy mohou být takové modulace, které umožňují nekoherentní demodulaci a nejsou příliš citlivé na chybu kompenzace Dopplerova posunu kmitočtu.

### c) jednoduchost realizace vysílací jednotky pikosatelitu

Vzhledem k potřebné adaptaci systému bude nutné využívat více druhů modulací s rozdílnou energetickou účinností. To se dá efektivně realizovat pouze technologií softwarově definova-

ného rádia s využitím procesorů nebo programovatelných logických polí. Vzhledem k omezenému množství elektrické energie není možné využívat příliš výpočetně výkonné procesory nebo rozsáhlé programovatelné logické obvody, které jsou rovněž problematické i z hlediska radiační odolnosti. Pikosatelity mají vzhledem k přísným hmotnostním limitům omezené možnosti radiační ochrany, a proto není možné využívat obvody s vysokou hustotou integrace. Je tedy nutné hledat skupiny modulací, které se snadno softwarově generují a nevyžadují velký výpočetní výkon. Přitom musí nabídnout velké rozpětí energetické a spektrální účinnosti.

#### **d) energetická úspornost vysílací jednotky pikosatelitu**

Velké ztráty elektrické energie při rádiovém vysílání jsou způsobeny nízkou účinností koncových výkonových zesilovačů, které pro modulace s velkým PAPR musí být lineární. Aby bylo možné v satelitní technice využít nelineárních zesilovačů s větší účinností, bývají preferovány modulace s konstantní obálkou. Tím je značně omezena možnost využívat spektrálně účinné M-QAM modulace.

#### **e) jednoduchost přijímací jednotky pozemní stanice**

Širší možnosti optimálního přenosu dat z pikosatelitu směrem do pozemního střediska může zajistit hustá síť spolupracujících pozemních stanic, kdy v danou dobu s pikosatelitem komunikuje ta stanice, která přijímá signál s nejlepším  $C/N_0$ . K technickému vybavení pozemních středisek by měla stačit konvenční a běžně dostupná přijímací technika s možností digitalizace výstupu, aby bylo možné využívat rozsáhlé sítě pozemních stanic (provozované univerzitami, radioamatéry – jako příklad lze uvést síť Genso [18]). Digitalizovaný výstup může být následně softwarově demodulován v PC.

### **3 Vlastní návrh řešení efektivního komunikačního systému pikosatelitů**

V této kapitole bude na základě předchozí rešeršní části práce postupně navrhnut nový efektivní způsob přenosu dat směrem od pikosatelitu k pozemnímu středisku tak, aby splňoval výše popsané požadavky. Nejdříve musíme stanovit rozsah změn v kvalitě signálu, na který se systém bude adaptovat (kapitoly 3.1 a 3.2). Poté vybereme vhodné třídy modulací s konstantní obálkou, jednoduchou softwarovou realizací na vysílací straně a s možností nekoherentní demodulace (kapitola 3.3). V kapitole 3.4 bude popsána volba modulace a přeno-

sové rychlosti na základě měření kvality přijímaného signálu ( $C/N_0$ ) v pozemním středisku a znalosti mezních parametrů komunikačního systému (maximální možné kmitočtové šířky rádiového kanálu). V kapitole 3.5 bude uvedeno srovnání nových modulací a nového přístupu s konvenčními přenosy mezi pikosatelitem a pozemním řídicím střediskem.

### 3.1 Výpočet nejistot v energetické bilanci spoje

Jak již bylo napsáno v úvodní teoretické části práce, energetický rozpočet rádiového spoje je dán vztahy pro úroveň užitečného přijatého signálu (2.1), pro spektrální výkonovou hustotu šumu (2.2) a pro přenosovou rychlost, ze kterých vyjadřujeme parametr  $E_b/N_0$  (2.4). Pouze některé ze členů rovnic jsou závislé na aktuální poloze a orientaci pikosatelitu vůči pozemnímu středisku nebo se mění v čase v závislosti na jiných vlivech (např. hustota vodních par v atmosféře). Změny označíme dále jako nejistoty v energetické bilanci spoje a v této části práce se je pokusíme konkrétně vyčíslit pro typické orbitální dráhy pikosatelitů a vybraná frekvenční pásma, která se nyní často využívají. Získáme tak základní meze, v jakých se bude muset efektivní komunikační systém pikosatelitů adaptovat.

$$C = P_A - L_{RF} + G_{Ant1} - L_{Ant1} - L_0 - L_{Iono} - L_{Atm} - L_w + G_{Ant2} - L_{Ant2} - L_P \quad (2.1)$$

$$N_0 = 10 \log_{10}(k) + 10 \log_{10}(T_S) \quad (2.2)$$

$$E_b / N_0 = (C / N_0) - 10 \log_{10}(V_P) \quad (2.4)$$

V uvedených vztazích se budu zejména zajímat o členy, které vystihují proměnné ztráty dané nepřesným směřováním vysílací antény pikosatelitu, ztráty dané změnou komunikační vzdálenosti, ztráty způsobené deštěm nebo změnou hustoty vodních par a změnou spektrální výkonové hustoty šumu vlivem směřování přijímací antény ke zdrojům šumu (Slunce, atmosféra,...).

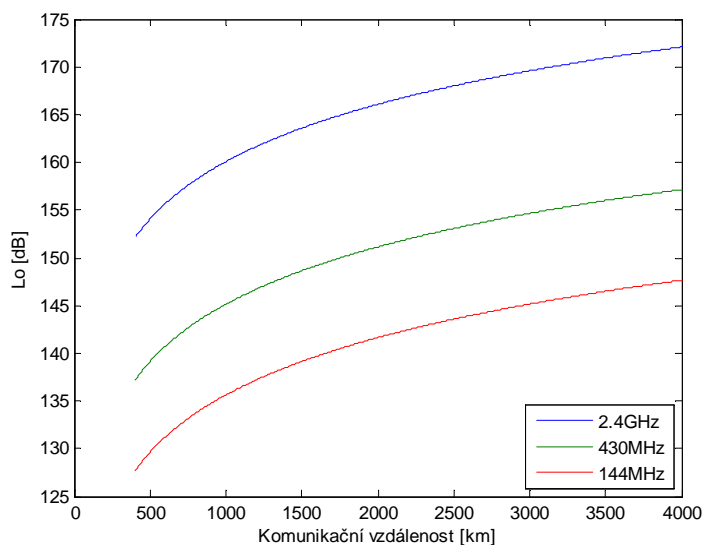
Všechny nejistoty v energetickém rozpočtu spoje budu číselně vyjadřovat ve výpočetním prostředí Matlab pro dvě vybrané charakteristické dráhy pikosatelitů (výška orbity 350 km a 750 km) a tři běžně používaná komunikační pásma (144 MHz, 430 MHz, 2400 MHz). Obecné vztahy pro výpočty jsou uvedeny a parametricky vyjádřeny ve výpočetních skriptech v elektronické příloze práce. Hodnoty nejistot pro jiné komunikační kmitočty a orbitální dráhy je tak možné získat zadáním potřebných parametrů do zdrojových skriptů.

### 3.1.1 Rozsah nejistoty způsobené změnou komunikační vzdálenosti

Vztah pro výpočet ztrát souvisejících s komunikační vzdáleností a vlnovou délkou signálu byl odvozen v podkapitole 2.1.3 a pro úplnost jej opět uvedu:

$$L_0 [dB] = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.13)$$

Ztráty jsou přímo úměrné druhé mocnině komunikační vzdálenosti a nepřímo úměrné druhé mocnině vlnové délky, jak je uvedeno ve vztahu (2.13). Grafické znázornění tohoto vztahu pro vybraná komunikační pásma je na obr. 3.1.

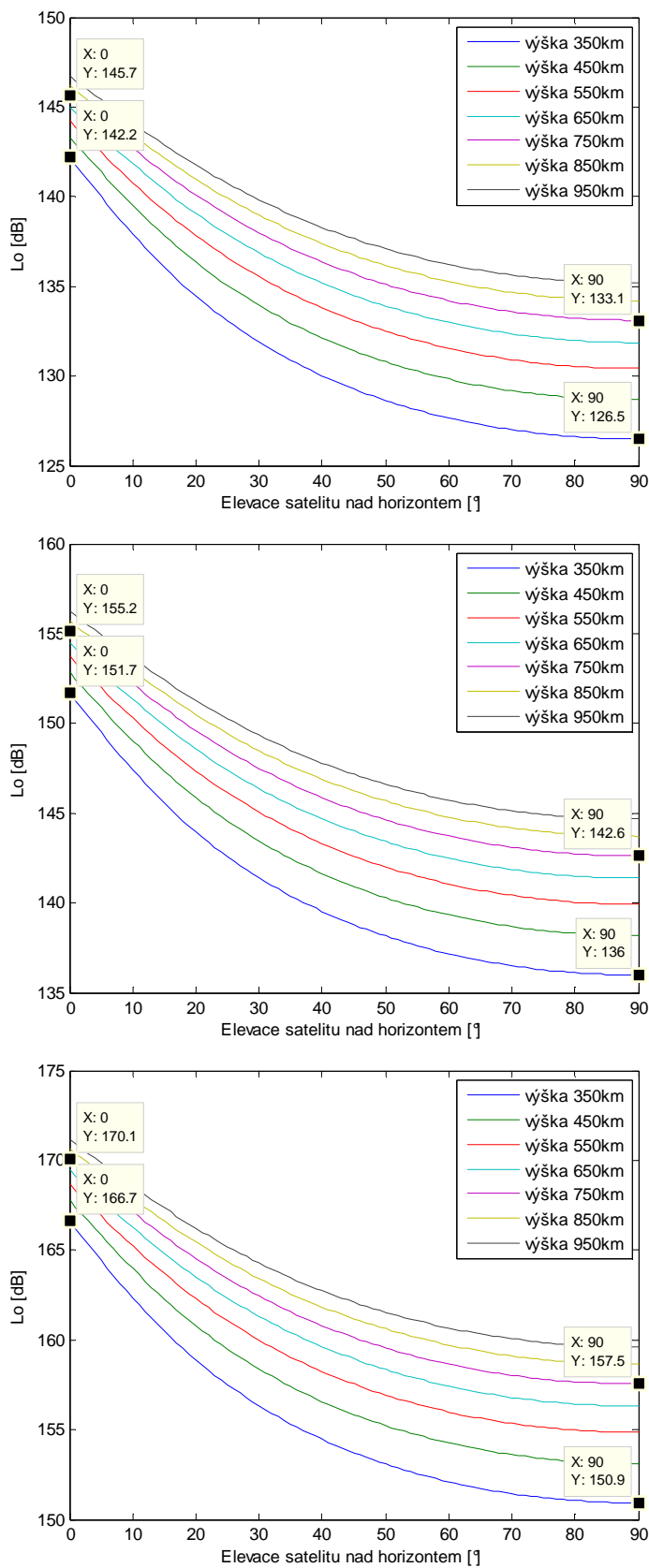


**Obr. 3.1** Závislost ztrát  $L_0$  na komunikační vzdálenosti a kmitočtech – rozsah vzdáleností a frekvence voleny podle typických misí pikosatelitů CubeSat.

Komunikační vzdálenost je lépe pro známou orbitální dráhu převést na elevaci pikosatelitu nad horizontem z místa pozemního střediska. Toto je graficky zobrazeno na obr. 3.2. Výsledná nejistota v energetické bilanci je pak vypočítána jako rozdíl maximálních ztrát a minimálních ztrát pro danou orbitální dráhu a komunikační kmitočet. Výsledky jsou shrnuty v tab. 3.1.

**Tab. 3.1** Nejistoty v energetické bilanci pro tři rozdílné komunikační kmitočty a dvě orbitální dráhy.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
350 km	15,7 dB	15,7 dB	15,8 dB
750 km	12,6 dB	12,6 dB	12,6 dB



**Obr. 3.2** Závislost ztrát  $L_0$  na elevaci pikosatelitu a orbitální dráze pro kmitočty 144 MHz (nahore), 430 MHz (uprostřed) a 2400 MHz (dole).



V reálné situaci bude dynamika signálu vlivem změn těchto ztrát po většinu času menší, protože doba trvání letu pikosatelitu s vysokou elevací vůči pozemní stanici bude relativně omezená. Pokud bychom chtěli vyjádřit nejhorší možné změny ztrát po určitou procentuální část času, budeme muset statisticky zpracovat četnost výskytu pikosatelitu v konkrétní elevaci vůči pozemní stanici.

### 3.1.2 Rozsah nejistoty způsobené atmosférickými ztrátami

Jednotlivé zdroje ztrát při šíření signálu atmosférou byly rozebrány v kapitole 2.1.4 s využitím doporučení organizace ITU a další uvedené literatury. Nyní vyčíslíme, v jakém rozsahu mohou tyto ztráty pro uvedená komunikační pásma a orbitální dráhy pikosatelitů nastat, zejména v závislosti na elevaci pikosatelitu z pohledu z místa antény pozemní přijímací stanice. Pro tyto výpočty bude s určitými korekcemi použita dynamická knihovna funkcí `propa.dll`, kterou pro užití a úpravy volně poskytuje organizace CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) a jsou zde implementovány vztahy pro výpočet dle doporučení ITU-R P.618-10 a všech návazných doporučení (ITU-R P.676-8, ITU-R P.836-4, ITU-R P.837-5, ITU-R P.838-3, ITU-R P.839-3, ITU-R P.840-3, ITU-R P.372-10). Dále bude použit software GISM (uvolněn organizací ITU) pro modelování ionosférických vlivů dle doporučení ITU-R P.531-10.

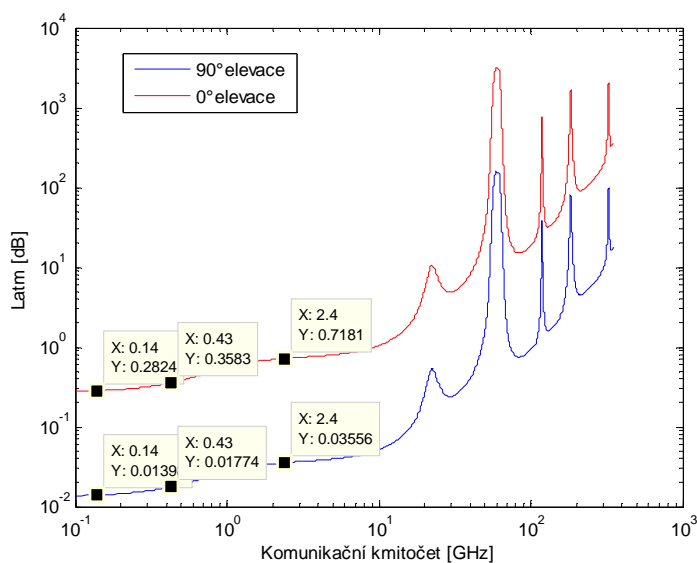
#### 3.1.2.1 Rozsah nejistoty atmosférickou absorpcí

Stanovení útlumu atmosférickou absorpcí ve vodních parách a plynném složení atmosféry je možné přímo aplikováním vztahů z doporučení ITU-R P.676-8 článek 2, implementovaných v knihovně funkcí `propa.dll`, ovšem pouze pro kmitočty od 1 GHz do 350 GHz a pro elevační úhly antény větší než  $5^\circ$ . Abychom mohli alespoň přibližně stanovit útlum i pro kmitočty menší než 1 GHz a elevační úhly menší než  $5^\circ$ , bylo nutné data z modelu extrapolovat.

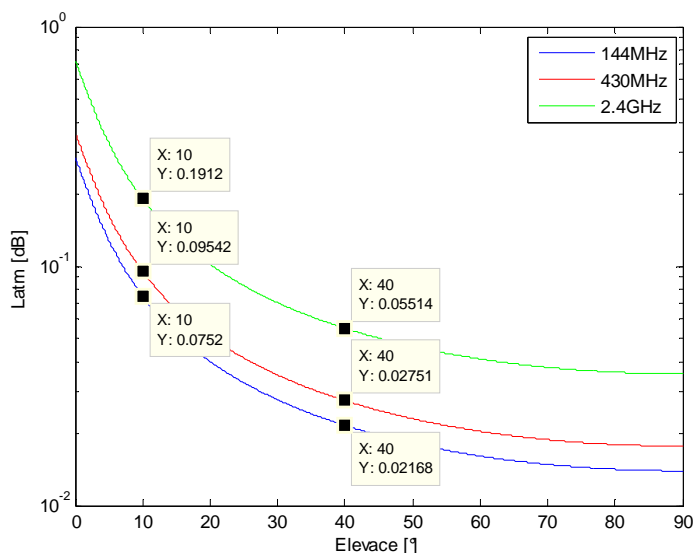
Extrapolace dat vycházela z hodnoty azimutálního útlumu (tj. elevace antény  $90^\circ$ ) pro kmitočtové pásmo 1 GHz až 10 GHz, ve kterém se již nenachází žádné rezonanční pásmo vodních par ani oxidů (nejnižší rezonanční kmitočet je 22 GHz způsobený vodními parami – viz. obr. 2.3), stejně jako na kmitočtech pod 1 GHz. Jako extrapolací metoda byla v Matlabu použita po částech polynomiální interpolace. Výsledky výpočtů jsou na obr. 3.3 (modrá křivka), zdrojový kód pro výpočet je v elektronické příloze práce. Z výsledku je patrné, že pro kmitočty pod 10 GHz je tento azimutální útlum nepatrný a často se zanedbává.

Toto už ale neplatí pro nižší elevační úhly antény, kde dráha signálu přes atmosféru se prodlužuje. Postup pro stanovení ztrát pro různé elevace antény pozemního segmentu vychází

ze znalosti ztrát v azimutálním směru (elevace  $90^\circ$ ) a pomocí trigonometrie při zanedbání zakulacení povrchu Země a atmosféry, kdy násobíme azimutální ztráty kosekantem elevačního úhlu ( $1/\sin\phi$ ), který aproximuje prodlužování dráhy signálu atmosférou. Tato rovnice (2.15) již byla uvedena v teoretickém rozboru, kdy se dle doporučení ITU používá pro elevační úhly od  $90^\circ$  do  $5^\circ$ . Při úhlech blízkých  $90^\circ$  je rozdíl vůči skutečné délce dráhy signálu atmosférou zanedbatelný, při  $5^\circ$  již ale značně narůstá nepřesnost aproximace.



Obr. 3.3 Závislost atmosférických ztrát na kmitočtu pro dvě krajní elevace.



Obr. 3.4 Závislost atmosférických ztrát na elevačním úhlu pro tři vybraná kmitočtová pásma.

Skutečnou délku dráhy signálu atmosférou je možné spočítat dle článku 1 doporučení ITU-R P.676-8 a na této délce budou úměrně závislé ztráty úrovně signálu. Pokud zavedeme

korekční faktor  $k$ , který popisuje poměr mezi skutečnou délkou dráhy signálu přes atmosféru  $l_{skut}$  a délkou  $l_{aprox}$  aproximovanou pomocí kosekantu, můžeme výsledky ztrát pro elevační úhly různé od  $90^\circ$  tímto faktorem korigovat. Ztráty je pak možné vyjádřit dle vztahu (3.2).

$$k = \frac{l_{skut}}{l_{aprox}} \quad (3.1)$$

$$L_{Atm}(\varphi) = k \frac{L_{Atm}}{\sin \varphi} \quad (3.2)$$

Závislost ztrát absorpcí v atmosféře na elevaci pikosatelitu vůči anténě pozemní stanice je po aplikaci korekčního faktoru zobrazena na obr.3.4 a rovněž na obr.3.3 (pro nulovou elevaci červený průběh). Výsledky ukazují, že i v nejvyšším uvažovaném kmitočtovém pásmu (2,4 GHz) a s nulovou elevací se tyto ztráty pohybují v desetinách dB a běžně se zanedbávají. Jsou však i zdrojem nárůstu šumové teploty antény, což bude vyjádřeno později. Významnější kolísání úrovně signálu mohou způsobovat troposférické scintilace. Zdrojové kódy jsou opět elektronickou přílohou práce.

**Tab. 3.2** Nejistoty v energetické bilanci způsobené atmosférickou absorpcí pro tři rozdílná komunikační pásma.

144 MHz	430 MHz	2400 MHz
< 0,3 dB	0,3 dB	0,7 dB

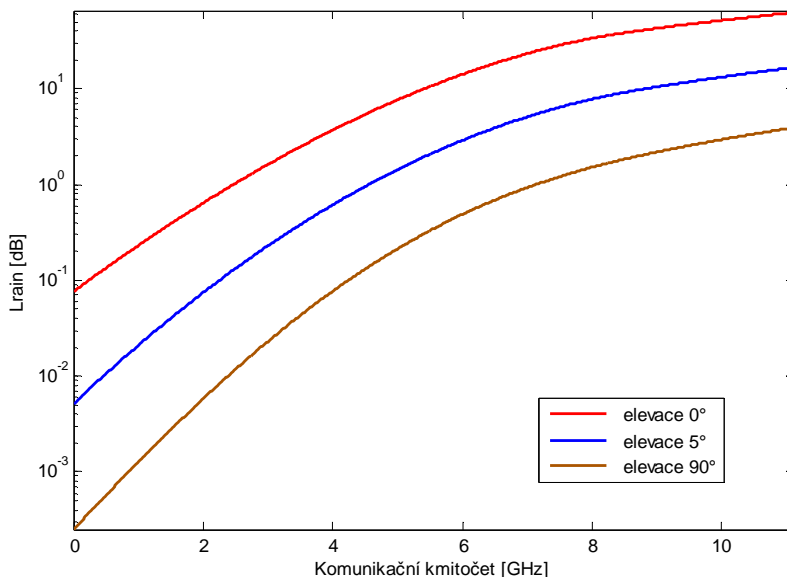
Tabulka 3.2 shrnuje rozsah nejistot způsobených změnou atmosférické absorpce při změně elevace pikosatelitu vůči anténě pozemního segmentu. Útlumy způsobené atmosférickými vlivy narozdíl od předchozích ztrát nejsou závislé na orbitální dráze pikosatelitu.

### 3.1.2.2 *Rozsah nejistoty útlumem v dešti*

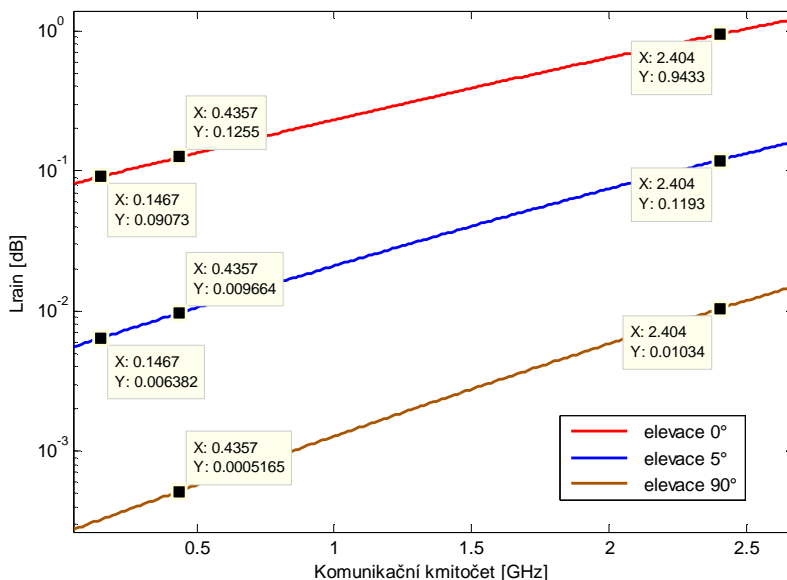
Stanovení útlumu deštěm je možné přímo aplikováním vztahů z doporučení ITU-R P.618-10, implementovaných v knihovně funkcí propa.dll, ovšem pouze pro kmitočty od 1 GHz do 55 GHz. Hodnoty potřebných vstupních veličin (intenzita deště překročená po zvolené procentuální část průměrného roku a hladina kondenzace vody) byly čerpány z meteorologických map v doporučeních ITU-R P.837-5 a ITU-R P.839-3. Intenzita deště pro lokalitu města Plzeň byla z dat ITU stanovena na 35,7 mm/h pro překročení v 0,01% podílu času průměrného roku. Hladina kondenzace vody byla pro stejnou lokalitu stanovena na 3,01 km nad mořem, nadmořská výška pozemní stanice byla uvažována 450 metrů.

Na obr. 3.5 a 3.6 jsou zobrazeny výsledky výpočtů útlumu deštěm při uvedených hodnotách vstupních veličin v závislosti na komunikační frekvenci pro tři různé elevace antény

pozemní stanice. Hodnoty pro kmitočty menší než 1 GHz byly získány extrapolací dat v Matlabu z modelu propa.dll v kmitočtovém pásmu od 1 GHz do 10 GHz. Výsledky jsou plně v souladu s obvyklými postupy, kdy v energetických rozpočtech rádiových spojů se pro kmitočty menší než 4 GHz tyto ztráty zanedbávají vzhledem k tomu, že rádiové spoje s pikosatelity se obvykle provozují při elevacích od 5° nebo 10° výše.



Obr. 3.5 Závislost útlumu deštěm na komunikačním kmitočtu pro tři různé hodnoty elevace pikosatelitu.



Obr. 3.6 Závislost útlumu deštěm – detailní zobrazení vybraných komunikačních pásem.

Při provozování spoje při nízkých elevacích se však hodnoty útlumu způsobené deštěm nepodílejí pouze na změně úrovně užitečného signálu, ale vlivem nenulové absolutní tep-

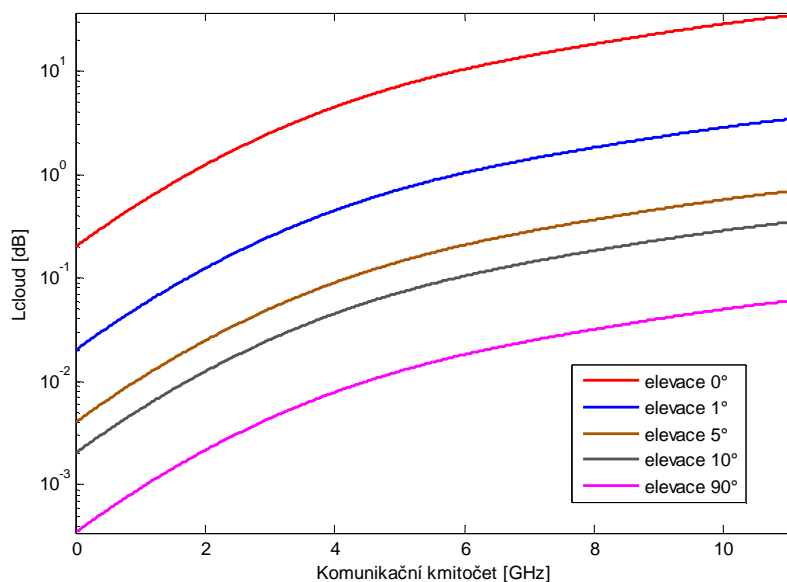
loty vody v dešti se podílejí i na nárůstu celkové šumové teploty antény (viz. kapitoly 2.1.6.2 a 2.1.6.3) a tedy i na nárůstu výkonu šumu na vstupu rádiového přijímače.

**Tab. 3.3** Nejistoty v energetické bilanci způsobené útlumem v dešti pro tři rozdílné komunikační kmitočty.

144 MHz	430 MHz	2400 MHz
< 0,1 dB	0,1 dB	0,9 dB

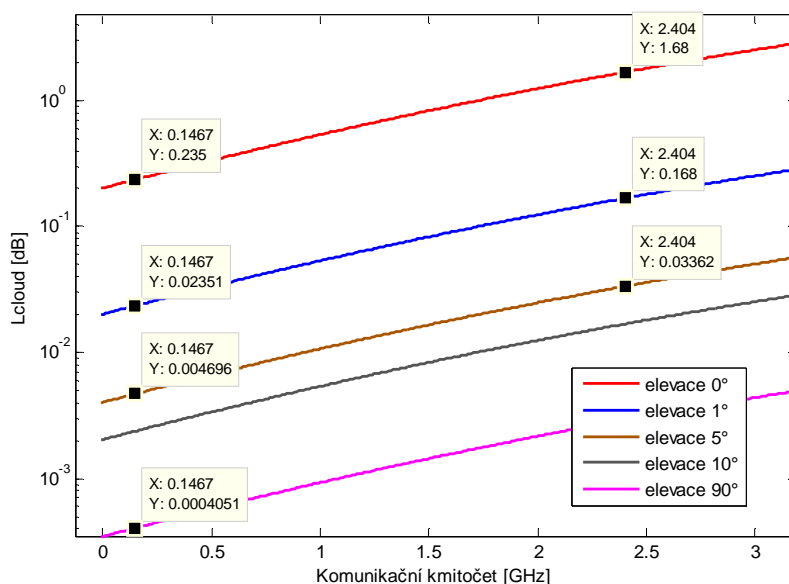
### 3.1.2.3 Rozsah nejistoty útlumem v oblačnosti a mlze

Výpočet útlumu v oblačnosti a mlze, popsany v kapitole 2.1.4.3 dle doporučení ITU-R P.840-4, je platný pro kmitočty menší než 200 GHz. Konkrétní výpočty jsou opět realizovány pomocí knihovny funkcí propa.dll, kde lze výpočty provádět pro uvažování nedostupnosti služby v rozsahu 1 % až 50 % doby za meteorologických podmínek průměrného roku. Celkový útlum bude závislý na hmotnosti vody v oblačnosti a mlze vztažené na jednotku plochy pro danou lokalitu a procentuální podíl času, kdy je tato hodnota překročena. Do knihovny propa.dll s implementovanými vztahy z doporučení ITU byla uvažována lokalita města Plzeň a nedostupnost služby po 1 % času. Pro tyto vstupní údaje vychází plošná hmotnost vody v oblacích a mlze  $0,54 \text{ kg/m}^2$ . Údaj může být získán z meteorologických map v doporučení ITU-R P.840-4 nebo z datových souborů poskytovaných ITU.



**Obr. 3.7** Závislost útlumu v oblačnosti a mlze na komunikačním kmitočtu pro různé hodnoty elevace pikosatelitu.

Jak je z výsledků patrné, pro kmitočty nižší než 10 GHz s elevací antény pozemního segmentu větší než 5°, lze hodnotu útlumu zanedbávat. Vliv oblačnosti a mlhy však nelze zanedbávat pro nízké elevace antény, protože se dráha signálu přes vrstvu oblačnosti a mlhy značně prodlužuje.



Obr. 3.8 Závislost útlumu oblačností a mlhou – detailní zobrazení vybraných komunikačních pásem.

Tab. 3.4 Nejistoty v energetické bilanci způsobené útlumem v oblačnosti a mlze pro tři rozdílné komunikační kmitočty.

144 MHz	430 MHz	2400 MHz
0,2 dB	0,3 dB	1,7 dB

Stejně jako u ztrát vlivem atmosférické absorpce a ztrát vlivem deště i zde bude docházet k nárůstu šumové teploty antény a k nárůstu úrovně přijímaného šumu.

### 3.1.2.4 Rozsah nejistoty troposférickou scintilací

Vypočítat vliv troposférických scintilací je obecně komplikované a doporučení ITU-R P.618-10 výpočet dělí na několik případů s odlišnými podmínkami, pro něž uvádí různé postupy.

Výsledky výpočtu pro elevační úhly větší než 4° a překročení hloubky úniku v 1% podílu času jsou ukázány na obrázku 3.9. Pro tyto kalkulace byly použity běžně používané antény pro daná komunikační pásma následovně:

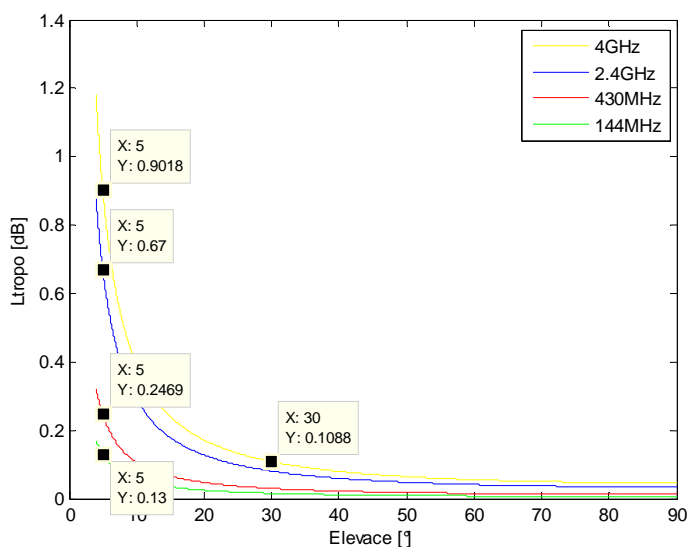
pásmo 144 MHz ... YAGI anténa se ziskem 12,3 dBi

pásmo 430 MHz ... YAGI anténa se ziskem 16,3 dBi

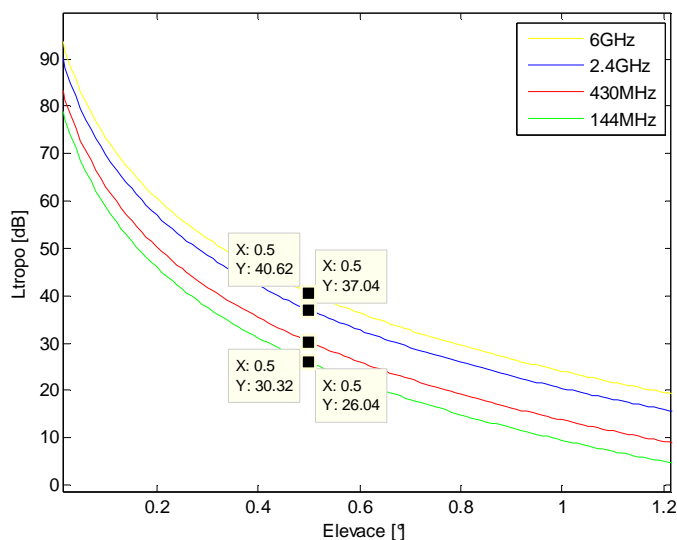
pásmo 2400 MHz ... parabolická anténa se ziskem 31,3 dBi

pásmo 4000 MHz ... parabolická anténa se ziskem 35,0 dBi

Kmitočtové pásmo 4 GHz bylo uvedeno pro doplnění, protože ITU model je platný v rozsahu kmitočtů od 4 GHz do 20 GHz a nelze jej zcela korektně aplikovat na uvažovaná kmitočtová pásma pro komunikaci s pikosatelitem. Protože troposférické scintilace se projevují více na vyšších kmitočtech, lze z výsledků alespoň konstatovat jejich zanedbatelný vliv (ztráty menší než 0,1 dB) při velkých elevacích antény.



Obr. 3.9 Závislost troposférických scintilací pro elevace antény větší než 4°.



Obr. 3.10 Závislost troposférických scintilací dle modelu pro elevace menší než 5° a úniky větší než 25 dB.

Další postup uvedený v ITU-R P.618-10 vypočítává hluboké úniky troposférickou scintilací pro elevační úhly menší než  $5^\circ$  (očekávaná platnost výpočtů je dle tohoto doporučení od  $0,5^\circ$  do  $5^\circ$  elevace a pro kmitočtové pásmo od 1 GHz do 45 GHz, model však byl odvozen z měření prováděných pro elevace od  $1^\circ$  do  $4^\circ$  v kmitočtovém pásmu 6 GHz až 38 GHz). Výpočty těchto úniků a jejich procentuální četnost dle tohoto modelu jsou však platné pro úniky větší než 25dB. Výsledky výpočtů pro 1% četnost překročení hodnoty úniku jsou na obr. 3.10.

**Tab. 3.5** Nejistoty v energetické bilanci způsobené troposférickými scintilacemi pro tři rozdílné komunikační kmitočty, elevaci antény  $0,5^\circ$  a překročení hodnoty úniku s 1% četností výskytu.

144 MHz	430 MHz	2400 MHz
26,0 dB	30,3 dB	37,0 dB

O troposférických scintilacích spočítaných dle postupu v ITU-R P.618-10 lze tak říci, že pro elevace větší než  $30^\circ$  jsou pro všechna v práci zvažovaná komunikační pásma (144 MHz, 430 MHz, 2400 MHz) zanedbatelné (úniky menší než 0,1 dB), ačkoliv model přímo pro tato kmitočtová pásma není určen. Toto lze tvrdit, protože troposférické scintilace s rostoucím kmitočtem narůstají a pod uvedenou výší úniků se projevují i na kmitočtu 4 GHz, na který model již aplikovat lze. Pro určení rozsahu nejistoty v energetickém rozpočtu rádiového spoje, kterou zanáší troposférické scintilace, musíme hledat velikost úniků alespoň 25dB pro co nejmenší možnou elevaci antény platnou pro model výpočtů dle ITU (elevace  $0,5^\circ$ ) a jejich procentuální četnost. Dle výsledků vynesných na obr. 3.10 lze na kmitočtu 2400 MHz a s elevací antény  $0,5^\circ$  očekávat překročení hloubky úniku 37 dB s 1% četností výskytu. Pro ostatní uvažované kmitočty poskytuje model troposférických scintilací hloubky úniků 30,3 dB pro kmitočet 430 MHz a 26 dB pro kmitočet 144 MHz, pro tato kmitočtová pásma však nebyl ověřován.

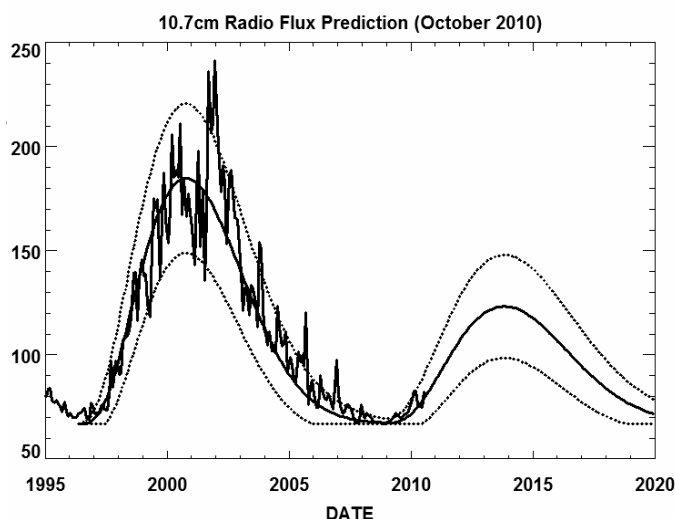
### 3.1.2.5 *Rozsah nejistoty útlumem v ionosféře a jeho scintilací*

Jak bylo uvedeno v kapitole 2.1.4.6, ionosférické vlivy a jejich scintilace se projevují zejména pro kmitočty menší než 3 GHz v době místního západu Slunce v ionosférických vrstvách a jsou dány především celkovým množstvím elektronů (s jednotkou  $1 \text{ TEC} = 10^{16}$  elektronů/m<sup>2</sup>) podél dráhy signálu a jejich nehomogenním rozložením způsobujícím fluktuační v indexu refrakce. Hodnotu TEC umožňuje spočítat organizací ITU uvolněný software GISM,



a to na základě znalosti pozice pozemní stanice, dráhy satelitu, data, času simulace a sluneční aktivity vyjádřené pomocí slunečního rádiového toku na vlnové délce 10,7 cm.

Pro potřeby výpočtů ionosférických scintilací na kmitočtech 144 MHz, 430 MHz a 2,4 GHz byly použity dvě hodnoty slunečního rádiového toku. První hodnota rovna 70 odpovídá fázi Slunce v minimu jedenáctiletého cyklu, druhá hodnota rovna 150 odpovídá očekávanému maximu v letech 2013 až 2014. Poloha pozemní stanice byla zvolena s ohledem na skutečnou pozici stanice na Fakultě elektrotechnické ZČU v Plzni a polohy satelitu byly zvoleny tak, aby odpovídaly elevacím  $0,5^\circ$ ,  $10^\circ$  a  $90^\circ$  (přesné polohy stanice a satelitu je možné nalézt v elektronické příloze práce s výsledky z modelu GISM). Výsledné hodnoty indexu  $S_4$  byly získány průměrem šesti nejvyšších hodnot v okamžiku maxima denních hodnot ionosférických scintilací.



**Obr. 3.11** Cykly sluneční aktivity – převzato z [<http://solarscience.msfc.nasa.gov>].

Z výsledků uvedených v tabulkách 3.6 až 3.8 je patrné, že v období minima sluneční aktivity jsou ionosférické scintilace a s tím související fluktuace úrovně signálu i pro nejnižší uvažovaný kmitočet v řádu jednotek dB. Jiná situace nastává v období zvýšené sluneční aktivity, kdy fluktuace ionosférickou scintilací může pro kmitočtové pásmo 144 MHz překročit hodnotu 30 dB. Za této situace zvýšené sluneční aktivity nejsou zanedbatelné ani fluktuace v kmitočtovém pásmu 430 MHz, kde pro nízké elevace mohou překročit hodnotu 10dB. Pro kmitočtové pásmo 2,4 GHz jsou ionosférické scintilace i během maxima sluneční aktivity velmi slabé.

**Tab. 3.6** Dopad ionosférických scintilací na komunikační kmitočty 144 MHz.

Kmitočty 144 MHz	elevace 0,5°		elevace 10°		elevace 90°	
	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]
sluneční rádiový tok 70	0,37	7,9	0,40	8,7	0,23	4,3
sluneční rádiový tok 150	1,11	31,4	0,99	27,2	0,81	21,1

**Tab. 3.7** Dopad ionosférických scintilací na komunikační kmitočty 430 MHz.

Kmitočty 430 MHz	elevace 0,5°		elevace 10°		elevace 90°	
	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]
sluneční rádiový tok 70	0,11	1,7	0,14	2,3	0,04	0,5
sluneční rádiový tok 150	0,51	11,8	0,44	9,8	0,17	2,9

**Tab. 3.8** Dopad ionosférických scintilací na komunikační kmitočty 2400 MHz.

Kmitočty 2400 MHz	elevace 0,5°		elevace 10°		elevace 90°	
	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]	S <sub>4</sub> [-]	P <sub>fluc</sub> [dB]
sluneční rádiový tok 70	0,02	0,2	0,02	0,2	0,00	0,0
sluneční rádiový tok 150	0,10	1,5	0,07	1,0	0,01	0,1

V doporučení ITU-R P.531-10 je rovněž zvažována ionosférická absorpce nad polárními oblastmi a při polárních zářích, která může být významná zejména pro nízké kmitočty. Absorpce nad polárními oblastmi způsobená ojedinělými událostmi na Slunci během zvýšené sluneční aktivity může přetrvávat i několik dní, zatímco absorpce při polární záři mívá dobu trvání v řádu několika minut a bývá značně časově a prostorově proměnná. Vzhledem k zeměpisné šířce většiny pozemních řídicích stanic pikosatelitů není nutné tento vliv v práci zvažovat.

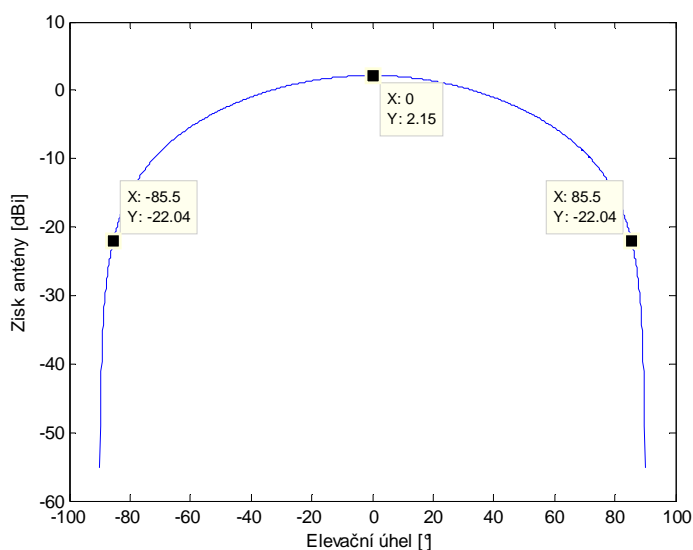
### 3.1.3 Rozsah nejistoty způsobené směřováním a orientací antén

V této části práce budou zvažovány nejistoty způsobené nesprávným směřováním antén pikosatelitu. Nebudou zde vyčíslovány ztráty způsobené chybou ve směřování antény pozemního segmentu, protože ty mohou být vhodnými metodami eliminovány pro běžně používané antény na zanedbatelnou hodnotu. Požadavky na přesnost polohovacího systému pozemních antén narůstají s jejich směřovostí.

#### 3.1.3.1 Rozsah nejistoty nepřesným směřováním antény pikosatelitu

V podkapitole 2.1.5 byla specifikována běžná uspořádání anténních systémů pro komunikaci s pikosatelity. Většina pikosatelitů používá pro konstrukční a montážní jednoduchost lineárně polarizované dipólové antény. Směrová charakteristika půlvlnné dipólové antény v kartézském souřadném systému je znázorněna na obr. 3.12. Směrová charakteristika an-

tény vykazuje významná minima, která při volné rotaci pikosatelitu způsobují opakující se ztráty úrovně přijímaného signálu.



**Obr. 3.12** Směrová vyzařovací charakteristika půlvlnného dipólu se ziskem v dBi jednotkách s vyznačením změn zisku pro 95% rozsah úhlů.

Výsledky výpočtů v Matlabu ukazují, že při volné rotaci pikosatelitu (četnost výskytu orientace antény pikosatelitu pod různými úhly vůči pozemní stanici je stejná) a bez uvažování vlivu jeho konstrukce na vyzařovací diagram antény se bude po 95% doby trvání komunikace zisk ideálního půlvlnného dipólu měnit v rozsahu od 2,15 dBi do -22,04 dBi. Celkový rozsah nejistoty v energetické bilanci spoje způsobený rotací antény pikosatelitu tak bude do 24,19 dB v 95 % doby trvání komunikace bez ohledu na komunikační kmitočet. Tato hodnota nejistoty však bude ve skutečnosti ovlivněna celkovou geometrií pikosatelitu zejména pro vyšší komunikační kmitočty (vlnové délky blízké se rozměrům pikosatelitu). Numerické řešení problému s přesným modelem pikosatelitu a antény není příliš přínosné, protože nás zajímají zejména hluboké propady zisku antény, jejichž hodnoty budou ovšem značně ovlivněny rozmístěním bodů, ve kterých je numerické řešení vyčíslováno a přesností modelu pikosatelitu.

### 3.1.3.2 *Rozsah nejistoty polarizačními ztrátami antén*

Jak bylo uvedeno v kapitole 2.1.5.2, při rádiové komunikaci se satelity bez aktivní stabilizace orientace se používá kombinace lineární a kruhové polarizace antény na vysílací a přijímací straně. V takovém případě jsou polarizační ztráty konstantní (rovny 3 dB), nejistota v těchto ztrátách je tedy rovna nule.

### 3.1.4 Rozsah nejistoty změnou spektrální výkonové hustoty šumu

Podle rovnice (2.31) uvedené v kapitole 2.1.6.1 lze spočítat přírůstek úrovně šumu vlivem směřování antény vůči zdroji tepelného šumu. Tím mohou být kosmická tělesa (např. galaxie, hvězdy, Slunce, Měsíc) nebo atmosférické zdroje (absorpce v atmosféře, absorpce v dešti a oblačnosti). Pro výpočet přírůstku v úrovni šumu je potřeba znát šumovou teplotu tzv. čisté oblohy (standardizovaná atmosféra dle doporučení ITU-R P.835-4), šumovou teplotu antény namířenou na zdroj šumu a šumovou teplotu nízkošumového zesilovače na vstupu přijímače (uvažujeme idealizovaný stav podle rovnice (2.28), kdy LNA je hned za anténou bez ztrátového vedení a velký zisk LNA minimalizuje vliv dalších obvodů na celkovou šumovou teplotu systému).

$$\Delta N_0 = 10 \log_{10} \left( \frac{k(T_{LNA} + T_{ant})}{k(T_{LNA} + T_{clear\_sky})} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{T_{LNA} + T_{ant}}{T_{LNA} + T_{clear\_sky}} \right) \quad (2.31)$$

Výpočty budu realizovat pro vzorové případy konkrétních LNA se šumovým číslem  $NF = 0,5$  dB v pásmu kmitočtů 144 MHz a 430 MHz a se šumovým číslem  $NF = 1,3$  dB v pásmu kmitočtů 2,4 GHz. Hodnoty byly vybrány z katalogových údajů GaAs nízkošumových předzesilovačů firmy SSB Electronic. Šumovou teplotu LNA vypočítáme podle následujícího vztahu:

$$T_{LNA} = 290(10^{NF/10} - 1) \quad (3.3)$$

Šumová teplota LNA se šumovým číslem 0,5 dB je podle vztahu 3.3 rovna 35,4 K, šumová teplota LNA se šumovým číslem 1,3 dB je rovna 101,2 K.

Šumovou teplotu čisté oblohy je nutné řešit odděleně pro jednotlivá kmitočtová pásma. Na nízkých kmitočtech, kde absorpce v plynech atmosféry je minimální, je šumová teplota dána zejména galaktickým šumem. Je tedy obecně nezávislá na směřování antény vůči atmosféře, ale odvíjí se od směřování antény vůči galaxiím. V pásmu kmitočtů 144 MHz se může šumová teplota v závislosti na směřování antén vůči středům galaxií pohybovat v rozmezí 100 K až 2000 K. V pásmu kmitočtů 430 MHz je útlum způsobený atmosférou stále minimální, šumová teplota je tedy stále málo závislá na směřování antény vůči atmosféře a v závislosti na směřování antén vůči středům galaxií se pohybuje od přibližně 6 K do 150 K. V kmitočtovém pásmu 2,4 GHz se již uplatňuje útlum způsobený atmosférou a šumová teplota bude tedy závislá na délce dráhy signálu přes atmosféru. Pro nulovou elevaci antény se

uvažuje šumová teplota 82,7 K, pro 90° elevaci pak 4,7 K. Uvedené hodnoty šumových teplot jsou převzaty z doporučení [19] organizace ITU.

### 3.1.4.1 Rozsah nejistoty při působení kosmických zdrojů šumu na šumovou teplotu

Nejnepříznivějším kosmickým zdrojem šumu je Slunce. Šumová teplota Slunce převzatá opět z doporučení [19] je v pásmu 144 MHz přibližně 580 tis. K, v pásmu 430 MHz je přibližně 230 tis. K a v pásmu kmitočtů 2,4 GHz je přibližně 51 tis. K. Pro výpočet přírůstku spektrální výkonové hustoty šumu při směřování antény vůči Slunci oproti stavu při uvažování galaktickému šumu potřebujeme dle vztahu (2.31) spočítat také šumovou teplotu antény. Pro Slunce budeme uvažovat úhel  $\Omega_P$  (ve kterém je šumová teplota konstantní) roven 0,5° [16] a šířku hlavního svazku antény  $\Omega_{ant}$  pro pásmo kmitočtu 144 MHz rovnu 52°, pro pásmo kmitočtů 430 MHz šířku svazku rovnu 30° a pro pásmo kmitočtů 2,4 GHz šířku svazku rovnu 5°.

$$T_{ant} = \frac{1}{\Omega_{ant}} \iint_{\Omega_P} G_{ant}(\theta, \varphi) T_P d\Omega = \frac{T_P}{\Omega_{ant}} \iint_{\Omega_P} 1 d\Omega = \frac{\Omega_P}{\Omega_{ant}} T_P \quad (2.35)$$

Dle vzorce (2.35) z kapitoly 2.1.6.2 můžeme dopočítat šumovou teplotu antény namířenou na Slunce pro uvedené případy:

$$\text{a) pásmo 144 MHz ... } T_{ant} = \frac{0,5}{52} 580000 = 5577 \text{ K}$$

$$\text{b) pásmo 430 MHz ... } T_{ant} = \frac{0,5}{30} 230000 = 3833 \text{ K}$$

$$\text{c) pásmo 2,4 GHz ... } T_{ant} = \frac{0,5}{5} 51000 = 5100 \text{ K}$$

Dle vzorce (2.31) z kapitoly 2.1.6.1 můžeme dopočítat přírůstek spektrální výkonové hustoty šumu pro anténu namířenou na Slunce oproti stavu, kdy anténa je od Slunce odkloněna:

$$\text{a) pásmo 144 MHz ... } \Delta N_0 = 10 \log_{10} \left( \frac{35,4 \text{ K} + 5577 \text{ K}}{35,4 \text{ K} + 100 \text{ K}} \right) = 16,2 \text{ dB}$$

$$\text{b) pásmo 430 MHz ... } \Delta N_0 = 10 \log_{10} \left( \frac{35,4 \text{ K} + 3833 \text{ K}}{35,4 \text{ K} + 6 \text{ K}} \right) = 19,7 \text{ dB}$$

$$\text{c) pásmo 2,4 GHz ... } \Delta N_0 = 10 \log_{10} \left( \frac{101,2 \text{ K} + 5100 \text{ K}}{101,2 \text{ K} + 4,7 \text{ K}} \right) = 16,9 \text{ dB}$$

### 3.1.4.2 Rozsah nejistoty při působení atmosférických vlivů na šumovou teplotu

Pokud nebudeme uvažovat nárůst spektrální výkonové hustoty šumu vlivem přeletu pikosatelitu před kotoučem Slunce (jehož pravděpodobnost i doba trvání je velmi malá), mohou tento nárůst způsobit i ztráty při šíření signálu atmosférou o nenulové teplotě. Šumová teplota antény je pak rovna šumové teplotě prostředí, kde dochází k těmto ztrátám. Šumovou teplotu prostředí je možné vyjádřit jako:

$$T_s = T_m (1 - 10^{-L/10}) + 2,7 \text{ K} \quad (3.4)$$

V tomto vztahu je  $T_m$  efektivní teplota prostředí, která se pro dešť a oblaka uvažuje v rozmezí 260 K až 280 K. V doporučení ITU-R P.372-10 se počítá s teplotou prostředí pro atmosférické ztráty 275 K. Ztráty prostředí  $L$  se počítají dle vztahu (3.5), který je převzat z doporučení ITU-R P.618-10.

$$L(p) = L_{Atm} + \sqrt{(L_{Rain}(p) + L_{Cloud}(p))^2 + L_{TS}^2(p)} \quad (3.5)$$

V tomto vztahu  $L_{Atm}$  jsou ztráty způsobené absorpcí v atmosférických plynech a vlhkosti,  $L_{Rain}$  jsou ztráty způsobené absorpcí v dešti,  $L_{Cloud}$  jsou ztráty způsobené absorpcí v oblačnosti a  $L_{TS}$  jsou troposférické scintilace. Pokud budeme chtít spočítat nárůst spektrální výkonové hustoty šumu překročený s 0,01% četností výskytu a při velmi nízkých elevacích antény ( $0,5^\circ$ ), do vztahu (3.5) pro výpočet celkových ztrát v atmosféře dosazujeme dílčí ztráty s danou četností výskytu překročení spočítané v předchozích kapitolách, kdy u ztrát v oblačnosti uvažujeme dle doporučení ITU-R P.618-10 pravděpodobnost 1 %. Celkový útlum prostředí pro zvažovaná pásma je tedy:

$$\text{a) pásmo 144 MHz ... } L(0,01\%) = 0,3\text{dB} + \sqrt{(0,1\text{dB} + 0,2\text{dB})^2 + 26^2 \text{ dB}} = 26,3 \text{ dB}$$

$$\text{b) pásmo 430 MHz ... } L(0,01\%) = 0,3\text{dB} + \sqrt{(0,1\text{dB} + 0,3\text{dB})^2 + 30,3^2 \text{ dB}} = 30,6 \text{ dB}$$

$$\text{c) pásmo 2,4 GHz ... } L(0,01\%) = 0,7\text{dB} + \sqrt{(0,9\text{dB} + 1,7\text{dB})^2 + 37^2 \text{ dB}} = 37,8 \text{ dB}$$

Šumová teplota prostředí spočítaná dle vztahu (3.4) vychází pro zvažovaná kmitočtová pásma následovně:

$$\text{a) pásmo 144 MHz ... } T_s = 275(1 - 10^{-26,3/10}) + 2,7 \text{ K} = 277,1 \text{ K}$$

$$\text{b) pásmo 430 MHz ... } T_s = 275(1 - 10^{-30,6/10}) + 2,7 \text{ K} = 277,5 \text{ K}$$

$$c) \text{ pásmo } 2,4 \text{ GHz} \dots T_s = 275(1 - 10^{-37,8/10}) + 2,7 \text{ K} = 277,7 \text{ K}$$

Přírůstek spektrální výkonové hustoty šumu pro zvažovaná kmitočtová pásma dle vztahů (2.31) a (3.4) pro četnost výskytu překročení 0,01% a elevaci antény 0,5° vychází následovně:

$$a) \text{ pásmo } 144 \text{ MHz} \dots \Delta N_0 = 10 \log_{10} \left( \frac{35,4K + 277,1K}{35,4K + 100K} \right) = 3,6 \text{ dB}$$

$$b) \text{ pásmo } 430 \text{ MHz} \dots \Delta N_0 = 10 \log_{10} \left( \frac{35,4K + 277,5K}{35,4K + 6K} \right) = 8,8 \text{ dB}$$

$$c) \text{ pásmo } 2,4 \text{ GHz} \dots \Delta N_0 = 10 \log_{10} \left( \frac{101,2K + 277,7K}{101,2K + 4,7K} \right) = 5,5 \text{ dB}$$

I při téměř shodných šumových teplotách prostředí, které jsou dány zejména velkými ztrátami při troposférických scintilacích u nízké elevace antény (počítáno pro elevaci 0,5°), vychází přírůstek spektrální výkonové hustoty šumu pro daná kmitočtová pásma rozdílně, a to zejména kvůli rozdílné šumové teplotě konkrétních LNA zesilovačů a rozdílné šumové teplotě čisté oblohy pro dané kmitočty.

Je nutné zmínit, že hodnoty nárůstu spektrální výkonové hustoty šumu spočítané v předchozí části jsou ryze hodnoty matematicky kalkulované pro specifické podmínky. V reálné situaci tyto hodnoty mohou být překročeny, protože zejména při nízkých elevacích antény se do nárůstu úrovně šumu daleko více promítne vlastní šumová teplota povrchu Země a umělých zdrojů rušení, které jsou lokálně velmi rozdílné a v čase se mění. V doporučení ITU-R P.372-10 se např. uvádí 12 dB šumové číslo pozadí na kmitočtu 140 MHz v městském prostředí, což představuje šumovou teplotu cca 4300 K a šumové číslo 6 dB na kmitočtu 425 MHz (odpovídá šumové teplotě cca 865 K). Toto představuje podstatně silnější zdroj šumu než vlastní atmosférické ztráty, bez provedení dlouhodobých měření v dané lokalitě nelze však jejich úroveň obecně stanovit.

### 3.1.5 Shrnutí nejistot v energetické bilanci

V tabulce 3.9 jsou shrnuty výsledky kalkulací nejistot v energetické bilanci rádiového spoje, přičemž byly vzaty v úvahu i velmi nízké elevační úhly antény pozemního segmentu, kdy podmínky rádiové komunikace jsou značně nepříznivé a konvenční radiokomunikační systémy nebývají navrhovány s takovou rezervou, aby mohly být za těchto podmínek provozovány. Na druhou stranu radiokomunikační systémy založené na adaptaci přenosových for-

mátů s využitím technologie softwarového rádia mohou rádiovou komunikaci přechodem na pomalé a dobře protichybově zabezpečené přenosy udržet. V následující části práce bude uveden výpočet energetické bilance rádiového spoje s dosazením typických parametrů pro pikosatelity typu CubeSat a dosazením spočítaných nejistot v energetické bilanci. Bude tak možné získat možné rozpětí kvality přijímaného signálu vyjádřené pomocí parametru  $C/N_0$  a přepočítané na parametr  $E_b/N_0$  pro konkrétní případy přenosových rychlostí a modulací.

Pro doplnění jsou v tabulce 3.10 rovněž uvedeny i nejistoty v energetické bilanci rádiového spoje pouze pro případ elevací přijímací antény větších než  $10^\circ$ . Tato hodnota elevace bývá častá v konvenčních návrzích radiokomunikačních systémů pikosatelitů, kdy přenosový systém pracuje s pevnými neadaptabilními parametry.

**Tab. 3.9** Shrnutí vypočítaných nejistot v energetické bilanci rádiového spoje s pikosatelitem.

	144 MHz 350 km	430 MHz 350 km	2400 MHz 350 km	144 MHz 750 km	430 MHz 750 km	2400 MHz 750 km
nejistoty změnou komunikační vzdálenosti <sup>1)</sup>	15,7 dB	15,7 dB	15,8 dB	12,6 dB	12,6 dB	12,6 dB
nejistoty změnou atmosférické absorpce <sup>2)</sup>	< 0,3 dB	0,3 dB	0,7 dB	< 0,3 dB	0,3 dB	0,7 dB
nejistoty změnou útlumu v dešti <sup>3)</sup>	< 0,1 dB	0,1 dB	0,9 dB	< 0,1 dB	0,1 dB	0,9 dB
nejistoty změnou útlumu v oblačnosti <sup>4)</sup>	0,2 dB	0,3 dB	1,7 dB	0,2 dB	0,3 dB	1,7 dB
nejistoty troposférickou scintilací <sup>5)</sup>	26,0 dB	30,3 dB	37,0 dB	26,0 dB	30,3 dB	37,0 dB
nejistoty ionosférickým útlumem a scintilací <sup>6)</sup>	31,4 dB	11,8 dB	1,5 dB	31,4 dB	11,8 dB	1,5 dB
nejistoty směřováním antény pikosatelitu <sup>7)</sup>	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB
nejistoty v úrovni šumu kosmických zdrojů <sup>8)</sup>	16,2 dB	19,7 dB	16,9 dB	16,2 dB	19,7 dB	16,9 dB
nejistoty v úrovni šumu vlivem atmosféry <sup>9)</sup>	3,6 dB	8,8 dB	5,5 dB	3,6 dB	8,8 dB	5,5 dB

### Poznámky:

<sup>1)</sup> Nejistoty změnou komunikační vzdálenosti jsou vyčísleny pro rozsah elevací pozemní přijímací antény od  $0^\circ$  do  $90^\circ$ . V reálné situaci komunikace při nízkých elevačních úhlech nemusí být vůbec možná z důvodu zastínění výhledu antény okolním terénem, případně troposférické scintilace mohou způsobit takové ztráty úrovně signálu, že při daném energetickém rozpočtu spoje nebude možné spojení s pikosatelitem navázat. Na vysokých elevačních úhlech (až do  $90^\circ$ ) se zase pikosatelit bude objevovat jen po malý procentuální podíl času a ne při každém přeletu. Z těchto důvodů bude dynamika signálů z důvodu změny komunikační vzdálenosti po většinu času menší o několik dB. Pro konkrétní pikosatelit, jeho oběžnou dráhu a polohu pozemní stanice je možné zavést statistické rozložení hustoty pravděpodobnosti výskytu pikosatelitu v určité elevaci vůči anténě pozemní stanice a spočítat dynamickou změnu úrovně signálu pro zvolenou procentuální část času.



- 2) Nejistoty způsobené změnou atmosférické absorpce jsou uvažovány pro standardní stav atmosféry z hlediska obsahu vodních par dle doporučení ITU-R P.835-4. Stav atmosféry z tohoto pohledu ovšem podléhá určitým cyklům ročního období a je rovněž závislý na zeměpisné poloze. Pokud by se komunikační kmitočet nacházel v blízkosti rezonančních kmitočtů, kde narůstá měrná absorpce atmosféry, bude potřeba s těmito změnami stavu atmosféry od standardních hodnot počítat, a to zejména pro nízké elevační úhly, kde dráha signálu nízkými vrstvami atmosféry je velká. Použité výpočetní vztahy dle ITU-R P.676-8 článku 2 jsou platné pro kmitočty od 1 GHz do 350 GHz a pro elevační úhly antény pozemního segmentu od 5° do 90°. Hodnoty útlumu pro nižší kmitočty byly získány extrapolací dat a pro nižší elevační úhly korekcí respektující skutečnou délku dráhy signálu atmosférou. Skutečná délka dráhy signálu atmosférou byla spočítána dle ITU-R P.676-8 článek 1. Takto extrapolované a korigované hodnoty útlumu nemusí být zcela přesné, jejich velikost je ovšem pro konkrétní uvedené případy v celkovém energetickém rozpočtu spoje zanedbatelná.
- 3), 4) Nejistoty způsobené změnou útlumu v dešti a oblačnosti jsou počítány na základě meteorologických dat publikovaných v mapách v doporučeních ITU. Tato doporučení zároveň konstatují, že je preferováno použití lokálních meteorologických statistik, pokud jsou v místě pozemní stanice známy. Statistické hodnoty udávané v doporučeních ITU pro určitou oblast se mohou lokálně lišit a používají se proto jako přibližné hodnoty.
- 5) Nejistoty způsobené troposférickou scintilací jsou počítány dle ITU-R P.618-10 pro elevace antény menší než 5°. Výpočet dle tohoto doporučení byl odvozen z měření prováděných na kmitočtech od 6 GHz do 38 GHz, avšak jeho platnost je očekávána minimálně v rozsahu od 1 GHz do 45 GHz. Získané hodnoty jsou však platné pouze pro hloubky úniků větší než 25 dB. Pokud bychom obdrželi menší hloubky úniků, zmenšíme procentuální četnost překročení této hloubky úniku a výpočet opakujeme. Hodnoty v tabulce byly získány pro 1% četnost překročení dané hloubky úniku s elevací antény 0,5°. Standardní komunikační systémy pikosatelitů bývají zpravidla provozovány při elevacích větších než 5° nebo 10°, kde hloubky úniků způsobené troposférickou scintilací jsou již malé a zpravidla se zahrnují do konstanty respektující další ztráty prostředí.
- 6) Nejistoty způsobené ionosférickým útlumem a scintilací jsou silně závislé na sluneční aktivitě, která podléhá určitým cyklům. Výsledky v tabulce 3.11 jsou pro očekávané 11leté maximum, které by mělo nastat v rozmezí let 2013 až 2014 s předpokládanou hodnotou slunečního rádiového toku 150 SFU ( $1 \text{ SFU} = 10^{-22} \text{ W/m}^2/\text{Hz}$ ) na vlnové délce 10,7 cm. Hod-

noty ionosférických scintilací pro minimum sluneční aktivity (60 SFU) jsou uvedeny v tabulkách 3.6 až 3.8.

- 7) Nejistoty způsobené směřováním antény pikosatelitu – je uvažována ideální dipólová anténa bez působení konstrukce pikosatelitu na vyzařovací diagram a volná rotace pikosatelitu, kdy četnost výskytu jednotlivých natočení antény vůči pozemnímu středisku má rovnoměrné rozdělení.
- 8) Nejistoty způsobené vlivem šumu kosmických těles jsou v tabulce uvažovány pro případ nejvýznamnějšího zdroje – Slunce a namíření přijímací antény na něj. Důležité doplňující údaje o parametrech zvažovaných antén jsou uvedeny v příslušné kapitole. Slunce se přitom uvažuje ve své klidové fázi bez erupcí se šumovou teplotou odpovídající obr. 2.12 převzatého z doporučení ITU [19]. Na noční obloze může být dominantním zdrojem šumu Měsíc, jehož šumová teplota je rovněž uvedena ve zdroji [19].
- 9) Nejistoty způsobené vlivem nárůstu šumové teploty antény vlivem atmosférických ztrát jsou závislé na velikosti atmosférických ztrát a na původní šumové teplotě systému, dané především kvalitou LNA zesilovače. Čím kvalitnější LNA s nižší šumovou teplotou máme, s tím větší dominancí se bude zvýšená šumová teplota antény vlivem atmosférického útlumu projevovat v energetickém rozpočtu spoje, dle vztahu (2.31). Tato úvaha platí obdobně i pro nejistoty způsobené vlivem šumu kosmických těles. Uvedené nejistoty platí pro atmosférický útlum spočítaný dle vztahu (3.5) a původní šumové teploty systému  $T_s = (35,4 + 100)$  K pro pásmo 144 MHz, pro pásmo kmitočtů 430 MHz byla uvažována  $T_s = (35,4 + 6)$  K a pro pásmo 2,4 GHz byla  $T_s = (101,2 + 4,7)$  K.

**Tab. 3.10** Doplnění nejistot v energetické bilanci rádiového spoje s pikosatelitem o hodnoty spočítané pro uvažování elevací přijímací antény větších než  $10^\circ$ .

	144 MHz 350 km	430 MHz 350 km	2400 MHz 350 km	144 MHz 750 km	430 MHz 750 km	2400 MHz 750 km
nejistoty změnou komunikační vzdálenosti	11,4 dB	11,4 dB	11,4 dB	9,6 dB	9,6 dB	9,6 dB
nejistoty změnou atmosférické absorpce	0,1 dB	0,1 dB	0,2 dB	0,1 dB	0,1 dB	0,2 dB
nejistoty změnou útlumu v dešti	zanedb.	zanedb.	zanedb.	zanedb.	zanedb.	zanedb.
nejistoty změnou útlumu v oblačnosti	zanedb.	zanedb.	zanedb.	zanedb.	zanedb.	zanedb.
nejistoty troposférickou scintilací	0,1 dB	0,3 dB	0,6 dB	0,1 dB	0,3 dB	0,6 dB
nejistoty ionosférickým útlumem a scintilací	27,2 dB	9,8 dB	1,0 dB	27,2 dB	9,8 dB	1,0 dB
nejistoty směřováním antény pikosatelitu	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB	24,2 dB
nejistoty v úrovni šumu kosmických zdrojů	16,2 dB	19,7 dB	16,9 dB	16,2 dB	19,7 dB	16,9 dB
nejistoty v úrovni šumu vlivem atmosféry	0,4 dB	1,6 dB	1,6 dB	0,4 dB	1,6 dB	1,6 dB

## 3.2 Rozsah změn v kvalitě přijímaného signálu

Prvním krokem k výběru a aplikaci efektivních modulačních formátů pro komunikační systém pikosatelitů je stanovení rozsahu kvality signálu, jaký lze v místě příjmu očekávat během přeletu pikosatelitu v dosahu pozemní stanice. V této kapitole bude kvalita signálu vyjádřena pomocí parametru  $C/N_0$  (v decibelové míře vyjádřený poměr mezi výkonem užitečného signálu a spektrální výkonovou hustotou šumu). Rozsah  $C/N_0$  přijímaného signálu bude stanoven pro několik možných scénářů.

Na základě výpočtů provedených v kapitole 3.1 je možné stanovit rozsah kvality přijímaného signálu pro vzorový případ komunikačního systému pikosatelitu, kdy je do vstupu jeho antény typu půlvlnný dipól dodáván výkon 30 dBm a s 95% četností výskytu je očekáván zisk antény směrem k pozemní stanici v rozsahu +2,15 dBi až -22,04 dBi. Na přijímací straně jsou uvažovány polarizační ztráty 3 dB, typy antén uvedené v kapitole 3.1.4.1. a LNA zesilovače se šumovou teplotou uvedenou v kapitole 3.1.4. Aby bylo možné výpočty co nejvíce zobecnit, je předpokládán dostatečný zisk LNA zesilovačů tak, aby podle rovnice (2.28) bylo možné zanedbat šumové příspěvky dalších bloků přijímače. Zanedbány jsou rovněž ztráty mezi anténou a LNA (předpokládáno je umístění LNA co nejbližší k anténě a propojení kvalitním napaječem) a další ztráty, které mají reálné komunikační stanice např. kvůli přepínačům antén a anténním duplexerům.

Očekávané změny kvality přijímaného signálu jsou vyčísleny pro několik možných scénářů, které zahrnují v různé míře např. troposférické scintilace, ionosférické scintilace a směřování antén vůči kosmickým zdrojům šumu. Jsou to tyto scénáře:

**a) Scénář 1** – Je uvažována komunikace i při velmi nízkých elevačních úhlech, která je silně postižena troposférickými scintilacemi. Zároveň se uvažuje působení ionosférických scintilací v čase jejich maxima a při silné sluneční aktivitě. Z hlediska výkonové úrovně užitečného signálu se jedná o nejméně příznivý případ. V tomto scénáři je uvažováno i směřování antény pozemní stanice vůči Slunci při přeletu pikosatelitu, což je z hlediska úrovně šumu rovněž nejméně příznivý případ. Vypočítané hodnoty pro scénář 1 jsou uvedeny v tabulkách 3.11 a 3.12, zdrojový kód pro výpočet v Matlabu je uveden v elektronické příloze práce. Dosazovány byly výše uvedené údaje o pikosatelitu, přijímacích stanicích a spočítané nejistoty a ztráty v energetické bilanci rádiového spoje.

**Tab. 3.11** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 1 a orbitální dráhu 750 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-92,25	-97,85	-100,35
C_min [dBm]	-186,14	-176,34	-173,14
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-161,11	-162,73	-161,44
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	85,04	84,58	78,00
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	-25,03	-13,61	-11,70

**Tab. 3.12** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 1 a orbitální dráhu 350 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-85,65	-91,25	-93,75
C_min [dBm]	-182,64	-172,84	-169,74
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-161,11	-162,73	-161,44
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	91,64	91,18	84,60
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	-21,53	-10,11	-8,30

**b) Scénář 2** – Je uvažována komunikace i při velmi nízkých elevačních úhlech, která je silně postižena troposférickými scintilacemi. Zároveň se uvažuje působení ionosférických scintilací v čase jejich maxima a při silné sluneční aktivitě. Z hlediska výkonové úrovně užitečného signálu se jedná o nejméně příznivý případ. V tomto scénáři není uvažováno směřování antény pozemní stanice vůči Slunci při přeletu pikosatelitu. Uvažuje se ovšem dopad troposférických scintilací a útlumu v plynech atmosféry na šumovou teplotu systému. Troposférické scintilace při nízkých elevacích mohou být silné, z hlediska úrovně šumu však nezpůsobí takový nárůst jako namíření antény na Slunce.

**Tab. 3.13** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 2 a orbitální dráhu 750 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-92,25	-97,85	-100,35
C_min [dBm]	-186,14	-176,34	-173,14
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-173,65	-173,65	-172,82
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	85,04	84,58	78,00
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	-12,49	-2,69	-0,32

**Tab. 3.14** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 2 a orbitální dráhu 350 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-85,65	-91,25	-93,75
C_min [dBm]	-182,64	-172,84	-169,74
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-173,65	-173,65	-172,82
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	91,64	91,18	84,60
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	-8,99	0,81	3,08

**c) Scénář 3** – Je uvažována komunikace i při velmi nízkých elevačních úhlech, která je silně postižena troposférickými scintilacemi. Působení ionosférických scintilací se neuvažuje (komunikace probíhá v časech, kdy tyto scintilace jsou minimální). Z hlediska výkonové úrovně užitečného signálu se jedná o scénář optimističtější než scénář 1 a 2 a ve většině času probíhající komunikace i pravděpodobněji. V tomto scénáři není uvažováno směřování antény pozemní stanice vůči Slunci při přeletu pikosatelitu. Uvažuje se ovšem dopad troposférických scintilací a útlumu v plynech atmosféry na šumovou teplotu systému. Troposférické scintilace při nízkých elevacích mohou být silné, z hlediska úrovně šumu však nezpůsobí takový nárůst jako namíření antény na Slunce.

**Tab. 3.15** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 3 a orbitální dráhu 750 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-92,25	-97,85	-100,35
C_min [dBm]	-154,74	-164,54	-171,64
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-173,65	-173,65	-172,82
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	85,04	84,58	78,00
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	18,91	9,11	1,18

**Tab. 3.16** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 3 a orbitální dráhu 350 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-85,65	-91,25	-93,75
C_min [dBm]	-151,24	-161,04	-168,24
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-173,65	-173,65	-172,82
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	91,64	91,18	84,60
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	22,41	12,61	4,58

**d) Scénář 4** – Je uvažována pouze komunikace při elevačních úhlech větších než  $10^\circ$ , která je minimálně postižena troposférickými scintilacemi. Uvažuje se ale působení ionosférických scintilací v čase jejich maxima a při silné sluneční aktivitě. V tomto scénáři je uvažováno i směřování antény pozemní stanice vůči Slunci při přeletu pikosatelitu, což je z hlediska úrovně šumu nejméně příznivý případ.

**Tab. 3.17** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 4 a orbitální dráhu 750 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-91,66	-97,17	-97,17
C_min [dBm]	-152,84	-141,09	-132,74
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-161,11	-162,73	-161,44
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	85,63	85,26	81,18
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	8,27	21,64	28,70

**Tab. 3.18** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 4 a orbitální dráhu 350 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-85,06	-90,57	-90,57
C_min [dBm]	-148,04	-136,29	-127,94
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-161,11	-162,73	-161,44
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	92,23	91,86	87,78
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	13,07	26,44	33,50

**e) Scénář 5** – Je uvažována pouze komunikace při elevačních úhlech větších než  $10^\circ$ , která je minimálně postižena troposférickými scintilacemi. Uvažuje se ale působení ionosférických scintilací v čase jejich maxima a při silné sluneční aktivitě. V tomto scénáři není uvažováno směřování antény pozemní stanice vůči Slunci při přeletu pikosatelitu. Uvažuje se dopad troposférických scintilací a útlumu v plynech atmosféry na šumovou teplotu systému. Troposférické scintilace a útlum atmosféry při elevacích nad  $10^\circ$  jsou však slabé a projeví se tak spíše jen u kvalitních LNA zesilovačů s vlastní nízkou šumovou teplotou.

**Tab. 3.19** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 5 a orbitální dráhu 750 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-91,66	-97,17	-97,17
C_min [dBm]	-152,84	-141,09	-132,74
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-176,92	-180,27	-176,43
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	85,63	85,26	81,18
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	24,08	39,18	43,69

**Tab. 3.20** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 5 a orbitální dráhu 350 km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-85,06	-90,57	-90,57
C_min [dBm]	-148,04	-136,29	-127,94
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-176,92	-180,27	-176,43
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	92,23	91,86	87,78
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	28,88	43,98	48,49

**f) Scénář 6** – Je uvažována pouze komunikace při elevačních úhlech větších než  $10^\circ$ , která je minimálně postižena troposférickými scintilacemi. Působení ionosférických scintilací se neuvažuje (komunikace probíhá v časech, kdy tyto scintilace jsou minimální). Z hlediska výkonové úrovně užitečného signálu se jedná o scénář neoptimističtější. V tomto scénáři není uvažováno směřování antény pozemní stanice vůči Slunci při přeletu pikosatelitu. Uvažuje se dopad troposférických scintilací a útlumu v plynech atmosféry na šumovou teplotu systému. Troposférické scintilace a útlum atmosféry při elevacích nad  $10^\circ$  jsou však slabé a projeví se tak spíše jen u kvalitních LNA zesilovačů s vlastní nízkou šumovou teplotou.

**Tab. 3.21** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 6 a orbitální dráhu 750km.

	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-91,66	-97,17	-97,17
C_min [dBm]	-125,64	-131,29	-131,74
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-176,92	-180,27	-176,43
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	85,63	85,26	81,18
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	51,28	48,98	44,69

**Tab. 3.22** Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí  $C/N_0$  pro scénář 6 a orbitální dráhu 350km.

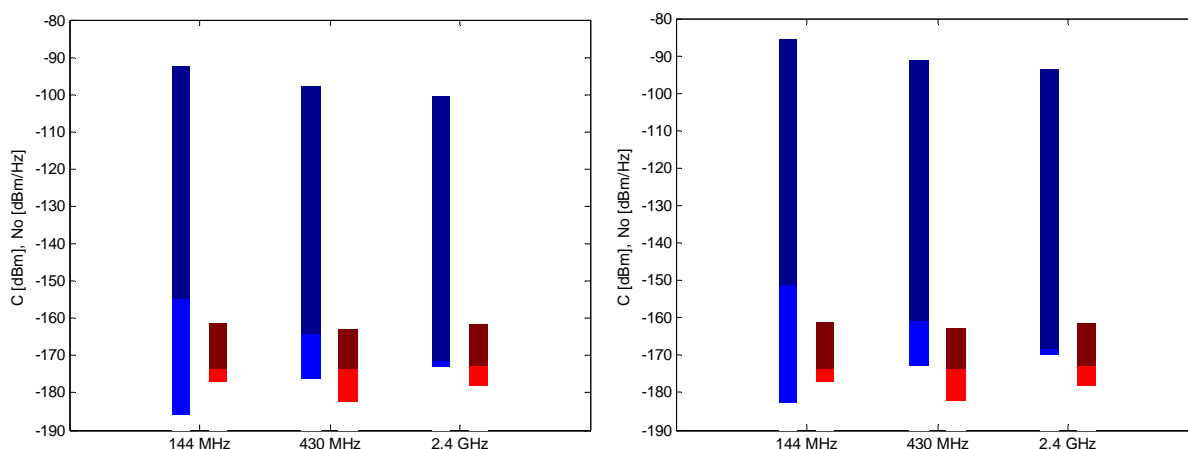
	144 MHz	430 MHz	2400 MHz
C_max [dBm]	-85,06	-90,57	-90,57
C_min [dBm]	-120,84	-126,49	-126,94
N <sub>0</sub> _max [dBm/Hz]	-176,92	-180,27	-176,43
N <sub>0</sub> _min [dBm/Hz]	-177,29	-182,43	-178,35
C/N <sub>0</sub> _max [dB]	92,23	91,86	87,78
C/N <sub>0</sub> _min [dB]	56,08	53,78	49,49

Návrhu a provozování klasických rádiových spojů s pikosatelity pro fixně stanovené mezní podmínky, kdy komunikace musí ještě probíhat ve stanovených parametrech, se nejvíce podobá scénář 6. Komunikace je pak většinou požadována pro elevace pikosatelitu větší než  $10^\circ$ . V tomto případě se kvalita signálu může měnit až o cca 38 dB, což ale vzhledem k nemožnosti adaptace konvenčního komunikačního systému není využito k úspoře elektrické energie nebo k navýšení přenosové rychlosti.



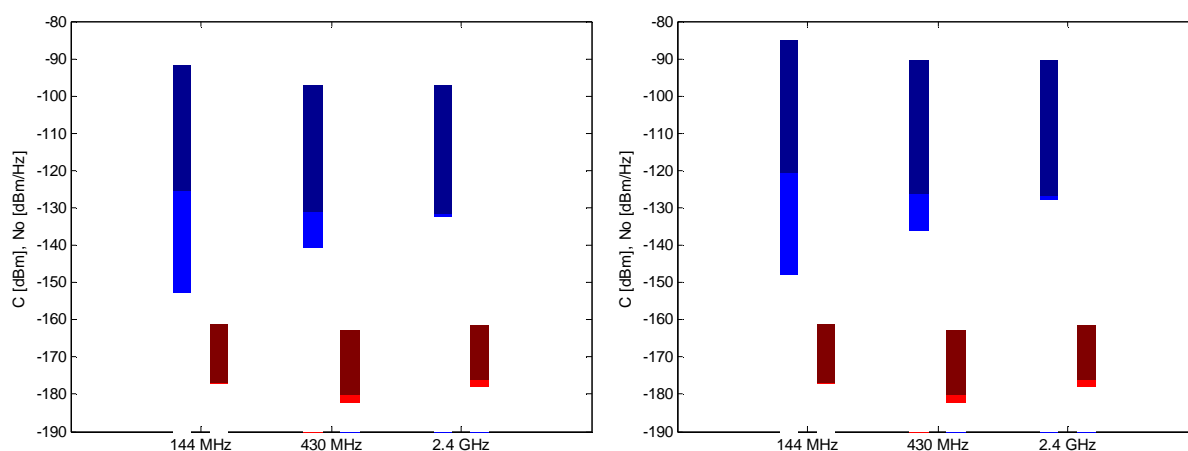
Návrhu a provozování efektivního komunikačního systému pikosatelitu, kdy předpokládáme adaptaci na podmínky v rádiovém kanále a požadujeme komunikaci i pro nízké elevační úhly, se nejvíce podobá scénář 3. Zde jsou uvažovány i troposférické scintilace pro elevační úhel  $0,5^\circ$ . Nejsou zde uvažovány ionosférické scintilace, protože se jedná o ojedinělé a časově omezené události při místním západu Slunce ve vrstvách ionosféry, jejichž síla je velmi závislá na aktuální sluneční aktivitě. Při těchto podmínkách se kvalita signálu může měnit až o cca 80 dB, což představuje velké nároky na dynamický rozsah přijímače, na adaptaci modulačních formátů a protichybové zabezpečení. Pokud bychom realizovali adaptaci v ještě větším dynamickém rozsahu (přes 100 dB), měl by komunikační systém rezervu na ojedinělé události (ionosférické scintilace, přelet pikosatelitu před kotoučem Slunce), kdy by ještě komunikace při velmi malých rychlostech mohla probíhat.

Výsledky výpočtů jsou graficky znázorněny na obr. 3.14 až 3.15. Modrý sloupec znázorňuje rozsah výkonové úrovně užitečného signálu v jednotkách dBm. Tmavě modrá barva přitom reprezentuje změny v úrovni signálu bez započítání ionosférických scintilací. Světle modrá barva potom znázorňuje rozsah dalších možných změn v úrovni signálu vlivem ionosférických scintilací. Červený sloupec reprezentuje změny ve spektrální výkonové hustotě šumu v jednotkách dBm/Hz. Tmavě červená barva zahrnuje nárůst spektrální výkonové hustoty šumu vlivem směřování antény na Slunce během přeletu pikosatelitu. Světle červená barva reprezentuje změny pouze s uvažováním tepelného šumu ztrát a troposférických scintilací při šíření signálu atmosférou. Minimální úroveň spektrální výkonové hustoty šumu je dána šumovou teplotou LNA zesilovače a šumovou teplotou antény s uvažováním kosmického šumu.



**Obr. 3.13** Výsledky výpočtů výkonové úrovně signálu nosné a spektrální výkonové hustoty šumu s uvažováním nízkých elevací i pod  $10^\circ$  pro orbitální dráhu 750 km (vlevo) a 350 km (vpravo).

Velké změny ve výkonové úrovni užitečného signálu jsou způsobovány zejména změnou komunikační vzdálenosti při přeletu pikosatelitu, odklonem vyzářovací charakteristiky jeho antény od směru k pozemní stanici, případnými ionosférickými scintilacemi v nízkých kmitočtových pásmech a troposférickými scintilacemi zejména pro nízké elevační úhly a vysoké kmitočty. Významné změny v úrovni spektrální výkonové hustoty šumu jsou způsobovány namířením antény proti Slunci při přeletu pikosatelitu před jeho kotoučem. Významně se také mění při nízkých elevacích, protože se přidává příspěvek od ztrát v atmosféře a od troposférických scintilací. Při nízkých elevacích antény také může být nárůst spektrální výkonové hustoty šumu způsoben i blízkými zdroji rušení, které však nelze nijak paušálně vyčíslit.



**Obr. 3.14** Výsledky výpočtů výkonové úrovně signálu nosné a spektrální výkonové hustoty šumu s uvažováním elevací pouze nad  $10^\circ$  pro orbitální dráhu 750 km (vlevo) a 350 km (vpravo).

### 3.3 Návrh modulací vhodných pro satelitní spoj

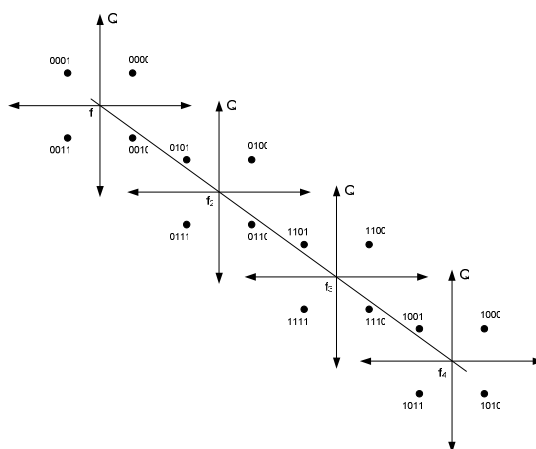
Pro snížení ztrát koncových výkonových zesilovačů se v pikosatelitech často používají zesilovače pracující blízko oblasti saturace, které potom vykazují vyšší účinnost. Zesilovat bez výrazného zkreslení pak ovšem mohou pouze modulační schémata s konstantní nebo téměř konstantní obálkou. Z tohoto důvodu se pro datové přenosy používají obecně modulační typy M-FSK, M-PSK, OOK a jejich odvozené podskupiny. Nepříliš vhodné jsou M-QAM modulační schémata, které vzhledem k velkému poměru PAPR vyžadují zesilování lineárními zesilovači s malou účinností.

Nejvyšší spektrální účinnost z vhodných modulací poskytují M-PSK modulační schémata. U těchto modulací spektrální účinnost narůstá s nárůstem počtu stavů modulační schémata, klesá ovšem energetická účinnost vlivem přibližování se stavů modulační schémata blíže k sobě v dvojrozměrném signálovém prostoru. Opakem jsou M-FSK modulační schémata, u nichž s nárůstem počtů stavů

modulace klesá spektrální účinnost (vyžadují nárůst kmitočtové šířky kanálu), zvyšuje se ovšem energetická účinnost. To je dáno tím, že při nárůstu počtů stavů zůstává energie signálu konstantní, vzdálenost stavů se přitom nemění, mění se pouze dimenze signálu na hodnotu  $M$ . Jelikož se vzdálenost stavů nemění a s nárůstem  $M$  narůstá i počet bitů na jeden symbol modulace, zvyšuje se energetická účinnost takové modulace. Zajímavou možností se ukazují tzv. hybridní modulace M-FSK / N-PSK, kdy do symbolu M-FSK modulace může být zanesen i stav N-PSK modulace [20], [21]. Tuto kombinaci s dalšími inovacemi použijí pro vytvoření skupiny modulací s možností zcela jednoduché nekoherentní demodulace, s lepší spektrální účinností než u samotné M-FSK modulace a s přirozenou zvýšenou odolností na Dopplerův posun kmitočtu.

### 3.3.1 Základní hybridní M-FSK / N-PSK modulace

Modulace M-FSK přináší výhodu dobré energetické účinnosti zvyšováním dimenze signálového prostoru na hodnotu více než 2. Vnořená N-PSK modulace dokáže využít základní dvou-dimenzionální prostor, dojde tak ke snížení celkové modulační rychlosti a k vylepšení spektrální účinnosti nadřazené M-FSK modulace. Pokud bychom se podívali, které z N-PSK modulací mají nejlepší energetickou účinnost, máme k dispozici binární antipodální signály 2-PSK modulace (BPSK) a biortogonální signály 4-PSK modulace (QPSK) se stejnou energetickou účinností. Protože modulace QPSK má vyšší spektrální účinnost než BPSK, je pro hybridní modulaci preferována. Hybridní modulace 4-FSK / QPSK má pak zjednodušeně zobrazen konstelační diagram na obr. 3.15, kde  $f_1$  až  $f_4$  je soustava čtyř ortogonálních kmitočtů. Dostáváme tak osmi dimenzionální prostor s biortogonálními signály, kterými přenášíme 16 možných modulačních symbolů.



Obr. 3.15 Konstelační diagram hybridní 4-FSK / QPSK modulace.

### 3.3.2 Odvozená hybridní modulace M-FSK / DQPSK

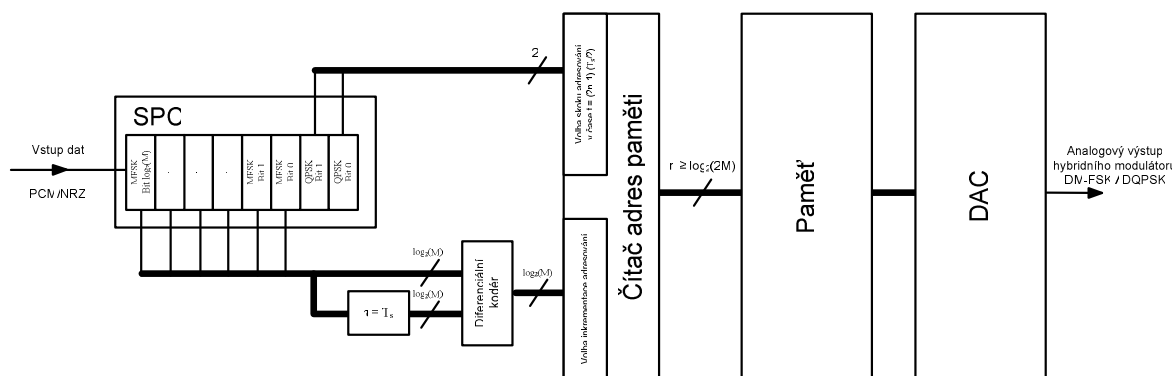
Modulace M-FSK má výhodu v možnosti jednoduché nekoherentní demodulace. Abychom se vyhnuli nutnosti koherentní demodulace vnořené QPSK modulace, s výhodou je možné použít vnořenou diferenčně kódovanou QPSK modulaci, tj. DQPSK. U této modulace je datový symbol dán fázovým přechodem z předchozího stavu nikoli absolutní velikostí fáze.

### 3.3.3 Odvozená hybridní modulace DM-FSK / DQPSK

Při malém kmitočtovém rozestupu ortogonálních kmitočtů modulace M-FSK může docházet k chybné demodulaci stavu M-FSK modulace vlivem Dopplerova posunu a jeho nepřesné korekci v přijímači vysílání. Stejný problém je řešen u podvodní akustické komunikace vlivem vodních proudů s nezanedbatelnou rychlostí, které rovněž způsobují Dopplerův posun, navíc těžko předvídatelný [23]. Řešením je diferenční kódování a vyhodnocování M-FSK modulace, čili DM-FSK. Datový symbol u této modulace není určen absolutní kmitočtovou polohou, ale kmitočtovou změnou oproti předchozímu symbolu. U diferenčního vyhodnocování při satelitním spoji pak nebude chyba kompenzace Dopplerova posunu kritická. Postačí pouze, pokud změna chyby kompenzace Dopplerova posunu mezi dvěma po sobě jdoucími symboly je podstatně menší než rozestup ortogonálních kmitočtů modulace M-FSK. Při splnění této podmínky a dostatečné kmitočtové šířce demodulace v přijímači není kompenzace Dopplerova posunu nutná.

### 3.3.4 Návrh modulátoru hybridní modulace DM-FSK / DQPSK

Softwarová realizace hybridní modulace DM-FSK / DQPSK může být maximálně jednoduchá, protože základ tvoří v paměti uložené a postupně vyčítané vzorky jedné periody nosného signálu (v případě potřeby úspory paměti postačuje  $\frac{1}{4}$  periody s využitím symetrie). Kmitočtové změny se realizují velikostí inkrementace počítadla adresování vzorků v paměti, fázové změny se realizují jednorázovým posunem čítače adresování paměti.



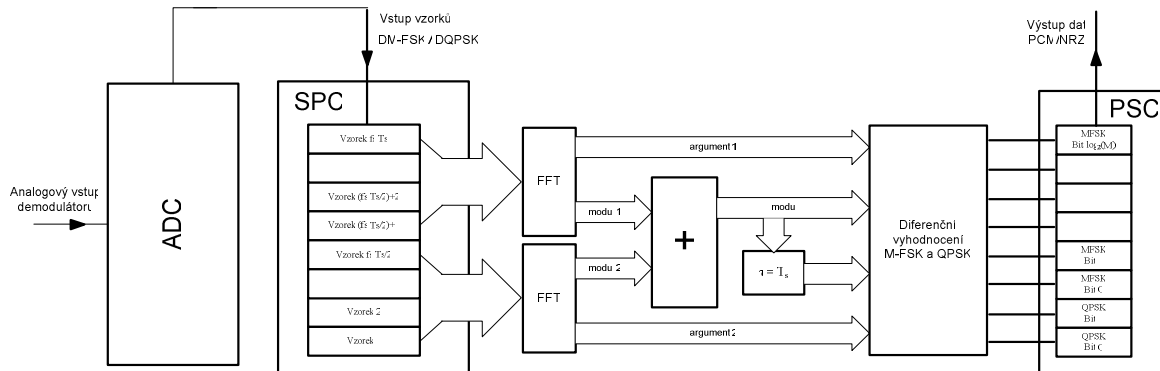
Obr. 3.16 Blokové uspořádání navrženého hybridního modulátoru.

Prvním blokem modulátoru je serio-paralelní převodník, který vstupní data formátu PCM/NRZ rozdělí na skupinu bitů ovlivňující kmitočet nosné vlny a skupinu bitů ovlivňující změny fáze nosné vlny. Skupina bitů ovlivňující kmitočet nosné vlny je poté diferenčně kódována na základě znalosti předchozí skupiny bitů ze zpoždovacího členu. Čítač adres generuje adresy paměti pro periodické vyčítání prvků paměti. Velikost kroku inkrementace adresy se mění na základě znalosti kmitočtu požadovaného diferenčním kódérem. V polovině doby trvání kombinovaného symbolu DM-FSK/DQPSK dochází k jednorázovému skoku v inkrementaci adres na základě dvojice bitů vnořené DQPSK modulace. Z aktualizovaných adres paměti jsou pak vyčítány vzorky a převodníku DAC dochází ke konverzi na analogový signál.

V navržené softwarové podobě využívá modulátor paměť o délce 4096 vzorků a umožňuje generovat rozsah modulací D2-FSK/DQPSK až D1024-FSK/DQPSK. Modulátor umožňuje rovněž realizovat konvenční DM-FSK nebo DQPSK modulaci.

### 3.3.5 Návrh demodulátoru hybridní modulace DM-FSK / DQPSK

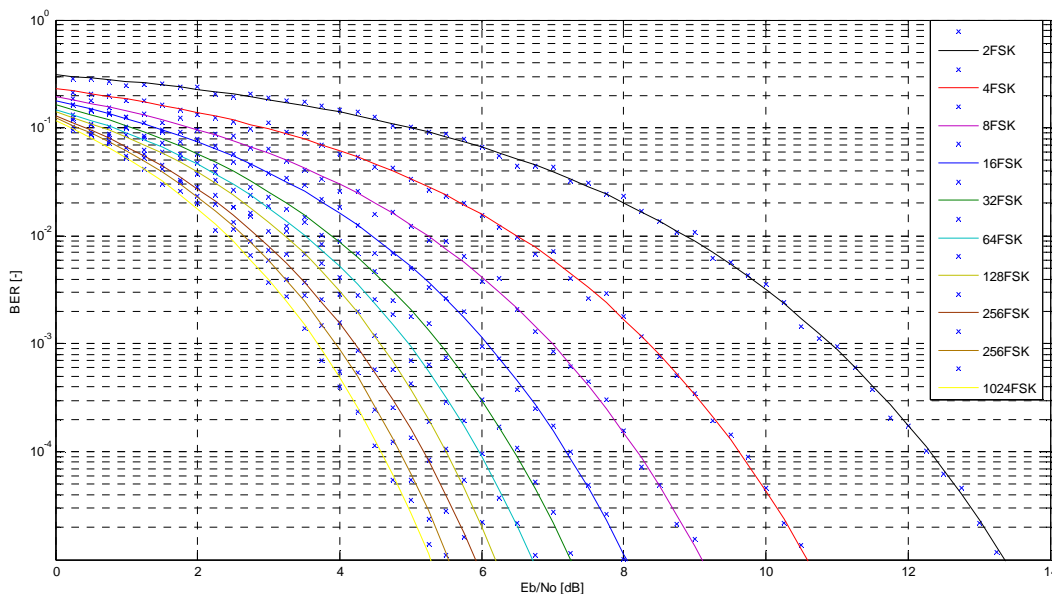
Nekoherentní demodulátor hybridní modulace založený na FFT analýze nevyžaduje synchronizaci nosné vlny, postačuje pouze symbolová synchronizace. První blok je tvořen serio-paralelním převodníkem, ve kterém jsou uloženy vzorky signálu o délce doby trvání symbolu hybridní modulace. Vzhledem k fázovému skoku v polovině doby trvání symbolu, dochází v serio-paralelním převodníku k jejich rozdělení do dvou samostatných bloků FFT analýzy. K vyhodnocení dat z DM-FSK dochází na základě hledání maxima ze součtu modulů obou FFT bloků a diferenčního dekódování vůči předchozímu stavu. K vyhodnocení dat z vnořené DQPSK modulace dochází na základě rozdílu argumentů (fází) výstupů jednotlivých FFT bloků na pozici nalezeného maxima součtu modulů.



Obr. 3.17 Blokové uspořádání navrženého hybridního demodulátoru.

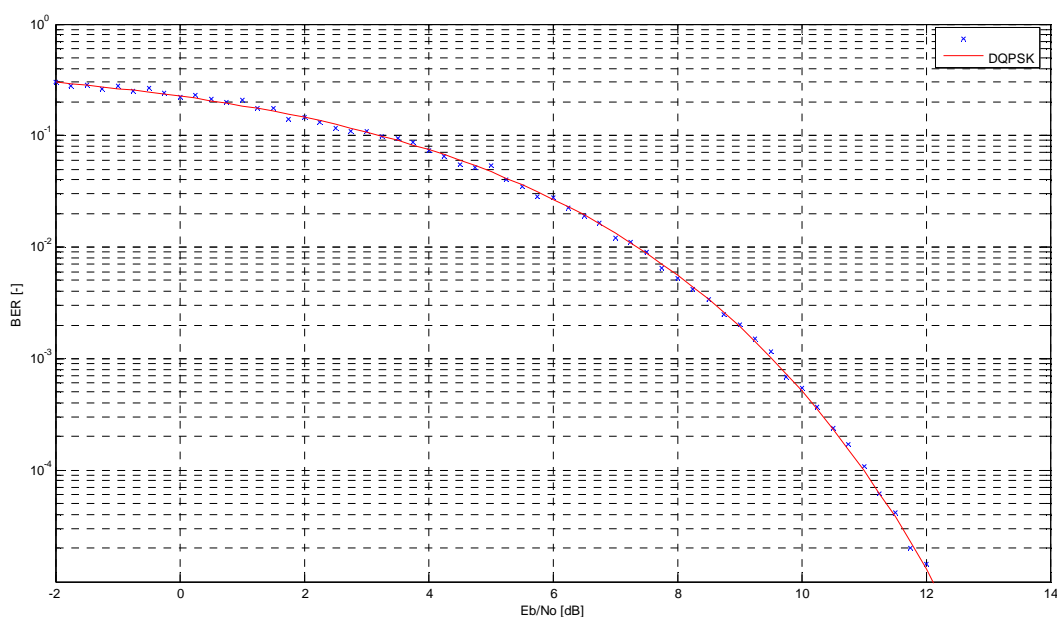
### 3.3.6 Testování bitové chybovosti demodulátorů a jejich porovnání

Navržený softwarový hybridní modulátor a demodulátor byl v prostředí Matlab testován na bitovou chybovost v závislosti na kvalitě signálu vyjádřené pomocí parametru  $E_b/N_0$ . Opakovaně byly přenášeny všechny datové symboly patřičné modulace se stejnou četností výskytu. Přenos a chybovost byla testována pro AWGN model přenosového kanálu. Získané diskrétní hodnoty chybovosti byly proloženy funkcí „berfit“, která využívá exponenciální interpolaci. Pro srovnání vlastností navržených hybridních modulací byly analyzovány i chybovosti konvenčních M-FSK modulací a DQPSK modulace s výpočtem spektrální účinnosti při uvažování zabrané šířky pásma k prvnímu minimu spektrální výkonové hustoty postraních laloků modulace, v anglické literatuře označováno jako  $B_{\text{null\_to\_null}}$ .



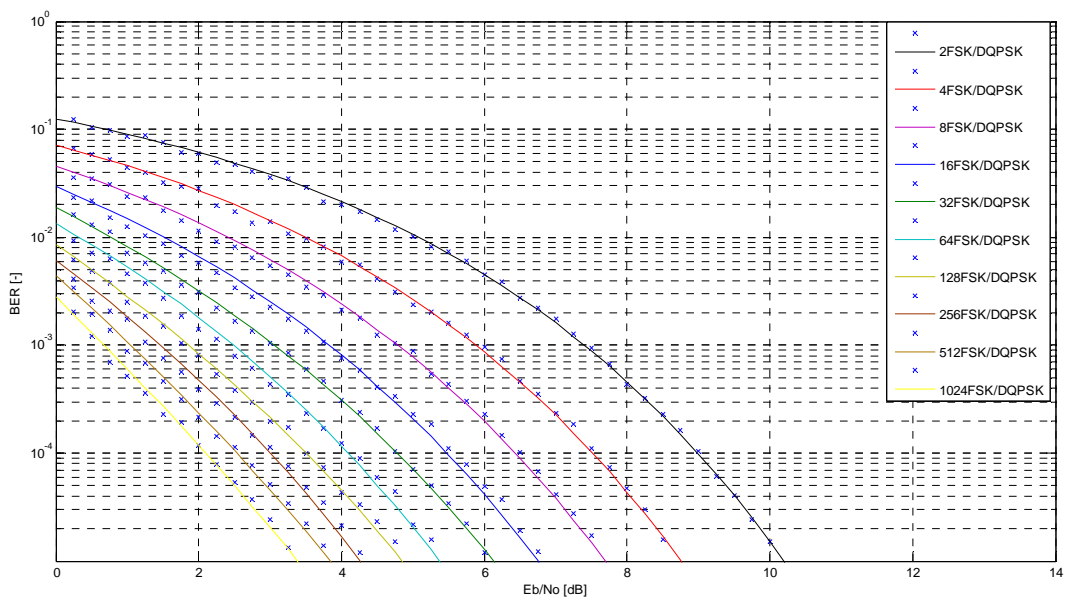
Obr. 3.18 Chybovosti konvenčních modulací M-FSK na navrženém hybridním modulátoru/demodulátoru.

Při použití konvenčních modulací M-FSK se výsledky hybridního modulátoru/demodulátoru velmi blížily k teoretickým hodnotám pro nekoherentní demodulaci. Např. pro bitovou chybovost  $BER = 10^{-5}$  vyžaduje teoretický nekoherentní demodulátor modulační parametr  $E_b/N_0$  rovný 13,3 dB, navržený hybridní demodulátor vyžaduje pro stejnou míru chybovosti  $E_b/N_0$  rovné 13,4 dB. Stejně tak teoretický nekoherentní demodulátor DQPSK vyžaduje pro chybovost  $BER = 10^{-5}$  parametr  $E_b/N_0$  rovný 12,0 dB, hybridní demodulátor pro tuto modulaci vyžaduje  $E_b/N_0$  rovné 12,1 dB.



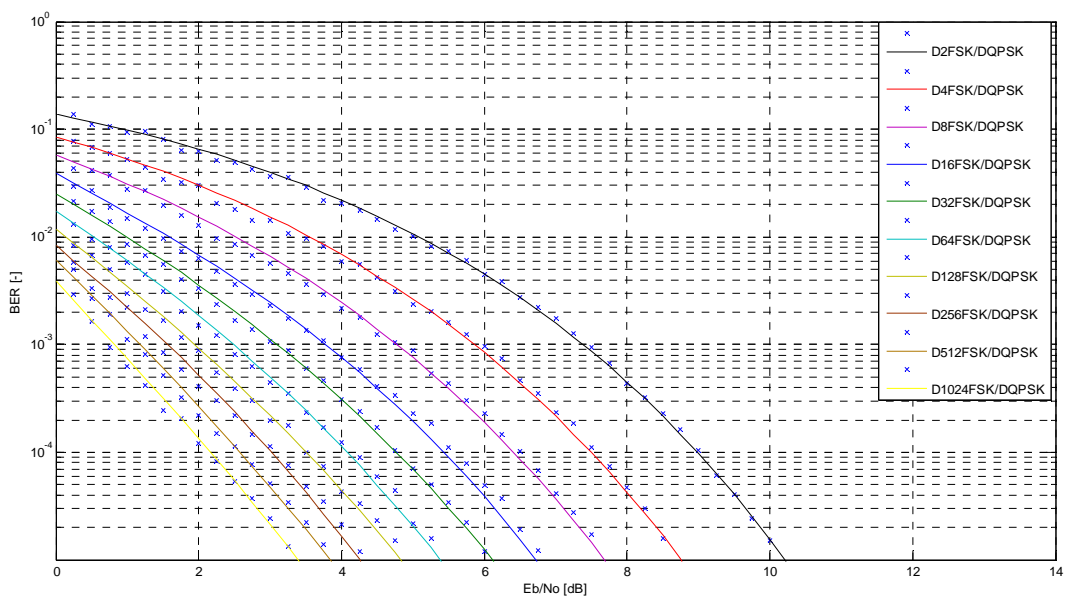
**Obr. 3.19** Chybovost konvenční modulační DQPSK na navrženém hybridním modulátoru/demodulátoru.

Hlavní přínos navrženého modulátoru a demodulátoru se projeví až při použití hybridních modulací, kdy je do symbolů modulační M-FSK nebo DM-FSK vnořena modulační DQPSK. Na stejnou energii modulačního symbolu je pak přenášeno více bitů informace, aniž by došlo k přibližování bodů ve stavovém prostoru, protože se zvyšuje jeho dimenze. Zlepšuje se tak energetická účinnost takové modulační. Například navržený demodulátor vyžaduje pro modulační 2-FSK parametr  $E_b/N_0$  rovný 13,4 dB, pro modulační DQPSK 12,1 dB a pro hybridní modulační 2-FSK/DQPSK pouze 10,2 dB při požadované chybovosti  $BER = 10^{-5}$ .



Obr. 3.20 Chybovosti hybridních modulací M-FSK/DQPSK na navrženém modulátoru/demodulátoru.

Další výhodou navržené hybridní modulace M-FSK/DQPSK je možnost využití diferenčního kódování M-FSK složky modulace, aniž by se ztelně zhoršila chybovost. K jistému zvýšení chybovosti dojít musí, ale při bližším rozboru hybridní modulace je vidět, že vnořená DQPSK složka modulace má chybovost řádově vyšší než M-FSK složka modulace, proto se její diferenční vyhodnocování na celkové chybovosti projeví minimálně.



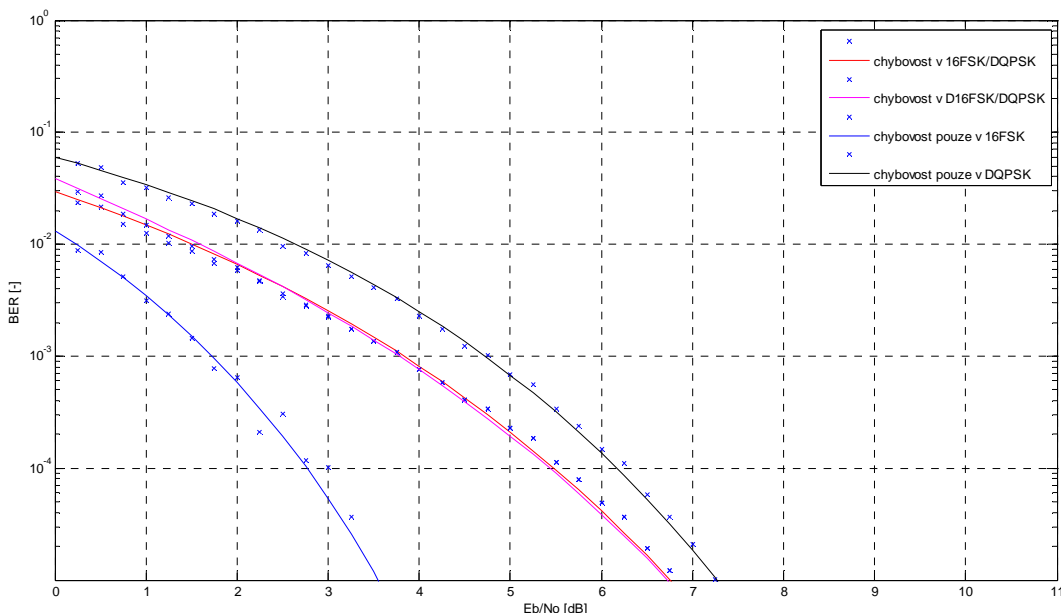
Obr. 3.21 Chybovosti hybridních modulací DM-FSK/DQPSK na navrženém modulátoru/demodulátoru.

Na obr. 3.22 jsou znázorněny dílčí chybovosti hybridní modulace D16-FSK/DQPSK. Při nízké kvalitě signálu, kdy chybovost M-FSK vůči chybovosti DQPSK není zanedbatelná,



je vidět nárůst celkové chybovosti při diferenčním vyhodnocování M-FSK modulace (je tedy patrný rozdíl chybovostí mezi D16-FSK/DQPSK a 16-FSK/DQPSK). Většina komunikačních spojů je však navrhována pro chybovost  $BER = 10^{-5}$  nebo menší, kdy při odpovídajícím  $E_b/N_0$  má M-FSK složka modulace vůči DQPSK složce modulace zanedbatelnou chybovost a rozdíl v chybovostech modulací DM-FSK/DQPSK a M-FSK/DQPSK je tedy rovněž zanedbatelný. Rozdíl je již nepatrný při chybovosti  $BER = 10^{-3}$ . Na obr. 3.22 se může při vysoké kvalitě signálu jevit chybovost modulace M-FSK/DQPSK vyšší než DM-FSK/DQPSK, jedná se však pouze o nepřesnost algoritmu interpolace hodnot při proložení bodů křivkou v Matlabu pomocí funkce „berfit“.

Z energetického hlediska jsou tedy hybridní modulace úspornější než samotná DQPSK nebo M-FSK modulace. Hybridní modulace nemusíme využít pouze ke zvýšení energetické účinnosti, je možné je využít i ke zvýšení spektrální účinnosti M-FSK modulací. Např. spektrální účinnost modulace 4-FSK je 0,4 bit/s/Hz, zatímco spektrální účinnost modulace D4-FSK/DQPSK je dvojnásobná (0,8 bit/s/Hz) a má i lepší energetickou účinnost o cca 1,8 dB. Tabulka 3.23 obsahuje souhrnné výsledky chybovostí navrženého hybridního nekoherentního demodulátoru pro AWGN přenosový kanál a pro modulace DQPSK, 2-FSK až 1024-FSK, 2-FSK/DQPSK až 1024-FSK/DQPSK a modulace D2-FSK/DQPSK až D1024-FSK/DQPSK. U každé modulace je uvedena i spektrální účinnost s uvažováním kmitočtové šířky  $B_{\text{null\_to\_null}}$ .



**Obr. 3.22** Detailnější rozbor chybovosti hybridní modulace na navrženém modulátoru/demodulátoru.

Tab. 3.23 Souhrnné výsledky testování navrženého demodulátoru.

	$E_b/N_0$ [dB] pro BER= $10^{-5}$	$E_b/N_0$ [dB] pro BER= $10^{-3}$	Spektrální účinnost [bit/s/Hz]
DQPSK	12,1	9,5	1,00
2FSK	13,4	10,9	0,33
2FSK / DQPSK	10,2	7,4	1,00
D2FSK / DQPSK	10,2	7,4	1,00
4FSK	10,6	8,4	0,40
4FSK / DQPSK	8,8	5,9	0,80
D4FSK / DQPSK	8,8	5,9	0,80
8FSK	9,1	7,0	0,33
8FSK / DQPSK	7,7	4,8	0,56
D8FSK / DQPSK	7,7	4,8	0,56
16FSK	8,0	6,1	0,24
16FSK / DQPSK	6,8	3,8	0,35
D16FSK / DQPSK	6,8	3,8	0,35
32FSK	7,3	5,4	0,15
32FSK / DQPSK	6,1	3,1	0,21
D32FSK / DQPSK	6,1	3,1	0,21
64FSK	6,7	5,0	0,09
64FSK / DQPSK	5,4	2,5	0,12
D64FSK / DQPSK	5,4	2,5	0,12
128FSK	6,2	4,6	0,05
128FSK / DQPSK	4,9	1,9	0,07
D128FSK / DQPSK	4,9	1,9	0,07
256FSK	5,9	4,2	0,03
256FSK / DQPSK	4,3	1,5	0,04
D256FSK / DQPSK	4,3	1,6	0,04
512FSK	5,5	4,0	0,02
512FSK / DQPSK	3,8	1,1	0,02
D512FSK / DQPSK	3,8	1,2	0,02
1024FSK	5,3	3,7	0,01
1024FSK / DQPSK	3,4	0,7	0,01
D1024FSK / DQPSK	3,4	0,8	0,01

### 3.4 Volba modulace a přenosové rychlosti podle aktuální kvality přijímaného signálu

Při volbě vhodné modulace pro provozování rádiového spoje mezi satelitem a pozemním střediskem je nutné volit podle dostupných prostředků mezi spektrálně nebo energeticky efektivním režimem. Při nedostatku elektrické energie využíváme energeticky efektivní mo-

dulace, které při zvolené chybovosti přenosu vyžadují nejmenší poměr mezi energií na přenesení 1 bitu informace ku spektrální výkonové hustotě šumu ( $E_b/N_0$ ). Takové modulace mají ovšem nízkou spektrální účinnost a pro přenos vyžadují velké šířky rádiového kanálu. Při omezení šířkou rádiového kanálu používáme spektrálně účinné modulace, které pro přenos 1 bitu informace vyžadují menší šířku rádiového kanálu. Takové modulace mají ovšem nízkou energetickou účinnost a vyžadují proto vyšší  $E_b/N_0$ . V reálné situaci jsou satelitní rádiové spoje omezeny obojím. Pikosatelity mají k dispozici omezenou energii pro rádiové vysílání i omezenou šířku rádiového kanálu (ať již udělenou licencí nebo možnostmi hardwaru). Využíváme tedy takovou modulaci, která má nelepší energetickou účinnost, ale nedojde při ní ještě k překročení povolené šířky rádiového kanálu.

Rozsah kvality přijímaného signálu vyjádřeného pomocí parametru  $C/N_0$  (odvozený v předchozí kapitole) spolu s kmitočtovou šířkou rádiového kanálu určuje maximální teoreticky dosažitelnou přenosovou rychlost  $v_p$ . Parametr  $C/N_0$  lze vyjádřit pomocí  $E_b/N_0$  (potřebné pro dosažení požadované chybovosti u zvolené modulace) a přenosové rychlosti dle vztahu (3.6), kde  $C/N_0$  i  $E_b/N_0$  je vyjádřeno v logaritmické míře:

$$\frac{C}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \log_{10}(v_p) \quad (3.6)$$

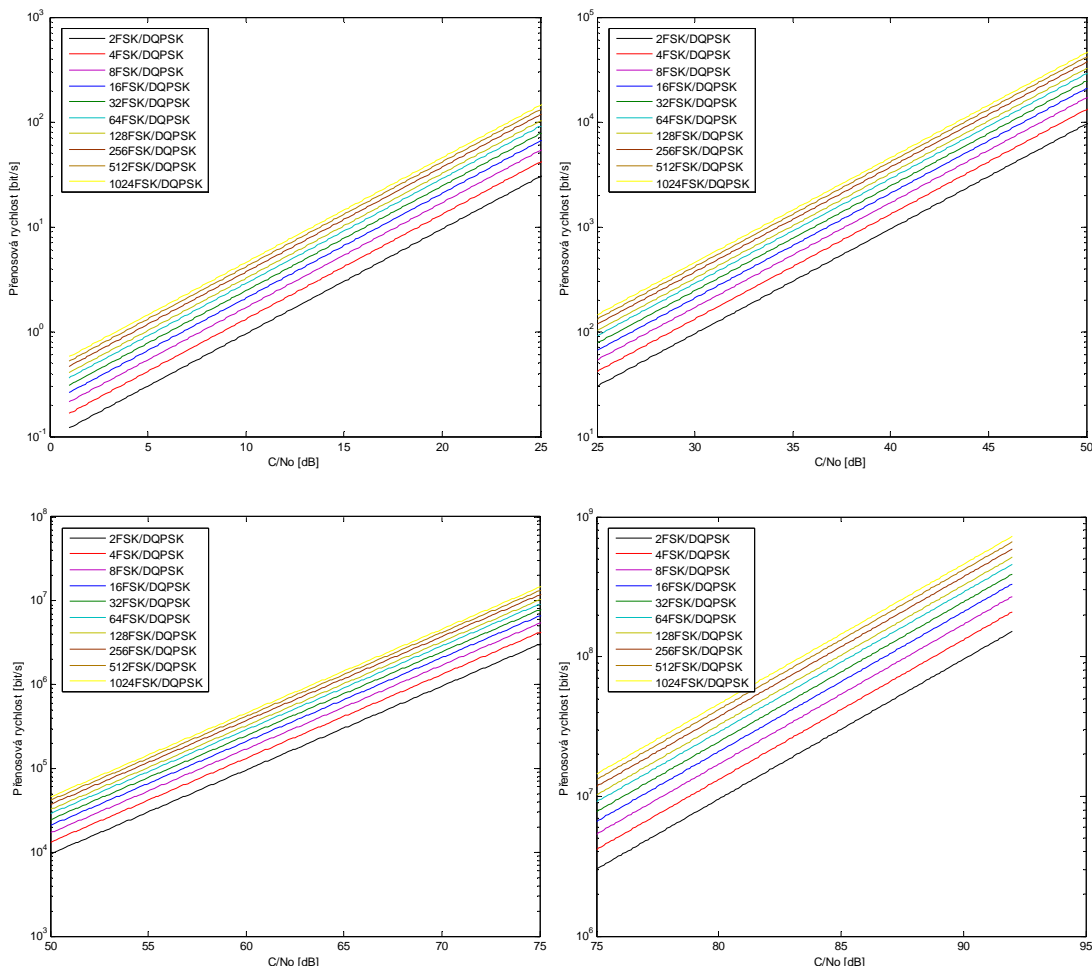
Přenosovou rychlost je tedy možné vyjádřit ze vztahu (3.6) jako:

$$v_p = 10^{\left(\frac{C}{N_0} - \frac{E_b}{N_0}\right)/10} \quad (3.7)$$

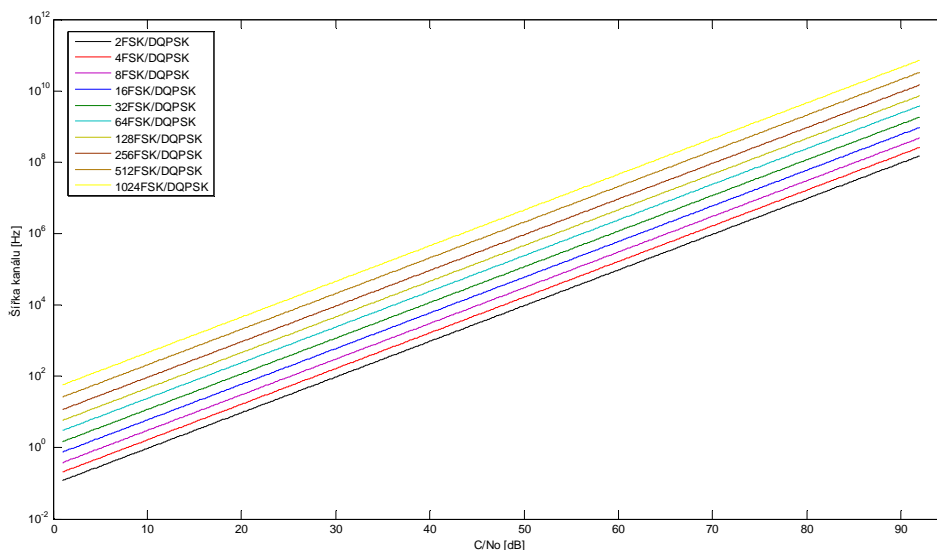
V tomto vztahu  $C/N_0$  je poměr přijatého výkonu užitečného signálu ku spektrální výkonové hustotě šumu a  $E_b/N_0$  je u zvolené modulace energie potřebná na přenesení 1 bitu informace se zvolenou mírou chybovosti. Pokud budeme chtít navyšovat přenosové rychlosti bez ohledu na potřebnou šířku rádiového kanálu, budeme muset podle vztahu (3.7) pracovat s co nejvíce energeticky účinnou modulací. Je dobré poznamenat, že existuje tzv. Shanonův limit, kdy pro spektrální účinnost modulace blížící se limitně k nulové hodnotě postačuje  $E_b/N_0$  rovno -1,59 dB. V takovém případě ještě podle teorie existuje možnost, jak na úkor složitosti implementace pomocí protichybového zabezpečení přenosu dat snižovat chybovost přenosu k libovolně nízké hodnotě. Taková modulace s limitně nulovou spektrální účinností ovšem vyžaduje nekonečnou šířku rádiového kanálu.

Obrázky 3.23 až 3.34 obsahují výsledky výpočtů vztahu (3.7) pro rozsah kvality přijímaného signálu dle očekávání podle kapitoly 3.2 pro několik typů navržených hybridních

modulací a i pro konvenční modulační s různým potřebným  $E_b/N_0$  (dle tab. 3.23) při chybovosti  $BER = 10^{-5}$ . Jak je patrné z obrázků 3.23 a 3.24, s mnohastavovými M-FSK/DQPSK modulacemi by bylo možné dosahovat velmi vysokých rychlostí i při energetickém rozpočtu rádiového spoje pikosatelitu uvažovaném dle kapitoly 3.2. Bylo by to však při nereálných požadavcích na kmitočtovou šířku rádiového kanálu.



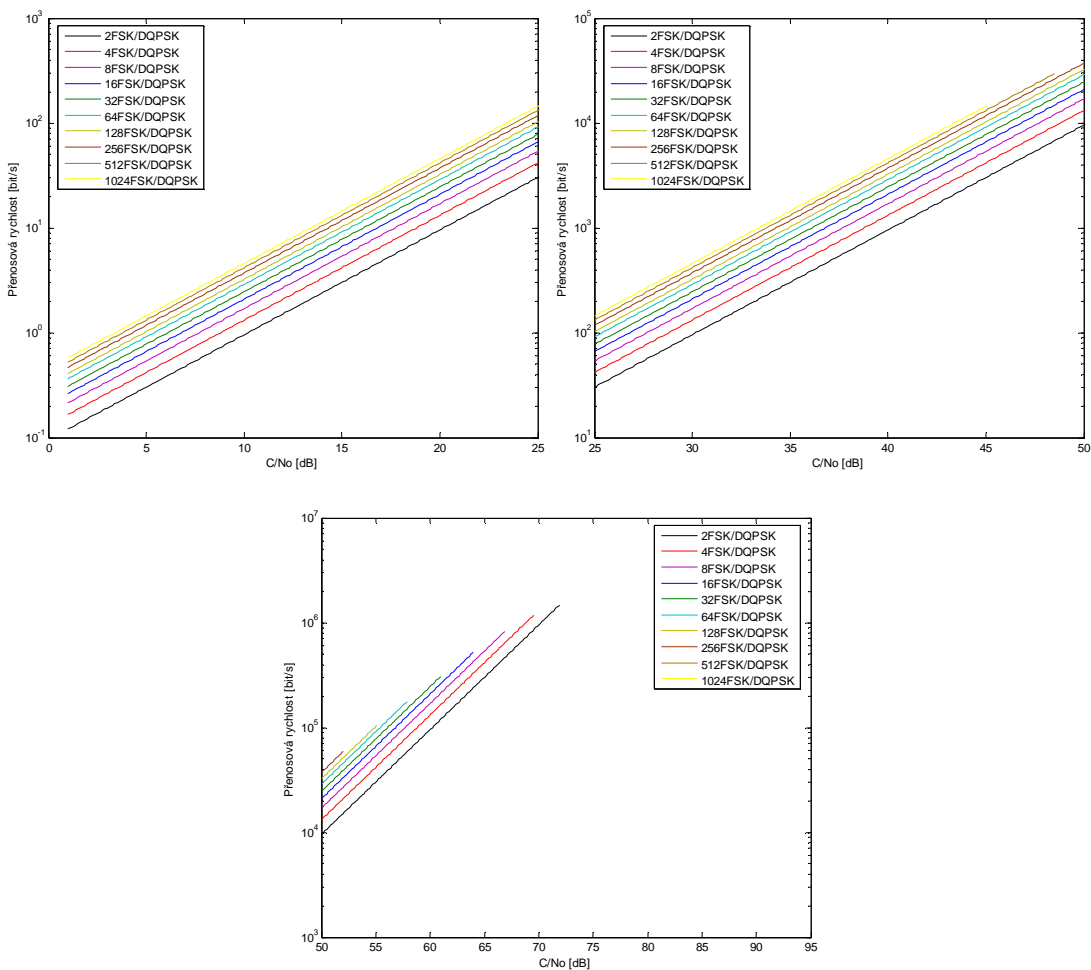
**Obr. 3.23** Přenosové rychlosti hybridních modulací při rozsahu kvality signálu  $C/N_0$  od 1 dB do 92 dB pro požadovanou chybovost  $BER=10^{-5}$  bez omezení šířky rádiového kanálu.



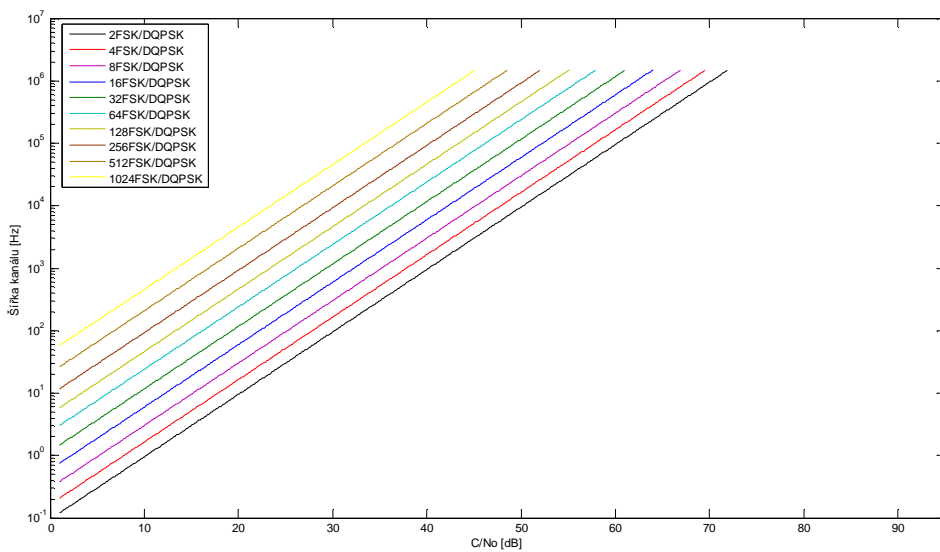
**Obr. 3.24** Požadovaná šířka rádiového kanálu pro uvedené přenosové rychlosti hybridních modulací v rozsahu kvality signálu  $C/N_0$  od 1 dB do 92 dB.

Na obr. 3.25 a 3.26 je znázorněna reálnější situace, kdy šířka rádiového kanálu je omezena na 1,5 MHz (plánováno u pikosatelitu PilsenCUBE). Na obr. 3.27 a 3.28 jsou pak výsledné přenosové rychlosti a tomu odpovídající šířka rádiového kanálu, pokud budeme jednotlivé hybridní modulační schémata vhodně přepínat podle kvality signálu vyjádřené parametrem  $C/N_0$  tak, abychom maximalizovali přenosovou rychlost a nepřekročili limit šířky kanálu.

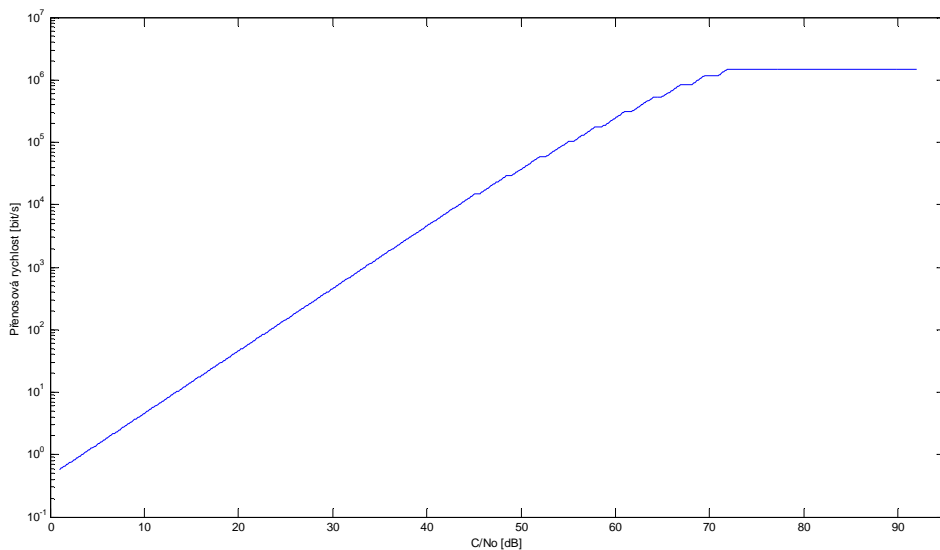
Výběr modulační schémata se provádí v několika krocích. Nejdříve podle vztahu (3.7) provedeme výpočet přenosové rychlosti při daném  $C/N_0$  pro modulační schéma s nejlepší energetickou účinností (z realizovaných to je 1024FSK/DQPSK). Z její spektrální účinnosti se spočítá požadovaná šířka rádiového kanálu. Pokud šířka rádiového kanálu překračuje dostupný limit, je zvolena druhá energeticky nejučinnější modulační schéma (512FSK/DQPSK) a výpočet se opakuje, dokud požadovaná šířka rádiového kanálu nespĺňuje dostupný limit. Poté se ještě provede kontrola, zda nová přenosová rychlost je vyšší, než přenosová rychlost u předchozí energeticky účinnější modulační schéma, kde bychom pro nepřekročení limitu šířky rádiového kanálu uměle přenosovou rychlost snížili (došlo by ke zvýšení systémové rezervy v návrhu energetické bilance). Zdrojové kódy vytvořené pro výpočty a grafické prezentování výsledků jsou přílohou této práce.



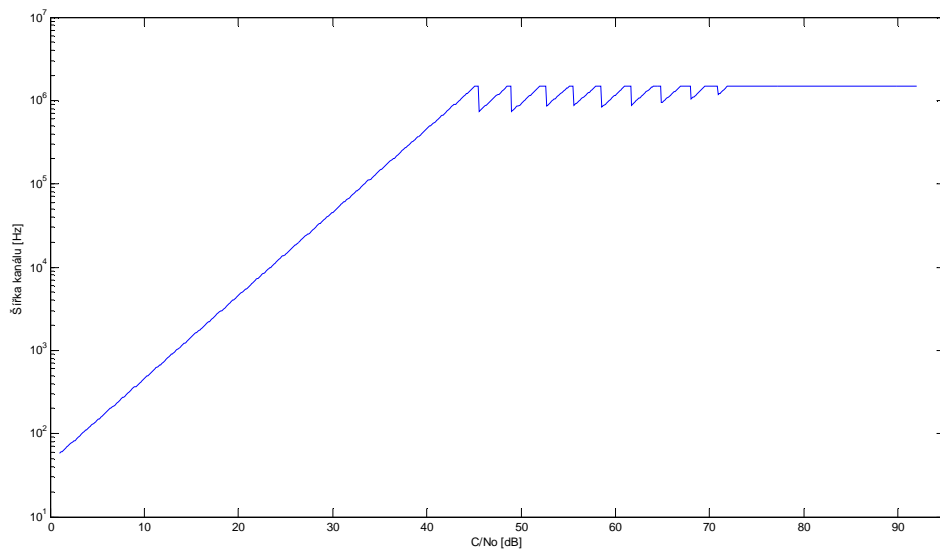
**Obr. 3.25** Přenosové rychlosti hybridních modulací pro požadovanou chybovost  $BER=10^{-5}$  s omezením šířky rádiového kanálu na 1,5 MHz.



**Obr. 3.26** Požadovaná šířka rádiového kanálu pro přenosové rychlosti hybridních modulací z obr. 3.25 s limitem maximální šířky 1,5 MHz.

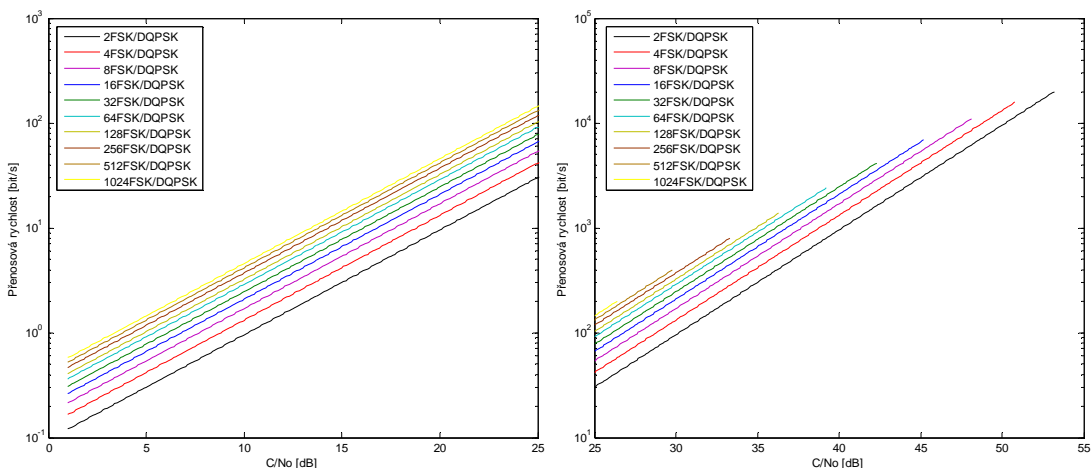


**Obr. 3.27** Křivka přenosových rychlostí hybridních modulací při jejich optimálním přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 1,5 MHz.

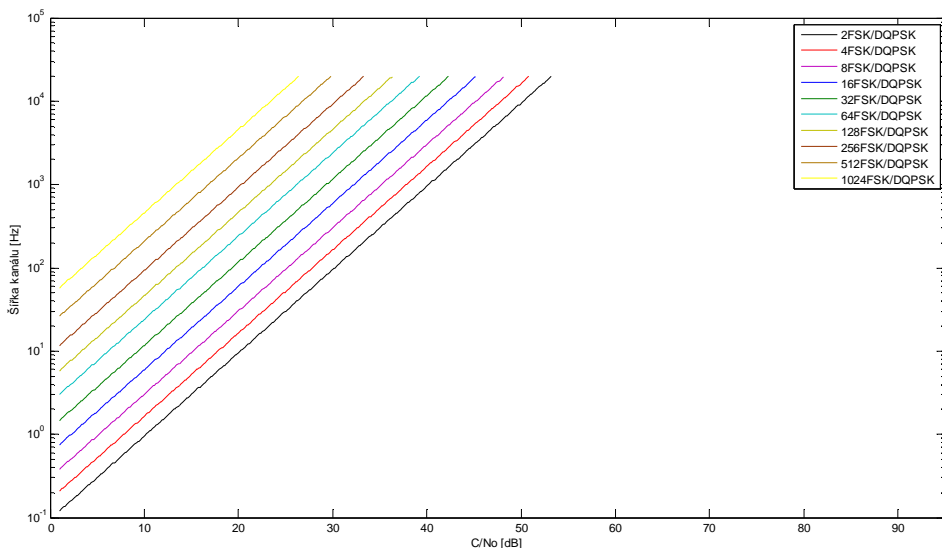


**Obr. 3.28** Křivka požadované šířky rádiového kanálu pro hybridní modulace při jejich optimálním přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 1,5 MHz.

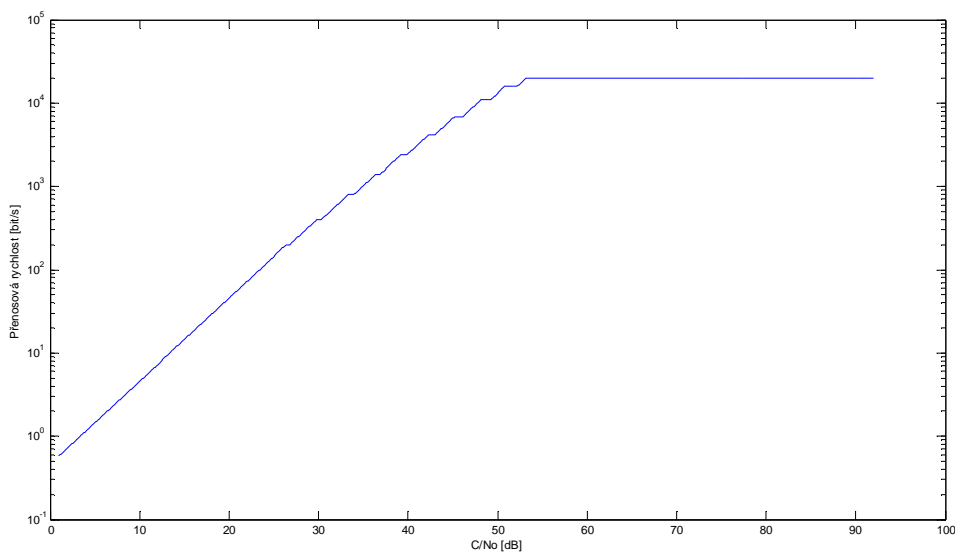
Obdobné výsledky jsou graficky vyjádřeny na obr. 3.29 až 3.32 pro kmitočtové omezení šířky rádiového kanálu na 20 kHz, které umožňuje zpracování demodulace v běžném PC přes audio vstupy bez nutnosti použít speciální přijímací zařízení.



**Obr. 3.29** Přenosové rychlosti hybridních modulací pro požadovanou chybovost  $BER=10^{-5}$  s omezením šířky rádiového kanálu na 20 kHz.

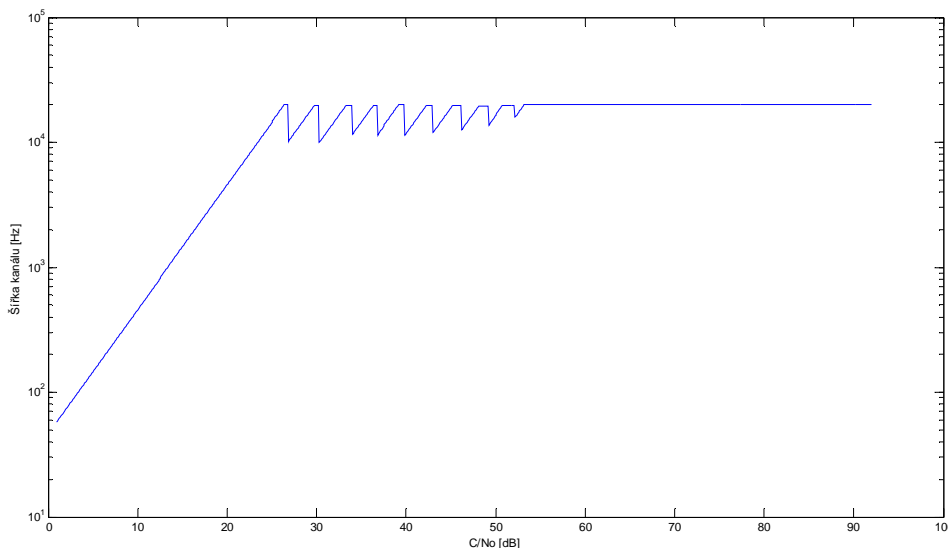


**Obr. 3.30** Požadovaná šířka rádiového kanálu pro přenosové rychlosti hybridních modulací z obr. 3.29 s limitem maximální šířky 20 kHz.



**Obr. 3.31** Křivka přenosových rychlostí hybridních modulací při jejich přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 20 kHz.





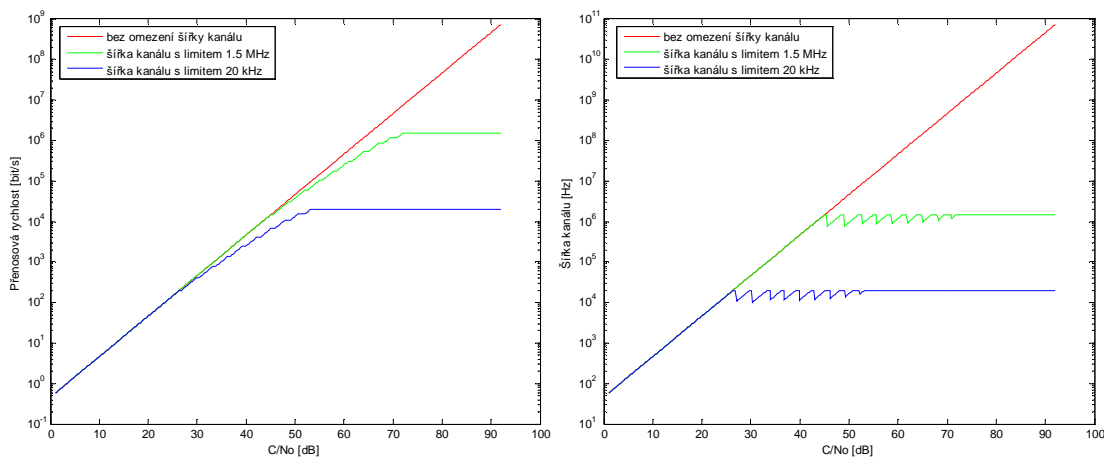
**Obr. 3.32** Křivka požadované šířky rádiového kanálu pro hybridní modulace při jejich přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 20 kHz.

V následující kapitole budou srovnány výsledky navržených hybridních modulací s výsledky konvenčních modulací M-FSK pro stejná omezení šířek rádiového kanálu.

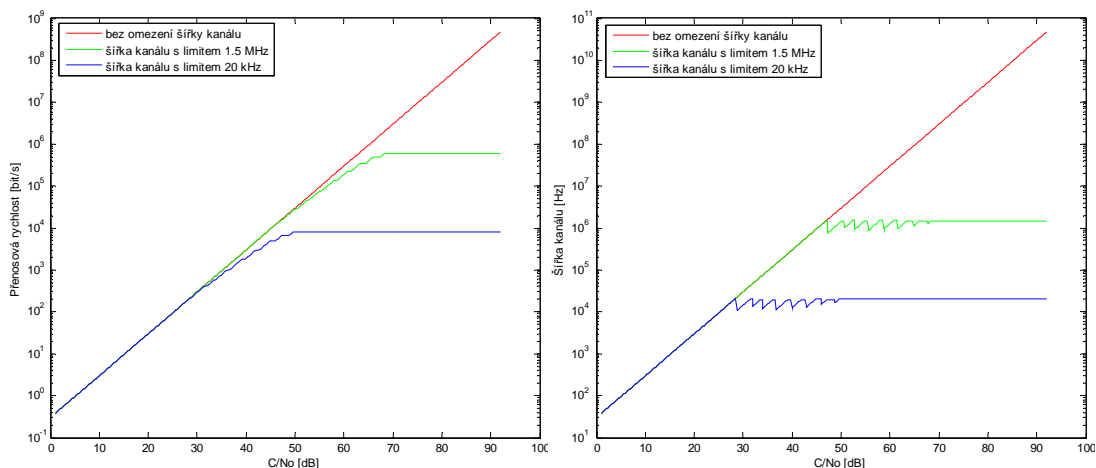
### 3.5 Srovnání výsledků hybridních a konvenčních modulací

Z obr. 3.33 a 3.34 je patrné srovnání nově navržených hybridních M-FSK/DQPSK modulací a navrženého nekoherentního demodulátoru těchto modulací s konvenčními modulacemi M-FSK rovněž nekoherentně demodulovanými. Pokud budeme uvažovat hybridní modulace 2-FSK/DQPSK až 1024-FSK/DQPSK, limit šířky rádiového kanálu 1,5 MHz a rozsah změn kvality signálu  $C/N_0$  od 1 dB do 92 dB podle scénáře 3, můžeme dosáhnout přenosových rychlostí od 0,57 bit/s do 1,48 Mbit/s s chybovostí  $BER = 10^{-5}$  přes AWGN kanál. Pokud omezíme šířku rádiového kanálu na 20 kHz, pak dosahuje přenosových rychlostí od 0,57 bit/s do 20 kbit/s. Výsledky diferenčně kódované modulace DM-FSK/DQPSK jsou identické, protože při chybovosti  $BER = 10^{-5}$  je již chybovost M-FSK složky hybridní modulace vůči chybovosti DQPSK složky zanedbatelná (obr. 3.22). Konvenční modulace M-FSK za stejných podmínek nabídne rozsah rychlostí od 0,37 bit/s do 0,59 Mbit/s pro omezení šířky rádiového kanálu na 1,5 MHz a od 0,37 bit/s do 7,94 kbit/s pro omezení šířky na 20 kHz. V porovnání s konvenčními M-FSK modulacemi vykazují hybridní modulace MFSK/DQPSK nebo DM-FSK/DQPSK nárůst přenosové rychlosti o více než 50 % při nízké kvalitě signálu, kdy není plně využíván limit šířky kanálu (jeho naplnění by vyžadovalo ještě více stavů MFSK/DQPSK nebo DMFSK/DQPSK modulace, které je omezeno délkou paměti pro vyčí-

tání vzorků) a nárůst o 150 % při vysoké kvalitě signálu, kdy jsme již omezeni šířkou kanálu a malou spektrální účinností konvenčních modulací.



**Obr. 3.33** Dopad limitu šířky rádiového kanálu při přepínání hybridních modulací 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK.



**Obr. 3.34** Dopad limitu šířky rádiového kanálu při přepínání konvenčních modulací 1024FSK až 2FSK.

V tabulkách 3.24 a 3.25 jsou přehledně uspořádané výsledky přenosových rychlostí a požadované šířky kanálu pro navržené hybridní modulační schémata M-FSK/DQPSK ve srovnání s konvenčními M-FSK modulačními schématy při určité kvalitě signálu vyjádřené pomocí  $C/N_0$ . Srovnání jsou udělána pro obě limitace šířky rádiového kanálu (1,5 MHz a 20 kHz).

**Tab. 3.24** Porovnání přenosových rychlostí hybridních M-FSK/DQPSK a konvenčních M-FSK modulací při omezení šířky kanálu na 1,5 MHz.

C/N <sub>0</sub> [dB]	druh hybridní modula- ce	přenosová rychlost hybridní modula- ce [bit/s]	šířka rádiového kanálu hybridní modula- ce [Hz]	druh konvenční modulace	přenosová rychlost konvenční modula- ce [bit/s]	šířka rádiového kanálu konvenční modula- ce [Hz]
10	1024FSK/DQPSK	$4,57 \cdot 10^0$	$4,57 \cdot 10^2$	1024FSK	$2,95 \cdot 10^0$	$2,95 \cdot 10^2$
20	1024FSK/DQPSK	$4,57 \cdot 10^1$	$4,57 \cdot 10^3$	1024FSK	$2,95 \cdot 10^1$	$2,95 \cdot 10^3$
30	1024FSK/DQPSK	$4,57 \cdot 10^2$	$4,57 \cdot 10^4$	1024FSK	$2,95 \cdot 10^2$	$2,95 \cdot 10^4$
40	1024FSK/DQPSK	$4,57 \cdot 10^3$	$4,57 \cdot 10^5$	1024FSK	$2,95 \cdot 10^3$	$2,95 \cdot 10^5$
50	256FSK/DQPSK	$3,71 \cdot 10^4$	$9,29 \cdot 10^5$	512FSK	$2,82 \cdot 10^4$	$1,41 \cdot 10^6$
60	32FSK/DQPSK	$2,46 \cdot 10^5$	$1,17 \cdot 10^6$	32FSK	$1,86 \cdot 10^5$	$1,24 \cdot 10^6$
70	4FSK/DQPSK	$1,18 \cdot 10^6$	$1,47 \cdot 10^6$	4FSK	$5,89 \cdot 10^5$	$1,47 \cdot 10^6$
80	2FSK/DQPSK	$1,48 \cdot 10^6$	$1,48 \cdot 10^6$	4FSK	$5,89 \cdot 10^5$	$1,47 \cdot 10^6$
90	2FSK/DQPSK	$1,48 \cdot 10^6$	$1,48 \cdot 10^6$	4FSK	$5,89 \cdot 10^5$	$1,47 \cdot 10^6$

**Tab. 3.25** Porovnání přenosových rychlostí hybridních M-FSK/DQPSK a konvenčních M-FSK modulací při omezení šířky kanálu na 20 kHz.

C/N <sub>0</sub> [dB]	druh hybridní modula- ce	přenosová rychlost hybridní modula- ce [bit/s]	šířka rádiového kanálu hybridní modula- ce [Hz]	druh konvenční modulace	přenosová rychlost konvenční modula- ce [bit/s]	šířka rádiového kanálu konvenční modula- ce [Hz]
10	1024FSK/DQPSK	$4,57 \cdot 10^0$	$4,57 \cdot 10^2$	1024FSK	$2,95 \cdot 10^0$	$2,95 \cdot 10^2$
20	1024FSK/DQPSK	$4,57 \cdot 10^1$	$4,57 \cdot 10^3$	1024FSK	$2,95 \cdot 10^1$	$2,95 \cdot 10^3$
30	512FSK/DQPSK	$3,98 \cdot 10^2$	$1,99 \cdot 10^4$	512FSK	$2,81 \cdot 10^2$	$1,41 \cdot 10^4$
40	32FSK/DQPSK	$2,46 \cdot 10^3$	$1,17 \cdot 10^4$	32FSK	$1,86 \cdot 10^3$	$1,24 \cdot 10^4$
50	4FSK/DQPSK	$1,32 \cdot 10^4$	$1,65 \cdot 10^4$	4FSK	$7,94 \cdot 10^3$	$1,99 \cdot 10^4$
60	2FSK/DQPSK	$2,00 \cdot 10^4$	$2,00 \cdot 10^4$	4FSK	$7,94 \cdot 10^3$	$1,99 \cdot 10^4$
70	2FSK/DQPSK	$2,00 \cdot 10^4$	$2,00 \cdot 10^4$	4FSK	$7,94 \cdot 10^3$	$1,99 \cdot 10^4$
80	2FSK/DQPSK	$2,00 \cdot 10^4$	$2,00 \cdot 10^4$	4FSK	$7,94 \cdot 10^3$	$1,99 \cdot 10^4$
90	2FSK/DQPSK	$2,00 \cdot 10^4$	$2,00 \cdot 10^4$	4FSK	$7,94 \cdot 10^3$	$1,99 \cdot 10^4$

## 4 Výsledky

V úvodu práce je stručně shrnuta základní problematika přenosu dat mezi pikosatelitem a pozemním střediskem, a to zejména z pohledu energetické bilance rádiového spoje a efektivního využití jeho kapacity. Pro potřeby návrhu efektivnějšího způsobu přenosu dat jsem provedl rozbor energetické bilance rádiového spoje. Hledal jsem v něm zdroje nejistot, které způsobují změny v kvalitě přijímaného signálu, vyčíslil je pro typické parametry komunikačních jednotek pikosatelitů typu CubeSat a typické orbitální dráhy a stanovil několik základních scénářů, které v různé míře zahrnovaly atmosférické vlivy, ionosférické vlivy, meteorologické vlivy, geometrii satelitního spoje, zdroje šumu, atd.

Z výpočtů vyplynulo, že je nutné počítat s velkým dynamickým rozsahem kvality přijímaného signálu, obzvláště pokud uvažujeme provozovat spojení i při elevacích menších než  $10^\circ$ . Velké změny v kvalitě signálu při nízkých elevacích jsou způsobeny troposférickými a atmosférickými jevy v kombinaci s velkou komunikační vzdáleností.

Obecným řešením v oblasti pikosatelitů bývá navrhnout energeticky rádiový spoj tak, aby mohl být provozován fixní rychlostí, výkonem a konkrétní modulací od určité elevace výše (např. od  $5^\circ$  nebo od  $10^\circ$ ) a na všechny proměnné vlivy v energetickém rozpočtu se ponechá pevná rezerva v návrhu. Ze statistického zpracování přeletů několika pikosatelitů vyplývá, že v elevaci menší než  $5^\circ$  setrvávají pikosatelity cca 35 % celkové doby možné komunikace, v elevaci pod  $10^\circ$  setrvávají dokonce cca 55 % celkové doby. Z tohoto pohledu obecné řešení znamená nevyužívat pro přenos dat značný podíl času doby trvání komunikačního okna. Po zbytek doby se spoj provozuje neefektivně, kdy kvalita signálu může značně narůst a při pevném přenosovém formátu (přenosová rychlost, výkon, modulace, protichybové zabezpečení,...) se tedy bude měnit kvalita služby (bitová chybovost).

Efektivnější způsob provozování satelitního spoje by se měl přizpůsobovat (adaptovat) kvalitě signálu tak, aby byl spoj provozován za udržování stálé kvality služeb a bylo možné maximalizovat přenosové rychlosti. Z výše zmíněných poznatků plyne, že optimální mechanismus adaptování komunikačního systému na změny v kvalitě přijímaného signálu by měl probíhat v následujících krocích:

- a) odhad kvality přijímaného signálu vyjádřený parametrem  $C/N_0$ ;
- b) výpočet možných přenosových rychlostí a potřebné šířky rádiového kanálu pro soubor implementovaných modulací s různou energetickou účinností;

c) výběr typu modulace s nejvyšší přenosovou rychlostí tak, aby nebyl překročen limit šířky rádiového kanálu.

Takovýto komunikační systém vyžaduje zpětný rádiový kanál pro řízení adaptabilního rádiového vysílače pikosatelitu. Povelový kanál obsahuje většina komunikačních systémů pikosatelitů, takže tento požadavek na efektivnější komunikační systém je splněn. Dále je nutné v pozemním středisku vyhodnocovat kvalitu přijímaného signálu pomocí parametru  $C/N_0$ . Protože se dnes stále více uplatňují softwarové demodulátory realizované v počítači nebo signálovém procesoru, analýzou kmitočtového spektra nebo konstelačních diagramů můžeme provádět vyhodnocení  $C/N_0$ . Toto je tedy rovněž snadno splnitelný požadavek na efektivnější komunikační systém. Výpočty optimálních přenosových rychlostí, šířek rádiového kanálu a výběr vhodné modulace s jejími parametry nemusí probíhat v reálném čase, ale může být zjednodušen pomocí předem vypočítaných hodnot uložených ve vyhledávacích tabulkách.

Poslední požadavek na efektivnější komunikační systém vyžaduje co nejširší soubor modulací, které by měly různou energetickou účinnost, možnost adaptovat se i na nízkou kvalitu přijímaného signálu, téměř konstantní obálku kvůli zesilování zesilovači s velkou účinností a společný jednoduchý princip generování. Proto jsem se v práci zaměřil na skupinu vícestavových FSK modulací, do jejichž symbolů jsem vnořil diferenčně kódovanou fázovou modulaci DQPSK. Vzniká tak hybridní modulace s vylepšenou spektrální i energetickou účinností, nabízející při stejných podmínkách vyšší přenosové rychlosti.

V práci jsem tedy navrhl pro satelitní techniku vhodnou skupinu hybridních modulací s jednoduchou implementací (založenou na vyčítání vzorků paměti) a jednoduchý nekoherentní diferenční demodulátor pro tuto skupinu modulací, založený na FFT analýze. Jedná se o skupinu hybridních modulací M-FSK/DQPSK a DM-FSK/DQPSK, které v demodulátoru nevyžadují koherentní obnovu nosné vlny. Diferenčně kódovaná verze modulace (DM-FSK/DQPSK) má navíc implicitně zvýšenou odolnost na nepřesnou kompenzaci Dopplerova posunu vycházející z diferenčního vyhodnocování M-FSK složky hybridní modulace. Tato zvýšená odolnost platí za předpokladu, že rozestup nosných M-FSK je větší než změna chyby v určení Dopplerova posunu mezi dvěma následujícími M-FSK symboly. Chyba ve výpočtu Dopplerova posunu může vzniknout např. nepravidelnostmi v dráze letu satelitu, výpočty vycházejícími z nepřesných efemerid, z nepřesného určení času nebo chybou vlastní aritmetiky výpočtů (zaokrouhlování). Nedá se však očekávat, že její změna ve dvou po sobě jdoucích

modulačních symbolech bude příliš velká. Vnořená DQPSK modulace v M-FSK symbolu zvyšuje celkovou energetickou i spektrální účinnost takové hybridní modulace.

Pro nově navržené hybridní modulace jsem připravil algoritmus jejich výběru podle aktuální kvality signálu vyjádřené pomocí parametru  $C/N_0$ . Z výsledků uvedených v kapitole 3.5 plyne, že nově navržené hybridní modulace umožňují oproti konvenční M-FSK modulaci zvýšit přenosové rychlosti o více než 50 %, pokud není naplněn limit šířky rádiového kanálu (nelze již z hardwarových důvodů implementovat M-FSK složku modulace s více stavy) a dokonce navýšit o více než 150 %, pokud je již limit šířky kanálu naplněn a musí se přepínat na modulace s vyšší spektrální účinností.

Další navýšení efektivity komunikačního systému představuje možnost adaptovat se (přepínáním modulací, volbou přenosové rychlosti) i podmínkám komunikace při nízkých elevačních úhlech, ve kterých pikosatelity setrvávají značný podíl času komunikačního okna. Při těchto podmínkách fixně navržené systémy selhávají, protože aby nabídly uspokojivé přenosové rychlosti při lepší kvalitě signálu, nemají na zhoršené podmínky dostatečnou rezervu v energetickém rozpočtu rádiového spoje.

## 5 Závěr

Cílem této disertační práce bylo vylepšit efektivitu komunikačních systémů pikosatelitů ve směru přenosu dat do pozemního řídicího střediska tak, aby byly lépe využitelné i pro vědecké experimenty vyžadující přenosy většího množství dat. Prostředkem ke splnění cílů bylo studium návrhu energetické bilance satelitního rádiového spoje, vyčíslení proměnných veličin způsobujících změny kvality přijímaného signálu a adaptace na tyto měnící se podmínky v přenosovém kanálu. Všechny tyto cíle práce byly splněny, neboť nově navrženými hybridními modulacemi dochází k navýšení přenosových rychlostí o 50 % až 150 % při stejných podmínkách a adaptačním mechanismem přepínání modulací s rozdílnou energetickou a spektrální účinností je možné komunikaci proti konvenčním způsobům značně prodloužit s přenosem dat i během nízkých elevací pikosatelitu, ve kterých setrvávají značný podíl času přeletu.

Další směr výzkumu v oblasti zdokonalování rádiové komunikace pikosatelitů by mohl směřovat k modulacím s vyšší spektrální účinností, protože budeme vždy omezeni šířkou rádiového kanálu. S tímto ovšem souvisí limitující faktor a potenciálně další oblast výzkumu, kterým jsou výkonové zesilovače a jejich nízká účinnost. U modulací s vyšší spektrální účinností narůstá PAPR a není je možné zesilovat nelineárními zesilovači s vysokou účinností.

Za námět k širšímu výzkumu by rovněž stálo modelování průchodu signálu atmosférou v nižších kmitočtových pásmech. Ačkoliv jsem při výpočtech využíval ucelený soubor doporučení organizace ITU pro dílčí jevy při průchodu signálu atmosférou, při bližším pohledu stojíme před problémem nesourodosti dílčích modelů různých jevů. Dílčí modely (atmosférické absorpce, troposférických scintilací, ionosférických scintilací, útlumu deštěm a oblačností, atd.) mají určité meze platnosti (kmitočtový rozsah, rozsah elevací, rozsah překročení v určitém procentuálním podílu času průměrného roku) a vzájemně se nepřekrývají pro kmitočtová pásma, elevace a pravděpodobnosti uvažované v této práci. Celou řadu hodnot bylo proto třeba z modelů extrapolovat za předpokladu monotónnosti závislostí.

## Seznam literatury

- [1] KING, Jan. *Www.amsat.org* [online]. 2003 [cit. 2011-08-29]. AMSAT / IARU Standard Link Budget System. Dostupné z WWW: <<http://www.amsat.org/amsat-new/tools/ftpsoft.php>>.
- [2] *ITU-R P.676-8 : Attenuation by atmospheric gases* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2009 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [3] *ITU-R P.837-5 : Characteristics of precipitation for propagation modelling* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2007 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [4] *ITU-R P.838-3 : Specific attenuation model for rain for use in prediction methods* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2005 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [5] PRATT, Timothy; BOSTIAN, Charles; ALLNUTT, Jeremy. *Satellite Communications*. [s.l.] : Wiley, 2002. 560 s. ISBN 978-0471370079.
- [6] *ITU-R P.839-3 : Rain height model for prediction methods* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2001 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [7] *ITU-R P.618-10 : Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2009 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [8] *ITU-R P.840-4 : Attenuation due to clouds and fog* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2009 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [9] *ITU-R P.453-9 : The radio refractive index: its formula and refractivity data* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2009 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [10] *ITU-R P.834-6 : Effects of tropospheric refraction on radiowave propagation* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2007 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [11] *ITU-R P.531-10 : Ionospheric propagation data and prediction methods required for the design of satellite services and systems* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2009 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [12] YANNOPOULOU, Nikolitsa; ZIMOURTOPOULOS, Petros. *Http://demonstrations.wolfram.com* [online]. 1999 [cit. 2011-08-29]. Dipole Antenna Radiation Pattern. Dostupné z WWW: <<http://demonstrations.wolfram.com/DipoleAntennaRadiationPattern/>>.
- [13] GALUŠČÁK, Rastislav; HAZDRA, Pavel. Circular Polarization and Polarization Losses. In [online]. [s.l.] : [s.n.], 2006 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <[www.attplus.cz/hamradio/projekty/article/cppl\\_b.pdf](http://www.attplus.cz/hamradio/projekty/article/cppl_b.pdf)>.
- [14] NIKOLOVA, Natalia. *Antenna Noise Temperature and System Signal to Noise Ratio* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2010 [cit. 2011-08-30]. Dostupné z WWW: <[http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna\\_dload/current\\_lectures/L07\\_Noise.pdf](http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/L07_Noise.pdf)>.
- [15] BLAKE, L. *A guide to basic pulse-radar maximum-range calculation : Naval Research Laboratory Report 5868*. [s.l.] : [s.n.], 1962 [cit. 2011-08-30]. Dostupné z WWW: <<http://www.dtic.mil/cgi-bin/GetTRDoc?Location=U2&doc=GetTRDoc.pdf&AD=AD0701321>>.



- [16] HO, C.; KANTAK, A.; SLOBIN, S.; MORABITO, D. Link Analysis of a Telecommunication System on Earth, in Geostationary Orbit, and at the Moon: Atmospheric Attenuation and Noise Temperature Effects : NASA-JPL report [online]. 2007, [cit. 2011-08-30]. Dostupný z WWW: <[http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress\\_report/42-168/168E.pdf](http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-168/168E.pdf)>.
- [17] SKLAR, Bernard. Digital Communications : Fundamentals and Applications. [s.l.] : Prentice-Hall2, 2001. 1079 s.
- [18] Genso [online]. 2011 [cit. 2011-08-30]. Dostupné z WWW: <<http://www.genso.org/>>.
- [19] ITU-R P.372-10 : Radio noise [online]. [s.l.] : [s.n.], 2009 [cit. 2011-08-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>>.
- [20] RUDY, Larry. *The performance of conventional and DBD receivers for MFSK/QPSK modulation when operating in the presence of noise and Rayleigh fading*. Monterey, 1988. 103 s. Diplomová práce. Naval Post-graduate School.
- [21] LATIF, Asma. *Hybrid QAM - FSK (HQFM) OFDM transceiver with low PAPR*. [s.l.], 2009. 177 s. Dizertační práce. Ghulam Ishaq Khan Institute of Engineering Sciences and Technology.
- [22] KOVÁŘ, Jan; KASAL, Miroslav. Automatická kompenzace Dopplerova posunu frekvence při komunikaci s družicemi na negeostacionárních drahách. *Elektrorevue* [online]. 2008, 2008, 1, [cit. 2011-08-31]. Dostupný z WWW: <[www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz)>.
- [23] EGNOR, Dianne, et al. Differential Frequency Hopping (DFH) Modulation for Underwater Mobile Ad-hoc Networks. *U.S. Navy Journal of Underwater Acoustics*. 2011.

## Seznam zkratek a specifických názvů

CubeSat	název standardizované skupiny pikosatelitů
ESA	název Evropské kosmické kanceláře
NASA	název amerického národního úřadu pro letectví a kosmonautiku
PilsenCUBE	název pikosatelitu typu CubeSat, vyvíjeného na FEL ZČU v Plzni
FSK	označení pro druh digitální modulace
BPSK	označení pro druh digitální modulace
GMSK	označení pro druh digitální modulace
QPSK	označení pro druh digitální modulace
FEC	označení pro zabezpečení přenosu dat proti chybám
AWGN	označení modelu sdělovacího kanálu s působením aditivního gaussovského šumu
QAM	označení pro druh digitální modulace
ITU	název mezinárodní telekomunikační unie
SAM	označení modelu pro výpočet efektivní délky dráhy signálu deštěm a celkového útlumu
DAH	označení modelu pro výpočet efektivní délky dráhy signálu deštěm a celkového útlumu
GISM	označení modelu pro výpočet ionosférických scintilací
NeQuick	označení modelu ionosféry pro odhad celkového množství elektronů podél dráhy signálu
LNA	označení pro nízkošumové zesilovače na vstupu přijímače
CNES	název francouzského národního centra pro výzkum vesmíru
YAGI	označení druhu směrové antény
M-FSK/N-PSK	označení pro druh hybridní digitální modulace
M-FSK/DQPSK	označení pro druh hybridní digitální modulace
DM-FSK/DQPSK	označení pro druh hybridní digitální modulace
PCM/NRZ	označení pro formát digitálních dat
DAC	označení pro digitálně analogový převodník
FFT	označení pro rychlou Fourierovu transformaci
ADC	označení pro analogově digitální převodník
SPC	označení pro sério-paralelní převodník
PSC	označení pro paralelně-sériový převodník

## Seznam symbolů

$E_b/N_0$	poměr potřebné energie na přenesení 1 bitu informace ku spektrální výkonové hustotě šumu
EIRP	označení pro ekvivalentní izotropně vyzářený výkon
C	výkon přijímaného užitečného signálu na vstupu rádiového přijímače
$P_A$	výstupní výkon výkonového zesilovače
$L_{RF}$	úhrnné ztráty úrovně signálu mezi výstupem výkonového zesilovače a anténou vysílače
$G_{Ant1}$	zisk antény vysílače
$L_{Ant1}$	ztráty úrovně signálu nepřesným směřováním vysílací antény vůči přijímací anténě
$L_0$	ztráty úrovně signálu při šíření elektromagnetických vln volným prostředím
$L_{Iono}$	ztráty úrovně signálu při šíření elektromagnetických vln ionosférou
$L_{Atm}$	ztráty úrovně signálu při šíření elektromagnetických vln plyny atmosféry
$L_{Rain}$	ztráty úrovně signálu při šíření elektromagnetických vln deštěm
$G_{Ant2}$	zisk antény přijímače
$L_{Ant2}$	ztráty úrovně signálu nepřesným směřováním přijímací antény vůči vysílací anténě
$L_p$	ztráty úrovně signálu vlivem rozdílné polarizace vysílací a přijímací antény
$N_0$	spektrální výkonová hustota šumu
k	Boltzmannova konstanta
$T_S$	celková šumová teplota systému
$C/N_0$	poměr výkonu užitečného signálu ku spektrální výkonové hustotě šumu
$v_p$	přenosová rychlost
$G_S$	systémový zisk nebo také systémová rezerva
S	plošná hustota výkonu
$P_T$	výkon vstupující do izotropního zářiče
d	vzdálenost od izotropního zářiče
$P_R$	výkon na výstupu přijímací antény
$A_{ef}$	efektivní plocha antény
$\lambda$	vlnová délka
$\gamma_0$	specifický měrný útlum plynného složení atmosféry
$h_0$	efektivní výška atmosféry pro výpočet útlumu signálu v plynech atmosféry
$\gamma_w$	specifický měrný útlum vodních par v atmosféře
$h_w$	efektivní výška atmosféry pro výpočet útlumu signálu ve vodních parách
$\varphi$	elevační úhel přijímací antény
$a_n$	délka dráhy signálu n-tou vrstvou atmosféry
R	intenzita deště
$\gamma_r$	specifický měrný útlum deště
f	kmitočet signálu
k, $\alpha$	koefficienty pro výpočet $\gamma_r$ v závislosti na R

$d_{ef}$	efektivní délka dráhy signálu deštěm
$L_{cloud}$	ztráty úrovně signálu při šíření elektromagnetických vln oblačností
$K$	měrný útlum v oblačnosti
$L$	plošný obsah vody v oblačnosti
$L_{Asl}$	ztráty úrovně signálu vlivem rozostření anténního svazku refrakcí v atmosféře
TEC	celkové množství elektronů podél dráhy signálu
$S_4$	index ionosférických scintilací
$I$	intenzita signálu
$P_{fluc}$	kolísání úrovně signálu vlivem ionosférických scintilací
$l$	délka dipólové antény
$\theta$	elevační úhel z roviny, kterou dipólová anténa protíná kolmo
$\Gamma$	ztrátový činitel rozdílných polarizací dopadající elektromagnetické vlny a přijímací antény
$\rho_1, \rho_2$	polarizační poměry dopadající elektromagnetické vlny a přijímací antény
$\delta$	rozdíl polarizačních vektorů dopadající elektromagnetické vlny a přijímací antény
AR	osový poměr polarizace
$P_{n,i}$	výkon šumu generovaný i-tým blokem přijímače
$G_i$	zisk i-tého bloku přijímače
$T_i$	ekvivalentní šumová teplota na vstupu i-tého bloku přijímače
$B$	šumová šířka pásma pro měření výkonu šumu
$G_S$	celkový zisk bloků přijímače
$T_{ant}$	šumová teplota antény
$T_{LNA}, G_{LNA}$	šumová teplota a zisk nízkošumového zesilovače
$T_{mix}, G_{mix}$	šumová teplota a zisk směšovače
$T_{mf}, G_{mf}$	šumová teplota a zisk mezifrekvenčního stupně přijímače
$P_{noise}$	celkový výkon šumu
$R_{loss}$	ztrátová impedance antény
$R_{rad}$	vyzařovací impedance antény
$T_{clear\_sky}$	šumová teplota volné oblohy (standardizovaná atmosféra dle ITU, bez oblačnosti)
$\Delta N_0$	přírůstek spektrální výkonové hustoty šumu
$G_{ant}$	zisk antény
$T_p$	šumová teplota prostředí
$\Omega$	prostorový úhel
$T_m$	efektivní teplota média (dešť)
PAPR	poměr špičkového a efektivního výkonu signálu
NF	šumové číslo bloku přijímače
SFU	sluneční rádiový tok
BER	bitová chybovost
$B_{null\_to\_null}$	kmitočtová šířka spektra modulace měřená mezi dvěma minimy spektrální výkonové hustoty

## Seznam obrázků

Obr. 1.1 Statistické zpracování přeletů pikosatelitu AAUSat-II nad Plzní.....	3
Obr. 2.1 Závislost chybovosti na $E_b/N_0$ pro vybrané typy modulací bez zabezpečení FEC.....	8
Obr. 2.2 Závislost ztrát volného prostředí na komunikační vzdálenosti.....	10
Obr. 2.3 Měrný útlum absorpcí v atmosféře pro standardní a suchou atmosféru.....	12
Obr. 2.4 Klimatická mapa s maximální hustotou deště pro 0,01% podíl času.....	13
Obr. 2.5 Koeficienty pro výpočet měrného útlumu deštěm.....	13
Obr. 2.6 Koeficienty pro výpočet měrného útlumu oblačností.....	15
Obr. 2.7 Meteorologická mapa s plošným obsahem vody v oblacích pro 0,1% podíl času.....	15
Obr. 2.6 Směrové vyařovací charakteristiky půlvlnného dipólu s bezrozměrným ziskem (vlevo) a se ziskem v dBi jednotkách (vpravo) v elevační rovině.....	20
Obr. 2.7 Zjednodušené schéma rádiového přijímače.....	23
Obr. 2.8 Náhradní idealizované schéma jednotlivých bloků přijímače z hlediska šumu.....	23
Obr. 2.9 Idealizovaný přijímač s jednotlivými náhradními zdroji šumu.....	24
Obr. 2.10 Idealizovaný přijímač s jedním náhradním zdrojem šumu.....	24
Obr. 2.11 Šumová teplota oblohy v závislosti na elevaci antény a kmitočtu.....	26
Obr. 2.12 Kosmické zdroje šumu převedené na jejich šumovou teplotu.....	27
Obr. 2.13 Nutná kvalita signálu pro splnění limitu chybovosti v AWGN přenosovém kanálu.....	28
Obr. 3.1 Závislost ztrát $L_0$ na komunikační vzdálenosti a kmitočtech – rozsah vzdáleností a frekvence voleny podle typických misí pikosatelitů CubeSat.....	32
Obr. 3.2 Závislost ztrát $L_0$ na elevaci pikosatelitu a orbitální dráze pro kmitočty 144 MHz (nahore), 430 MHz (uprostřed) a 2400 MHz (dole).....	33
Obr. 3.3 Závislost atmosférických ztrát na kmitočtu pro dvě krajní elevace.....	35
Obr. 3.4 Závislost atmosférických ztrát na elevačním úhlu pro tři vybraná kmitočtová pásma.....	35
Obr. 3.5 Závislost útlumu deštěm na komunikačním kmitočtu pro tři různé hodnoty elevace pikosatelitu.....	37
Obr. 3.6 Závislost útlumu deštěm – detailní zobrazení vybraných komunikačních pásem.....	37
Obr. 3.7 Závislost útlumu v oblačnosti a mlze na komunikačním kmitočtu pro různé hodnoty elevace pikosatelitu.....	38
Obr. 3.8 Závislost útlumu oblačností a mlhou – detailní zobrazení vybraných komunikačních pásem.....	39
Obr. 3.9 Závislost troposférických scintilací pro elevace antény větší než $4^\circ$ .....	40
Obr. 3.10 Závislost troposférických scintilací dle modelu pro elevace menší než $5^\circ$ a úniky větší než 25 dB.....	40
Obr. 3.11 Cykly sluneční aktivity.....	42
Obr. 3.12 Směrová vyařovací charakteristika půlvlnného dipólu se ziskem v dBi jednotkách s vyznačením změn zisku pro 95% rozsah úhlů.....	44
Obr. 3.13 Výsledky výpočtů výkonové úrovně signálu nosné a spektrální výkonové hustoty šumu s uvažováním nízkých elevací i pod $10^\circ$ pro orbitální dráhu 750 km (vlevo) a 350 km (vpravo).....	58
Obr. 3.14 Výsledky výpočtů výkonové úrovně signálu nosné a spektrální výkonové hustoty šumu s uvažováním elevací pouze nad $10^\circ$ pro orbitální dráhu 750 km (vlevo) a 350 km (vpravo).....	59
Obr. 3.15 Konstelační diagram hybridní 4-FSK / QPSK modulace.....	60

Obr. 3.16 Blokové uspořádání navrženého hybridního modulátoru.....	62
Obr. 3.17 Blokové uspořádání navrženého hybridního demodulátoru.....	63
Obr. 3.18 Chybovosti konvenčních modulací M-FSK na navrženém hybridním modulátoru/demodulátoru.....	63
Obr. 3.19 Chybovost konvenční modulace DQPSK na navrženém hybridním modulátoru/demodulátoru.....	64
Obr. 3.20 Chybovosti hybridních modulací M-FSK/DQPSK na navrženém modulátoru/demodulátoru.....	65
Obr. 3.21 Chybovosti hybridních modulací DM-FSK/DQPSK na navrženém modulátoru/demodulátoru.....	65
Obr. 3.22 Detailnější rozbor chybovosti hybridní modulace na navrženém modulátoru/demodulátoru.....	66
Obr. 3.23 Přenosové rychlosti hybridních modulací při rozsahu kvality signálu $C/N_0$ od 1 dB do 92 dB pro požadovanou chybovost $BER=10^{-5}$ bez omezení šířky rádiového kanálu.....	69
Obr. 3.24 Požadovaná šířka rádiového kanálu pro uvedené přenosové rychlosti hybridních modulací v rozsahu kvality signálu $C/N_0$ od 1 dB do 92 dB.....	70
Obr. 3.25 Přenosové rychlosti hybridních modulací pro požadovanou chybovost $BER=10^{-5}$ s omezením šířky rádiového kanálu na 1,5 MHz.....	71
Obr. 3.26 Požadovaná šířka rádiového kanálu pro přenosové rychlosti hybridních modulací z obr. 3.25 s limitem maximální šířky 1,5 MHz.....	71
Obr. 3.27 Křivka přenosových rychlostí hybridních modulací při jejich optimálním přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 1,5 MHz.....	72
Obr. 3.28 Křivka požadované šířky rádiového kanálu pro hybridní modulace při jejich optimálním přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 1,5 MHz.....	72
Obr. 3.29 Přenosové rychlosti hybridních modulací pro požadovanou chybovost $BER=10^{-5}$ s omezením šířky rádiového kanálu na 20 kHz.....	73
Obr. 3.30 Požadovaná šířka rádiového kanálu pro přenosové rychlosti hybridních modulací z obr. 3.29 s limitem maximální šířky 20 kHz.....	73
Obr. 3.31 Křivka přenosových rychlostí hybridních modulací při jejich přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 20 kHz.....	73
Obr. 3.32 Křivka požadované šířky rádiového kanálu pro hybridní modulace při jejich přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 20 kHz.....	74
Obr. 3.33 Dopad limitu šířky rádiového kanálu při přepínání hybridních modulací 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK.....	75
Obr. 3.34 Dopad limitu šířky rádiového kanálu při přepínání konvenčních modulací 1024FSK až 2FSK.....	75

## Seznam tabulek

Tab. 3.1 Nejistoty v energetické bilanci pro tři rozdílné komunikační kmitočty a dvě orbitální dráhy.....	32
Tab. 3.2 Nejistoty v energetické bilanci způsobené atmosférickou absorpcí pro tři komunikační pásma.....	36
Tab. 3.3 Nejistoty v energetické bilanci způsobené útlumem v dešti pro tři rozdílné komunikační kmitočty. ....	38
Tab. 3.4 Nejistoty v energetické bilanci způsobené útlumem v oblačnosti a mlze pro tři rozdílné komunikační kmitočty.....	39
Tab. 3.5 Nejistoty v energetické bilanci způsobené troposférickými scintilacemi pro tři rozdílné komunikační kmitočty, elevaci antény $0,5^\circ$ a překročení hodnoty úniku s 1% četností výskytu.....	41
Tab. 3.6 Dopad ionosférických scintilací na komunikační kmitočty 144 MHz.....	43
Tab. 3.7 Dopad ionosférických scintilací na komunikační kmitočty 430 MHz.....	43
Tab. 3.8 Dopad ionosférických scintilací na komunikační kmitočty 2400 MHz.....	43
Tab. 3.9 Shrnutí vypočítaných nejistot v energetické bilanci rádiového spoje s pikosatelitem.....	49
Tab. 3.10 Doplnění nejistot v energetické bilanci rádiového spoje s pikosatelitem o hodnoty spočítané pro uvažování elevací přijímací antény větších než $10^\circ$ .....	51
Tab. 3.11 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 1 a orbitální dráhu 750 km.....	53
Tab. 3.12 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 1 a orbitální dráhu 350 km.....	53
Tab. 3.13 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 2 a orbitální dráhu 750 km.....	54
Tab. 3.14 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 2 a orbitální dráhu 350 km.....	54
Tab. 3.15 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 3 a orbitální dráhu 750 km.....	55
Tab. 3.16 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 3 a orbitální dráhu 350 km.....	55
Tab. 3.17 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 4 a orbitální dráhu 750 km.....	55
Tab. 3.18 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 4 a orbitální dráhu 350 km.....	56

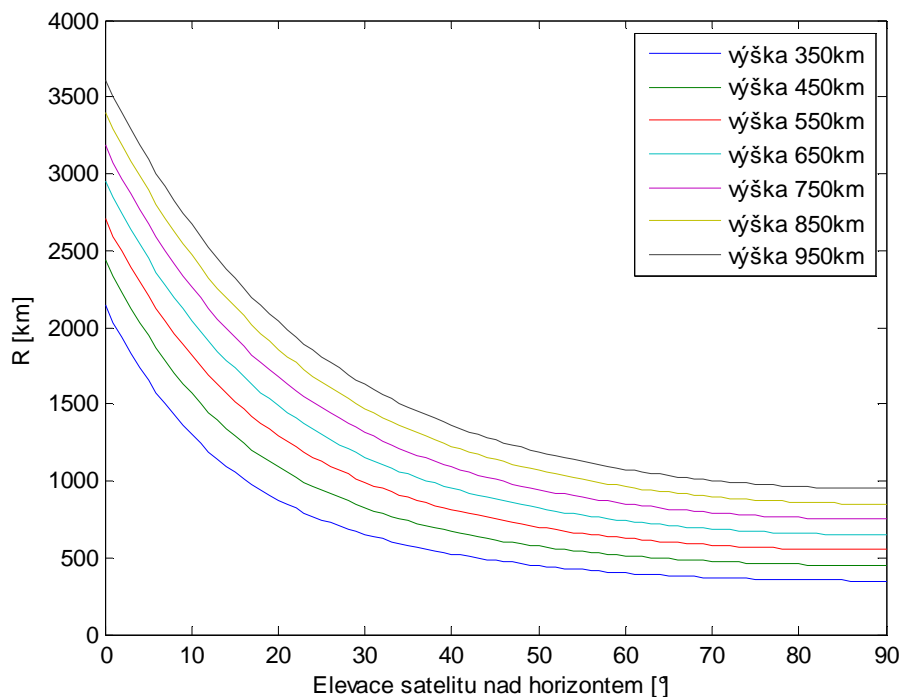
Tab. 3.19 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 5 a orbitální dráhu 750 km.....	56
Tab. 3.20 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 5 a orbitální dráhu 350 km.....	56
Tab. 3.21 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 6 a orbitální dráhu 750km.....	57
Tab. 3.22 Maximální a minimální výkonové úrovně nosného signálu, maximální a minimální úrovně spektrální výkonové hustoty šumu, maximální a minimální kvalita signálu vyjádřená pomocí $C/N_0$ pro scénář 6 a orbitální dráhu 350km.....	57
Tab. 3.23 Souhrnné výsledky testování navrženého demodulátoru.....	67
Tab. 3.24 Porovnání přenosových rychlostí hybridních M-FSK/DQPSK a konvenčních M-FSK modulací při omezení šířky kanálu na 1,5 MHz.....	76
Tab. 3.25 Porovnání přenosových rychlostí hybridních M-FSK/DQPSK a konvenčních M-FSK modulací při omezení šířky kanálu na 20 kHz.....	76



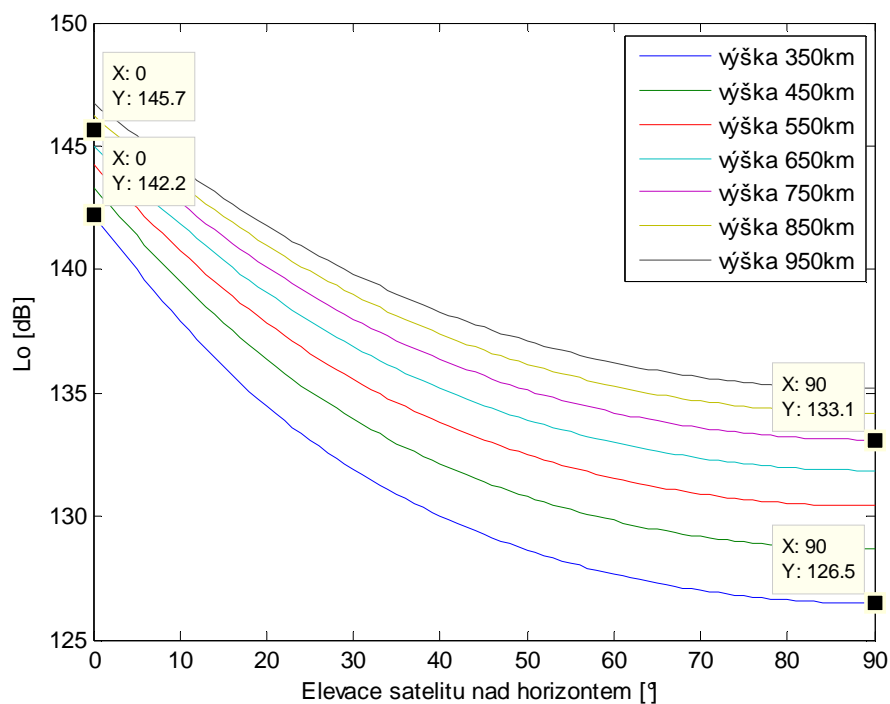
## **Tištěné přílohy práce**

- grafické výstupy výpočtů a simulací
- seznam publikací
- seznam grantů
- zkrácený profesní životopis

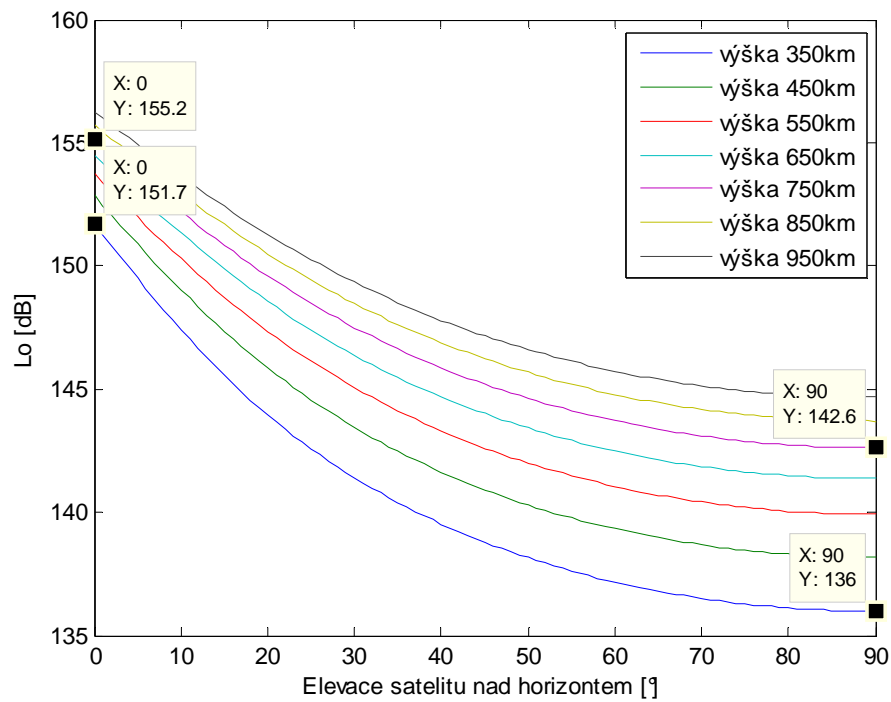
## Grafické výstupy výpočtů a simulací



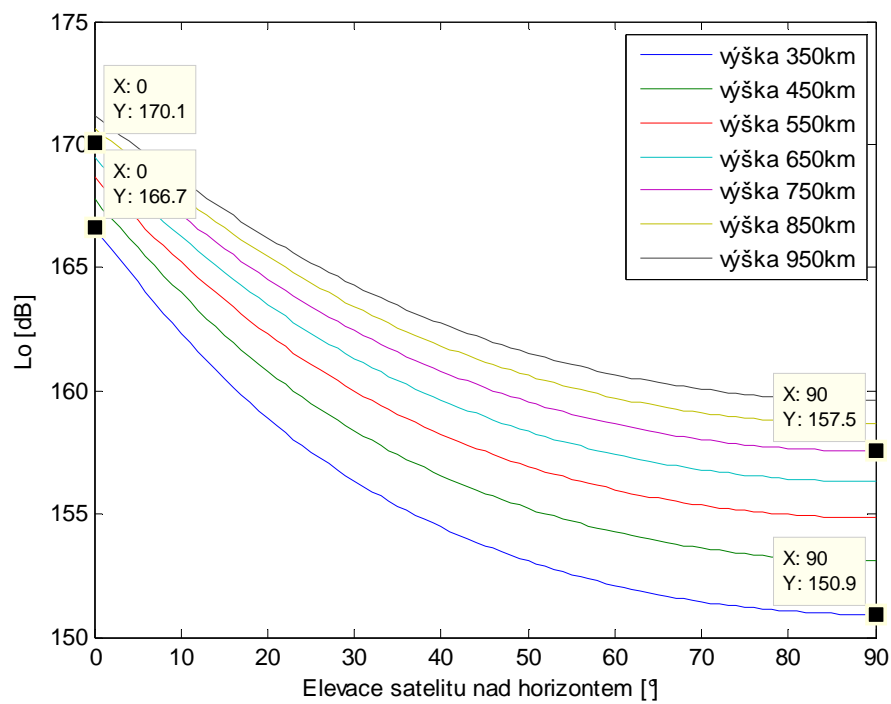
**Obr. 1** Závislost komunikační vzdálenosti na elevaci satelitu pro několik vybraných orbitálních drah.



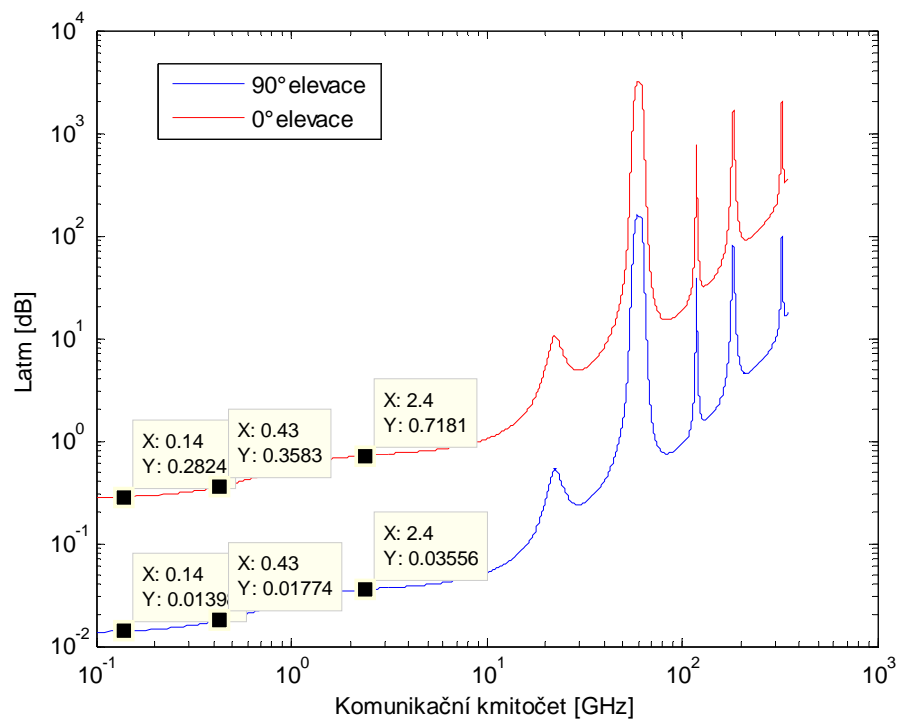
**Obr. 2** Závislost ztrát  $L_0$  na elevaci satelitu pro několik vybraných orbitálních drah a kmitočet 144 MHz.



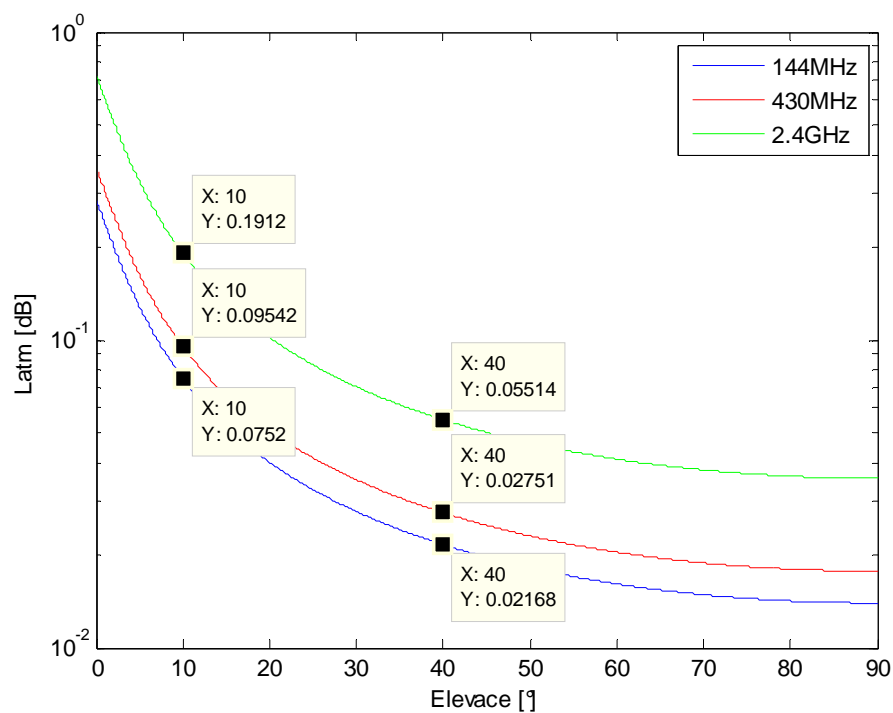
**Obr. 3** Závislost ztrát  $L_0$  na elevaci satelitu pro několik vybraných orbitálních drah a kmitočet 430 MHz.



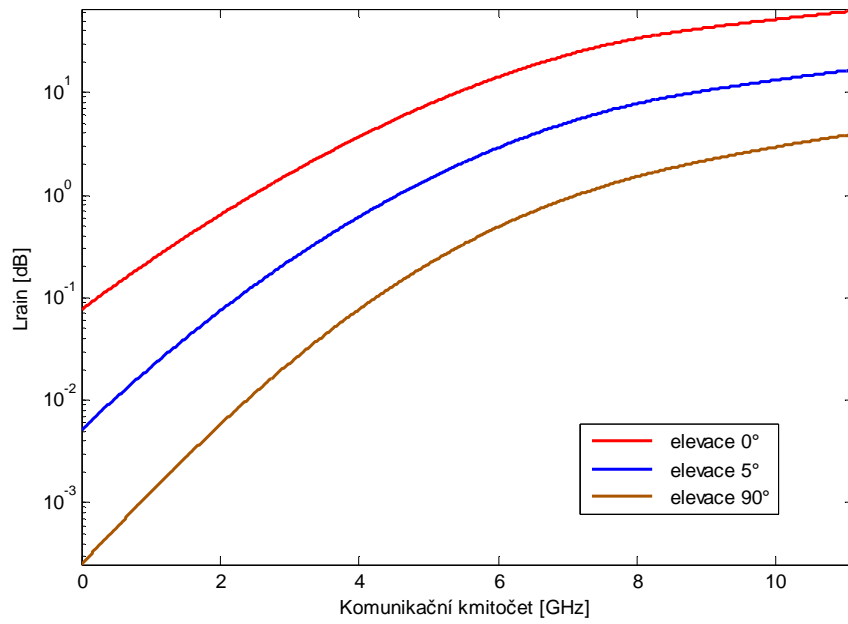
**Obr. 4** Závislost ztrát  $L_0$  na elevaci satelitu pro několik vybraných orbitálních drah a kmitočet 2400 MHz.



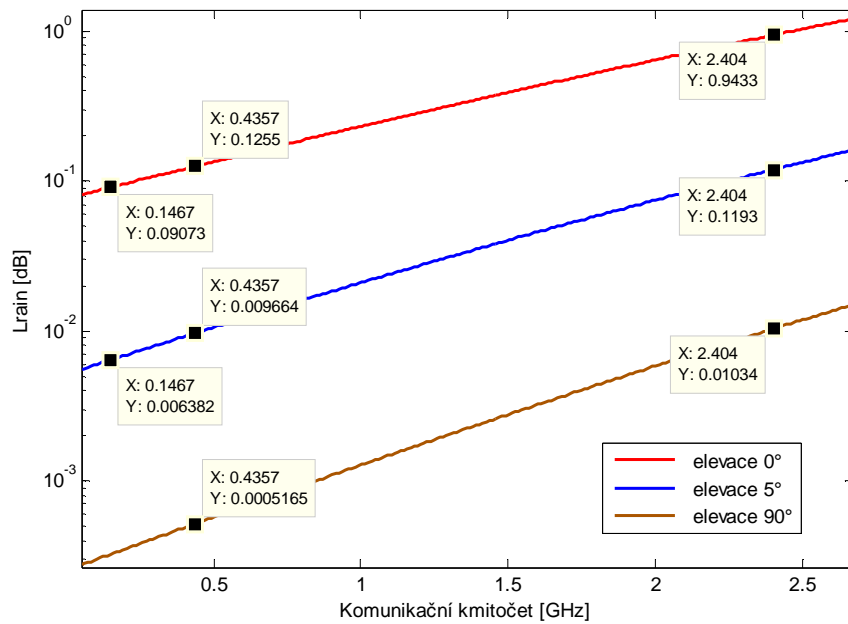
**Obr. 5** Závislost atmosférických ztrát na kmitočtu pro dvě krajní elevace.



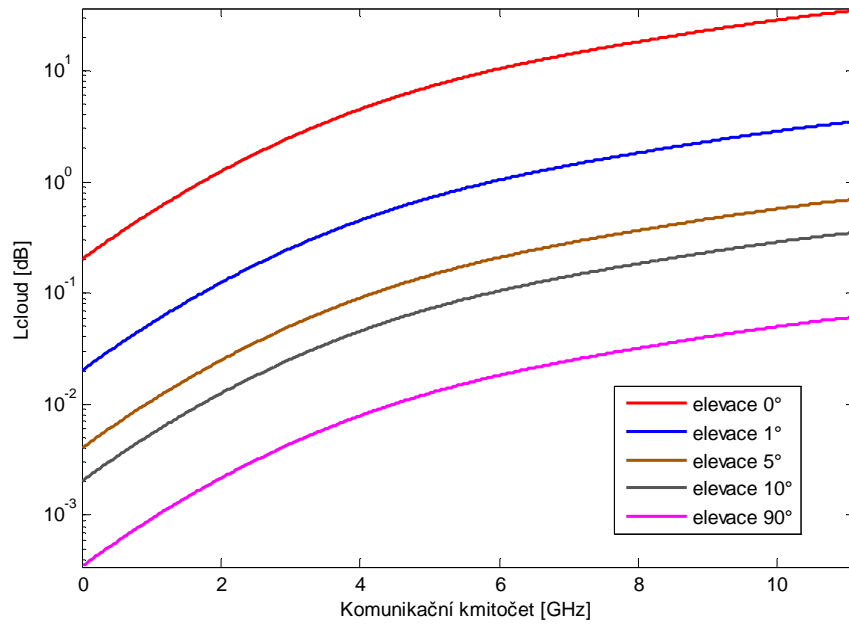
**Obr. 6** Závislost atmosférických ztrát na elevačním úhlu pro tři vybraná kmitočtová pásma.



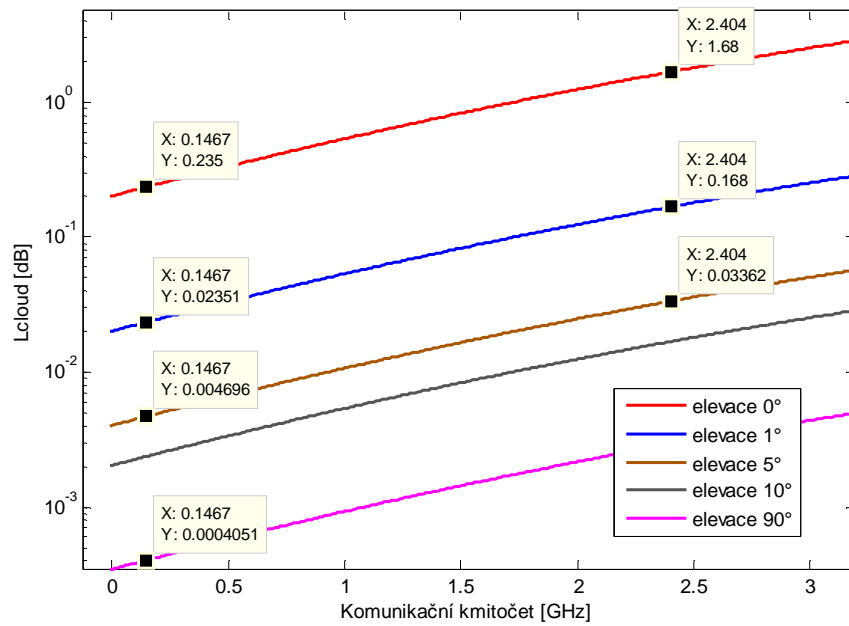
**Obr. 7** Závislost útlumu deštěm na komunikačním kmitočtu při  $R=35,7\text{mm/h}$ .



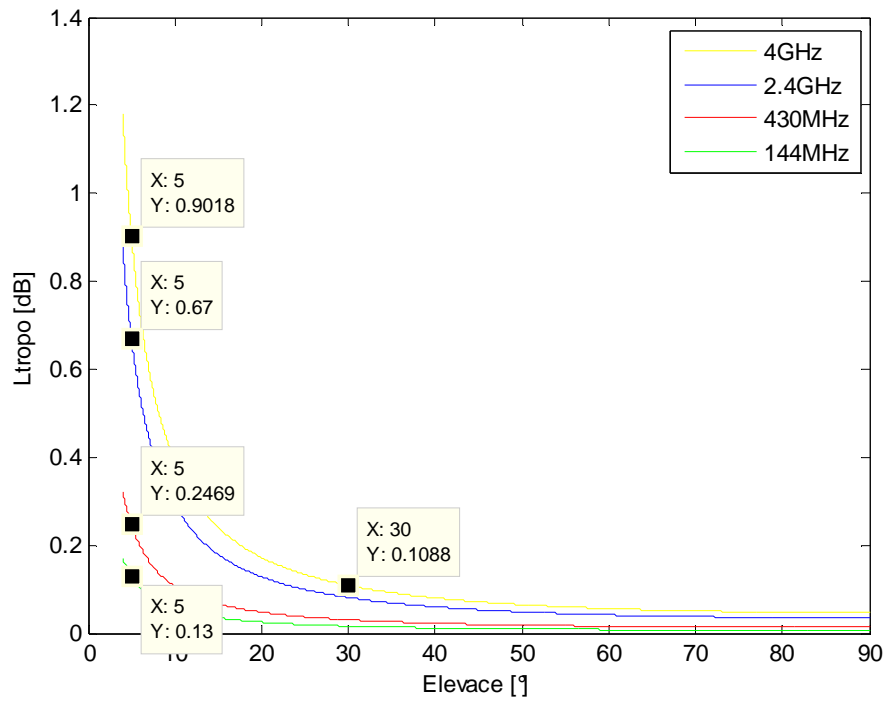
**Obr. 8** Závislost útlumu deštěm na komunikačním kmitočtu při  $R=35,7\text{mm/h}$  – detailní zobrazení.



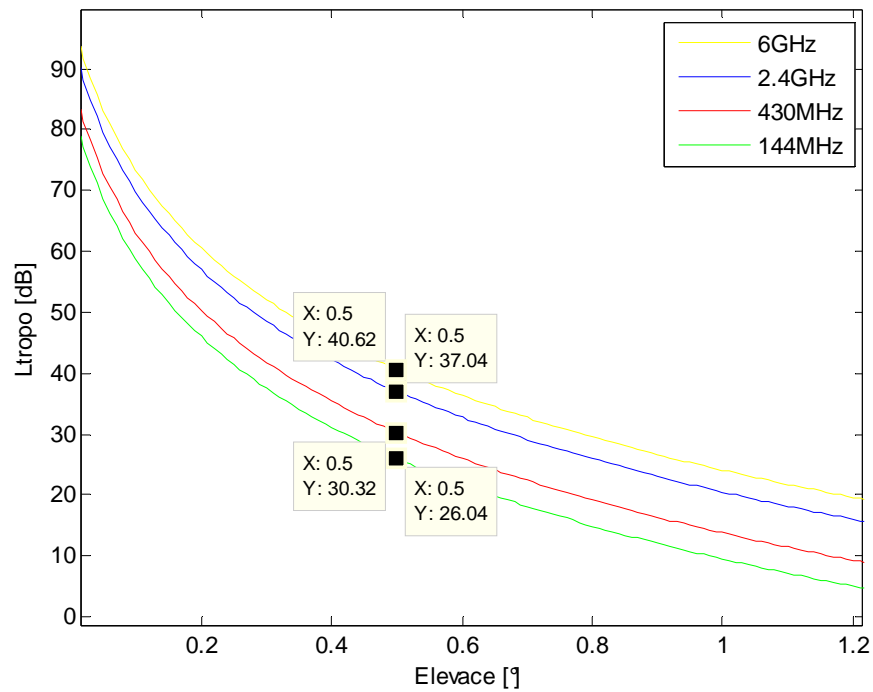
**Obr. 9** Závislost útlumu v oblačnosti a mlze na komunikačním kmitočtu.



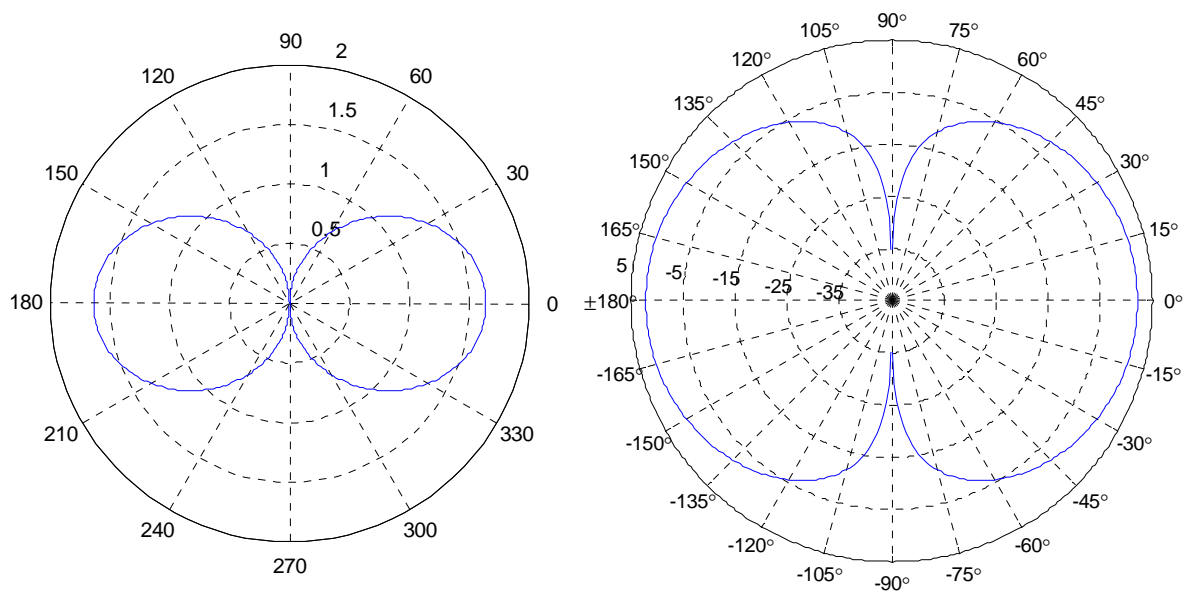
**Obr. 10** Závislost útlumu oblačností a mlhou – detailní zobrazení.



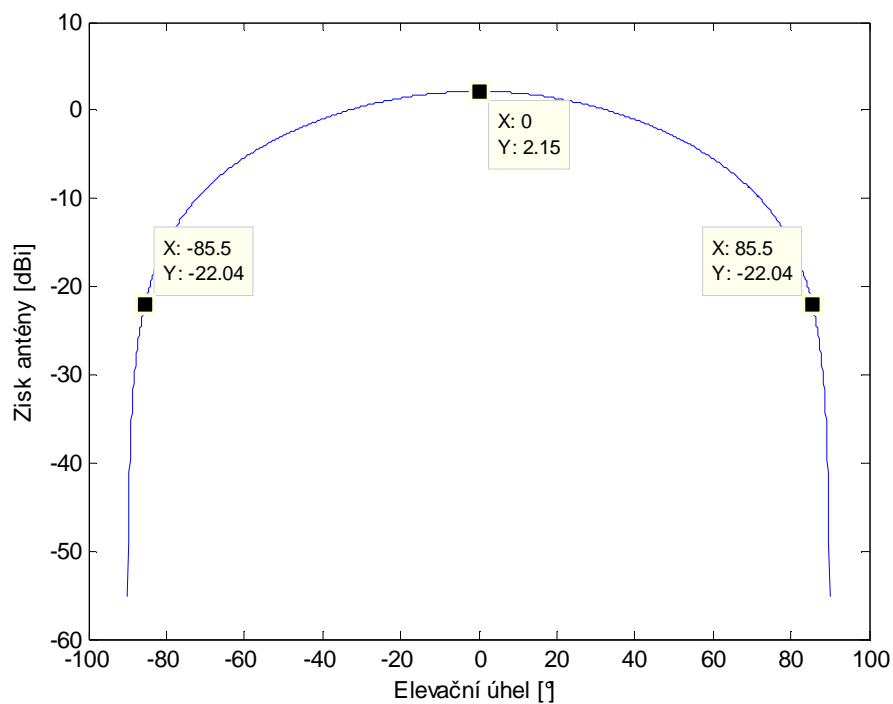
**Obr. 11** Závislost troposférických scintilací pro elevace antény větší než 4°.



**Obr. 12** Závislost troposférických scintilací dle modelu pro elevace menší než 5° a úniky větší než 25 dB.

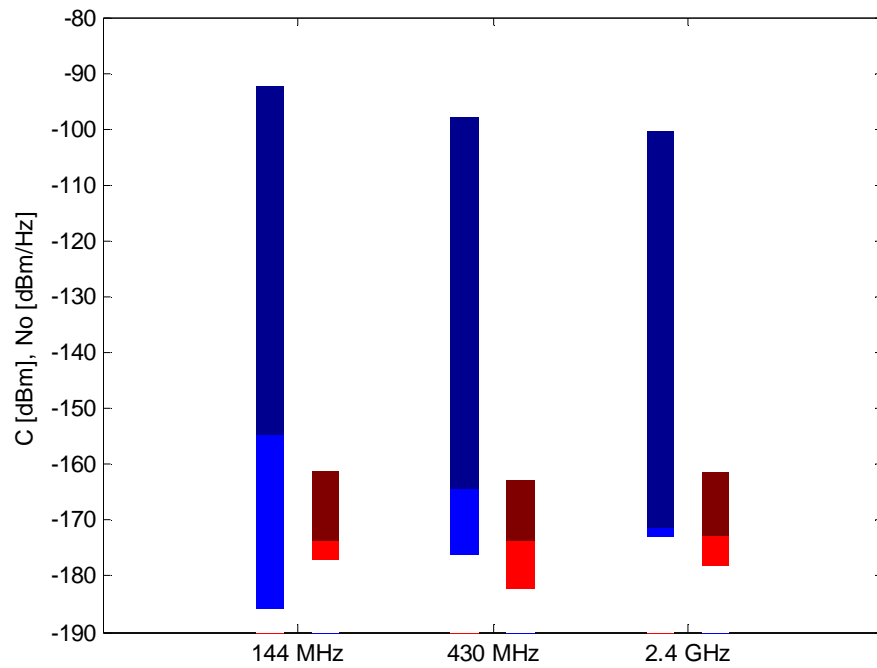


**Obr. 13** Směrové vyzářovací charakteristiky půlvlnného dipólu s bezrozměrným ziskem (vlevo) a se ziskem v dBi jednotkách (vpravo) v elevační rovině.

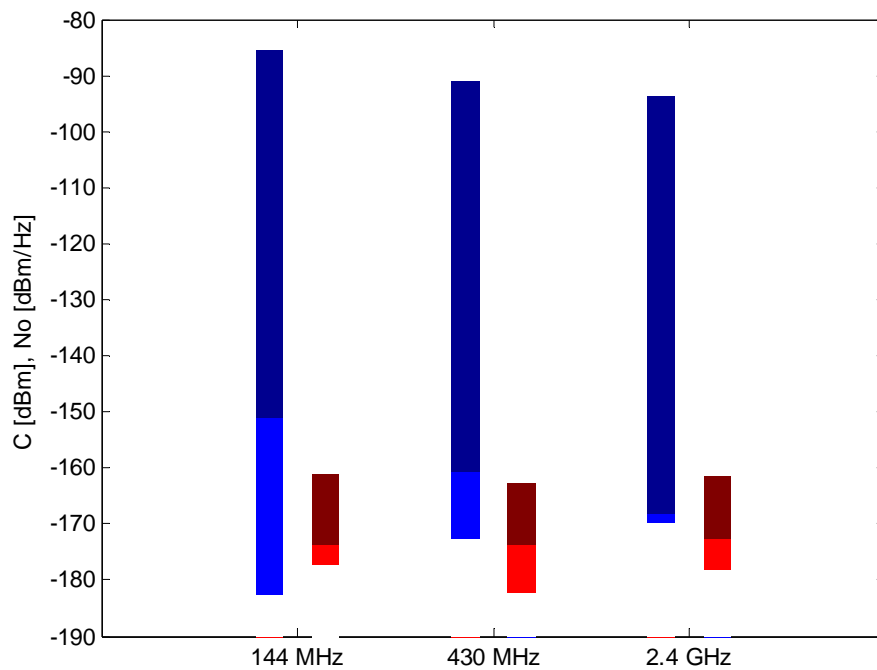


**Obr. 14** Směrová vyzářovací charakteristika půlvlnného dipólu se ziskem v dBi jednotkách s vyznačením změn zisku pro 95% rozsah úhlů.

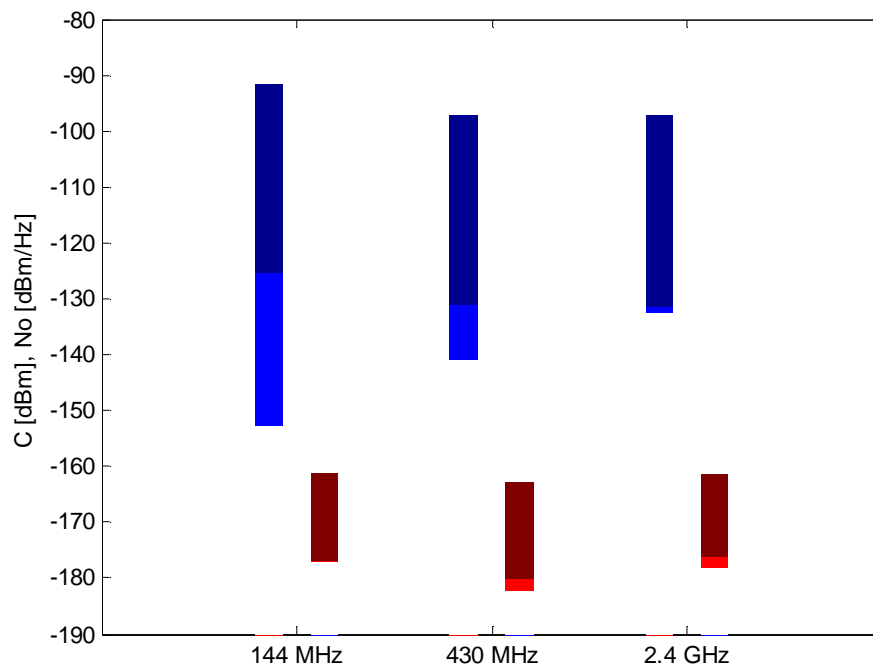




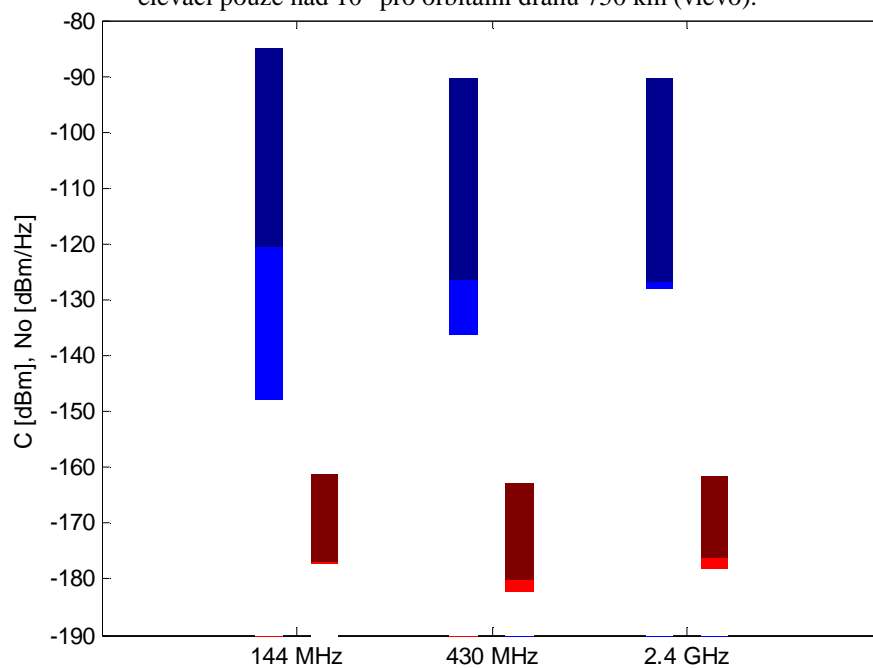
**Obr. 15** Výsledky výpočtů výkonové úrovně signálu nosné a spektrální výkonové hustoty šumu s uvažováním nízkých elevací i pod  $10^\circ$  pro orbitální dráhu 750 km.



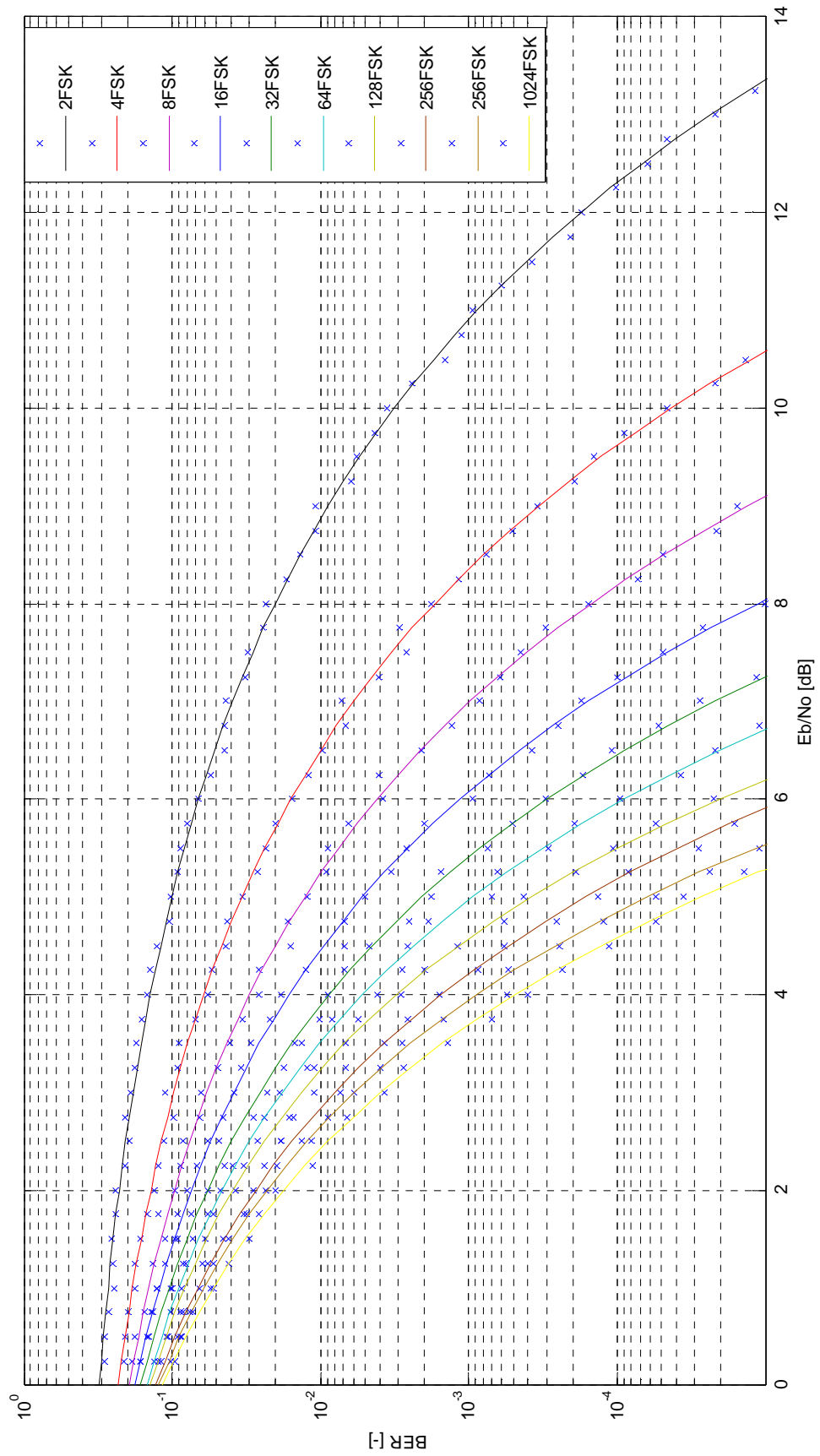
**Obr. 16** Výsledky výpočtů výkonové úrovně signálu nosné a spektrální výkonové hustoty šumu s uvažováním nízkých elevací i pod  $10^\circ$  pro orbitální dráhu 350 km.



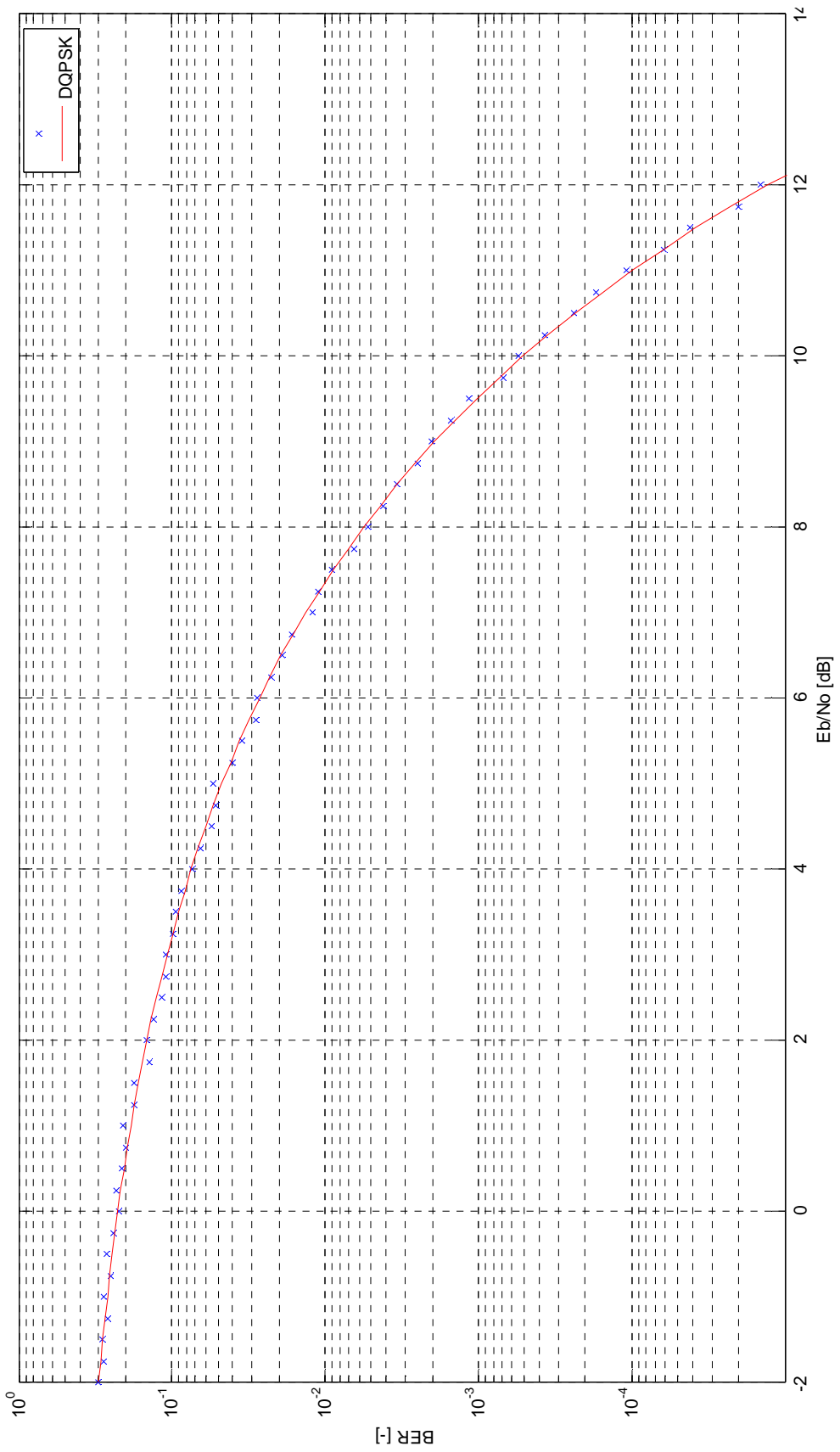
**Obr. 17** Výsledky výpočtů výkonové úrovně signálu nosné a spektrální výkonové hustoty šumu s uvažováním elevací pouze nad  $10^\circ$  pro orbitální dráhu 750 km (vlevo).



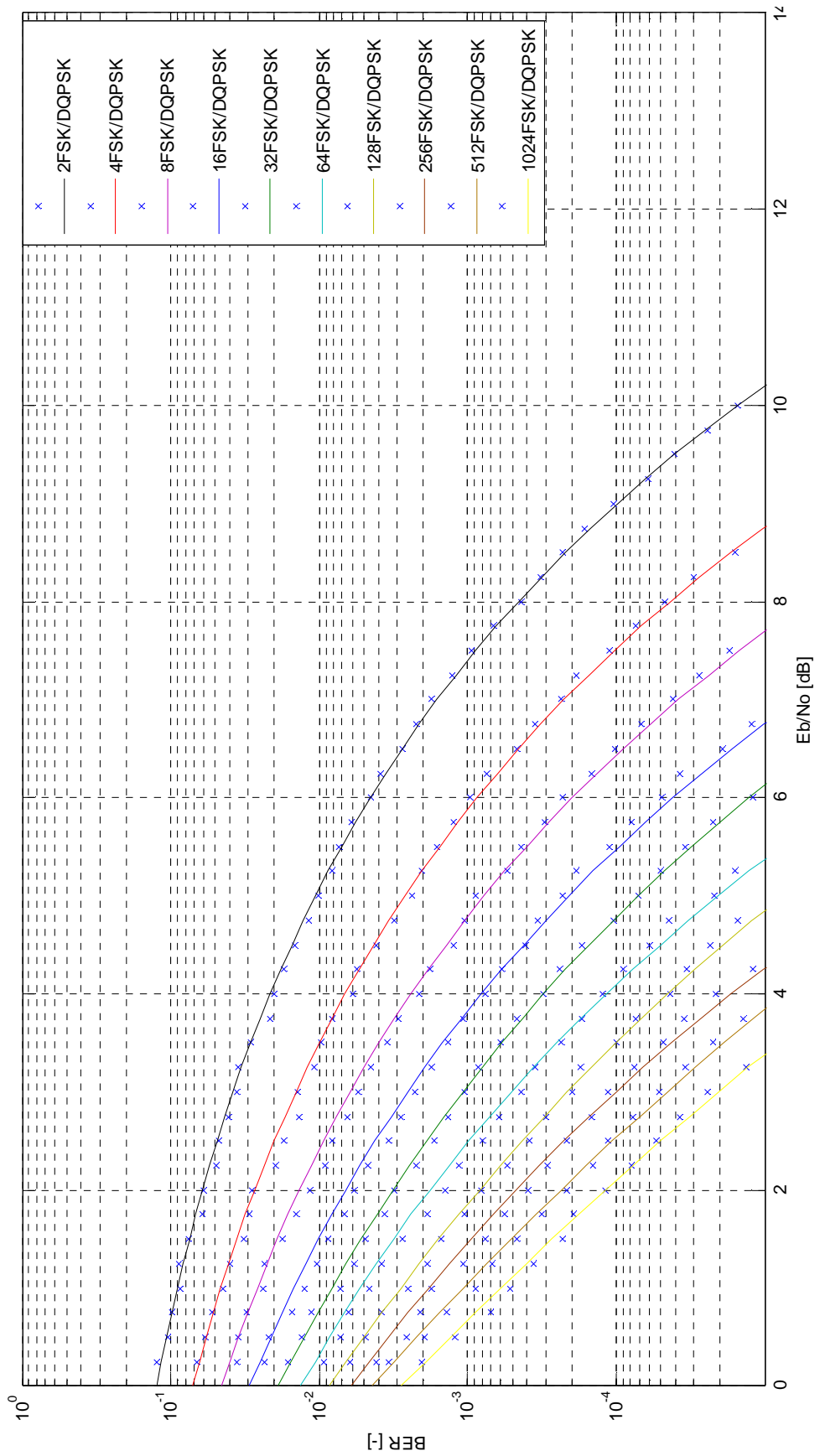
**Obr. 18** Výsledky výpočtů výkonové úrovně signálu nosné a spektrální výkonové hustoty šumu s uvažováním elevací pouze nad  $10^\circ$  pro orbitální dráhu 350 km (vlevo).



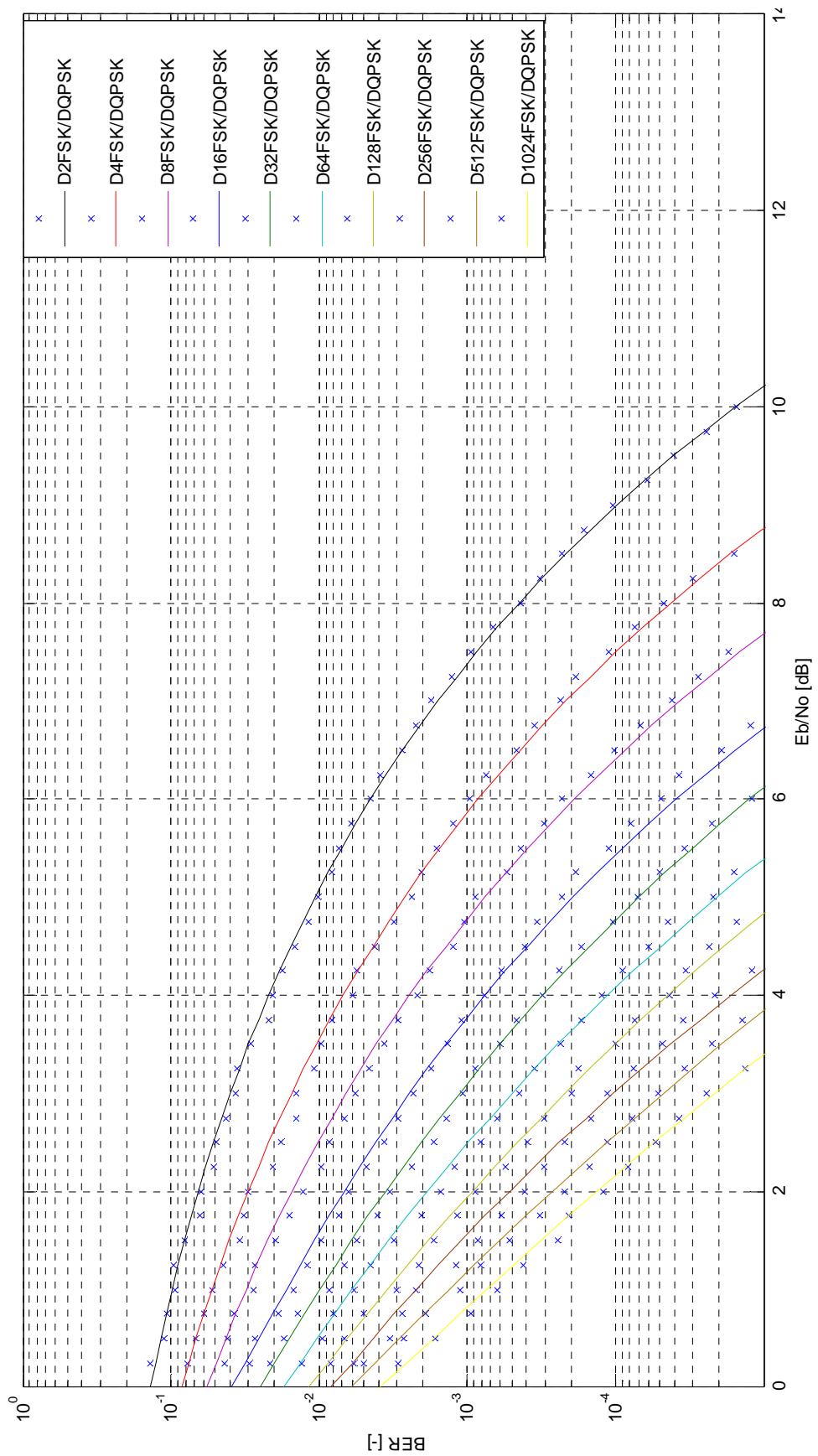
Obr. 19 Chybovosti konvenčních modulací M-FSK na navrženém hybridním modulátoru/demodulátoru.



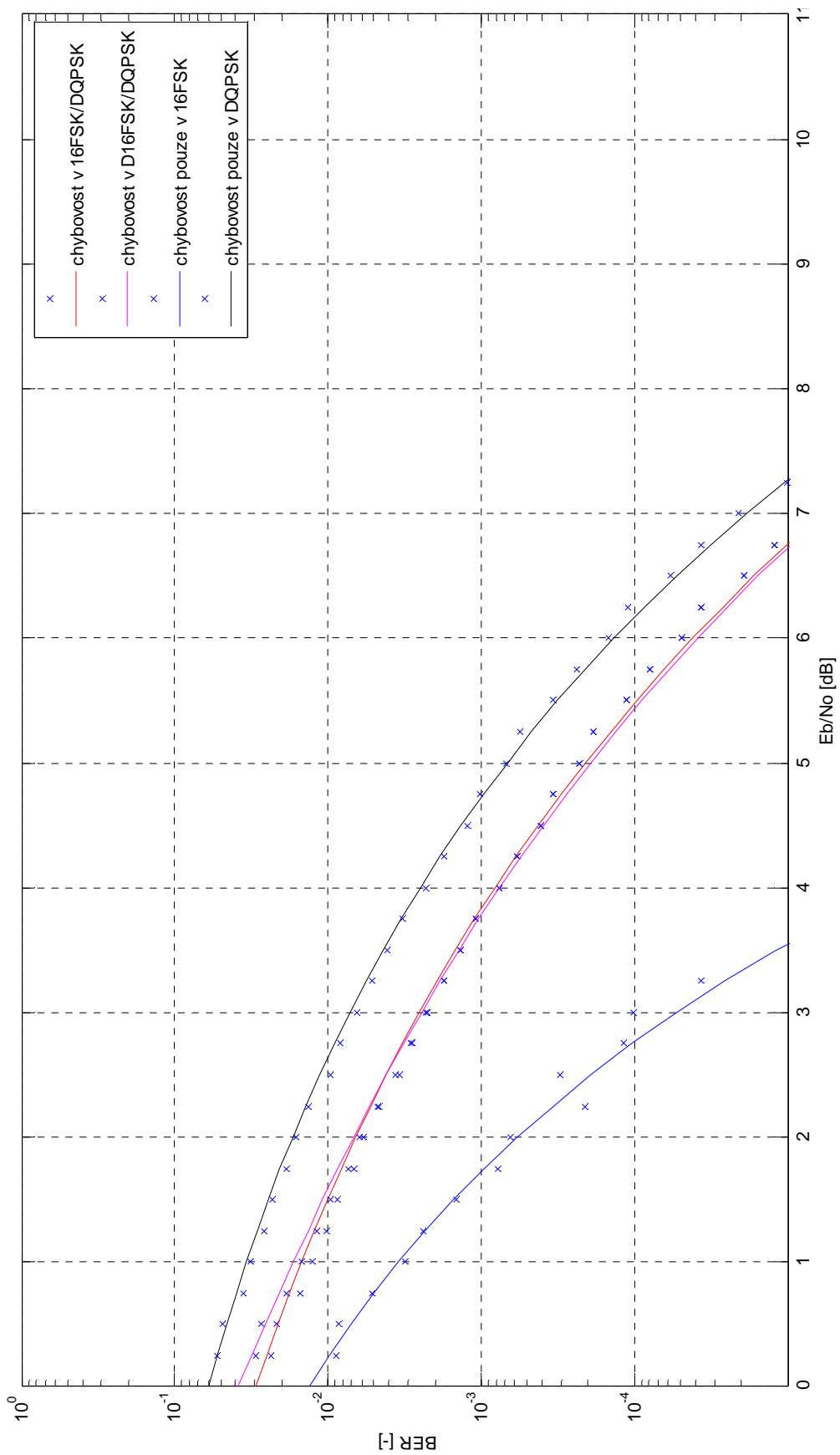
**Obr. 20** Chybovost konvenční modulační DQPSK na navrženém hybridním modulátoru/demodulátoru.



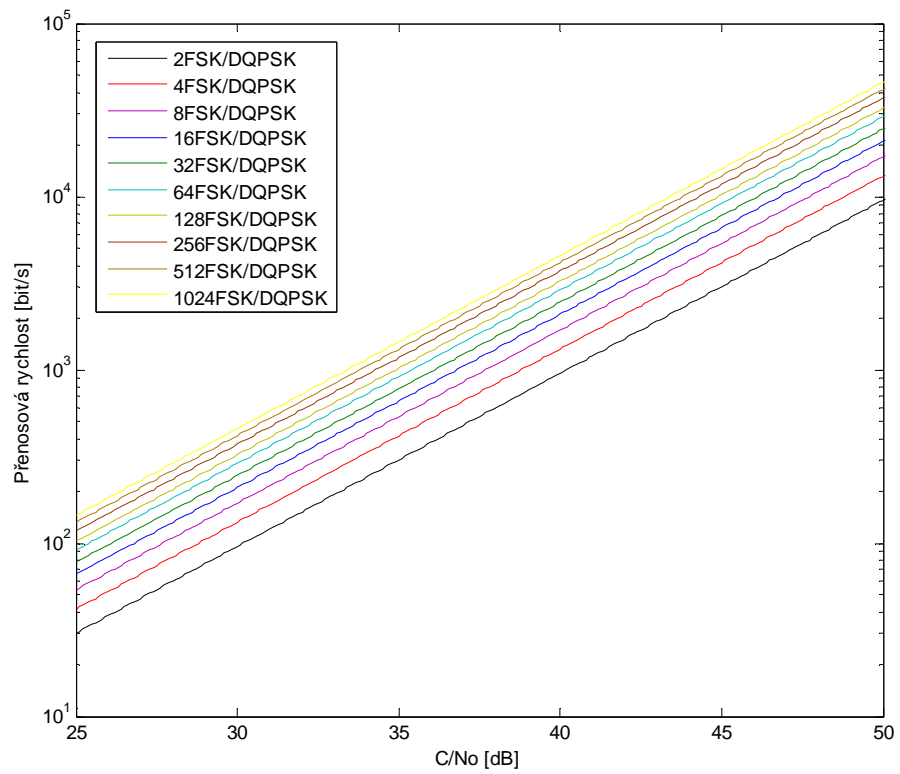
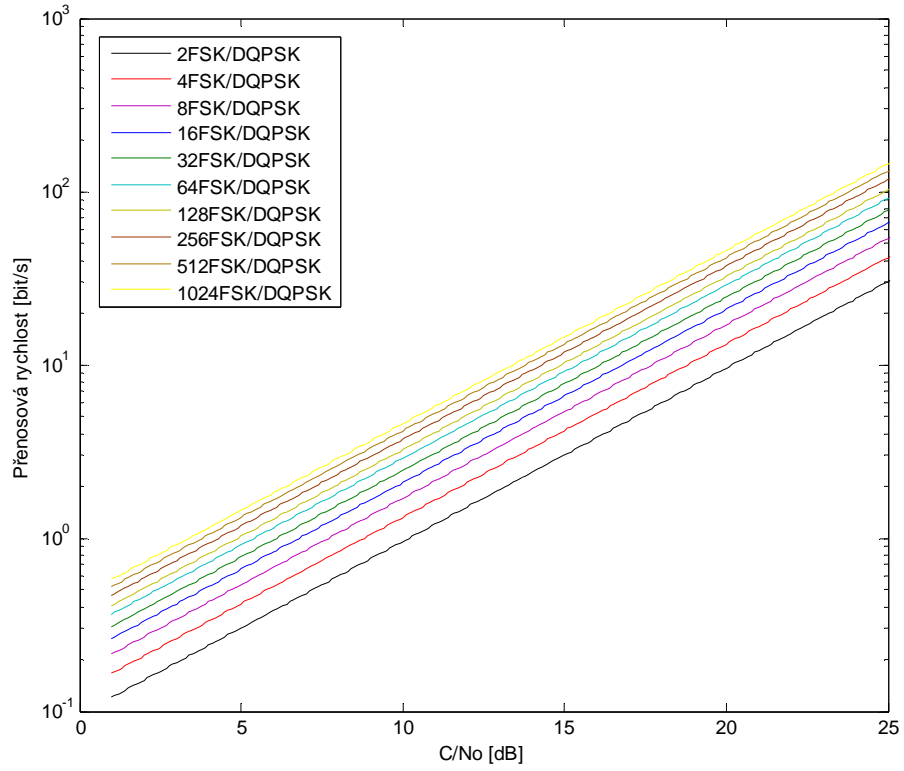
Obr. 21 Chybovosti hybridních modulací M-FSK/DQPSK na navrženém modulátoru/demodulátoru.



**Obr. 22** Chybovosti hybridních modulací DM-FSK/DQPSK na navrženém modulátoru/demodulátoru.

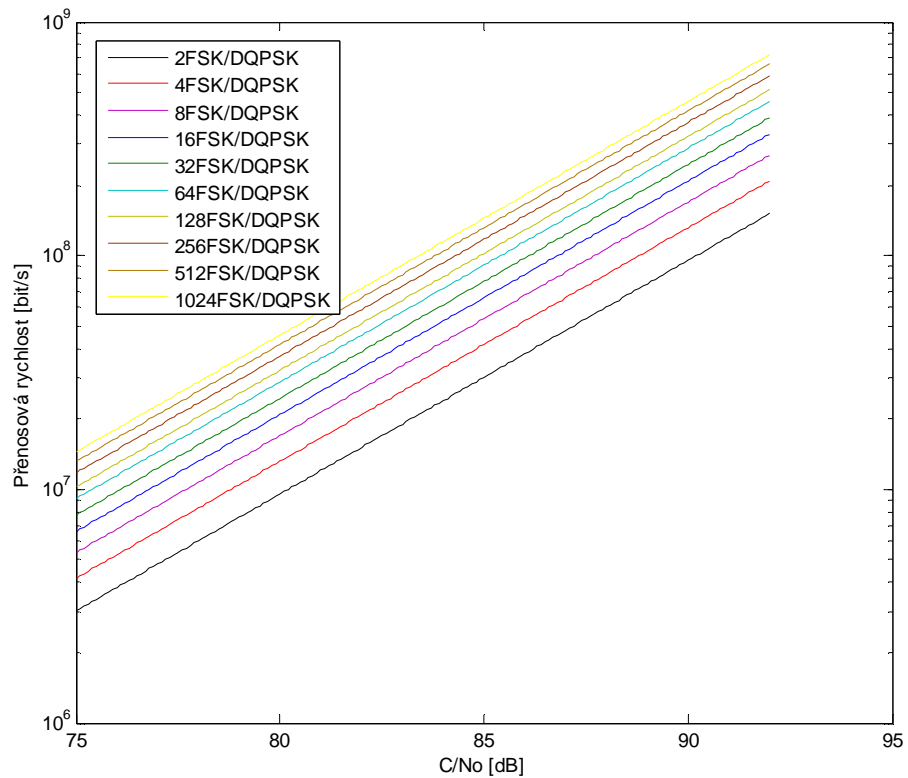
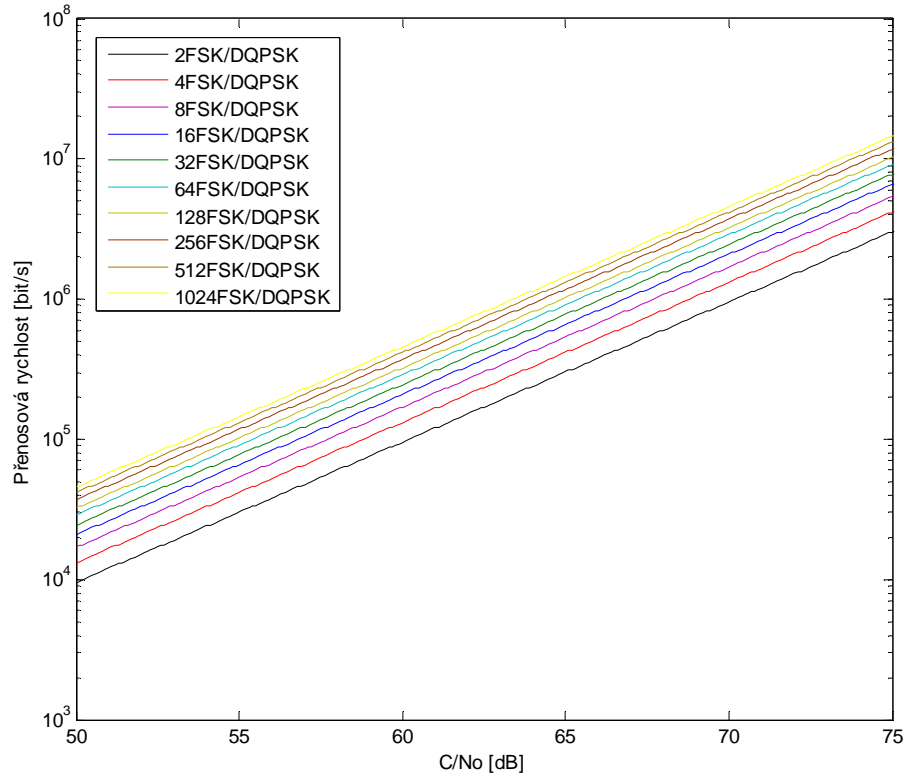


**Obr. 23** Detailnější rozbor chybovosti hybridní modulace na navrženém modulátoru/demodulátoru.

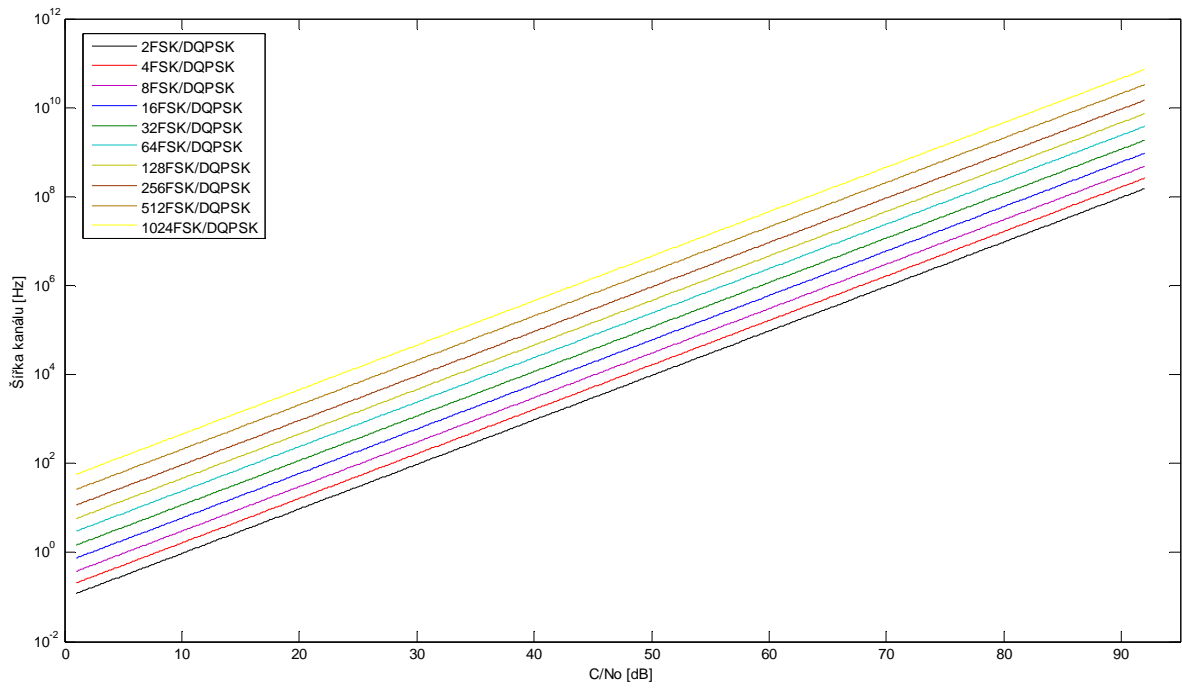


**Obr. 24** Přenosové rychlosti hybridních modulací při rozsahu kvality signálu  $C/N_0$  od 1 dB do 50 dB pro požadovanou chybovost  $BER=10^{-5}$  bez omezení šířky rádiového kanálu.

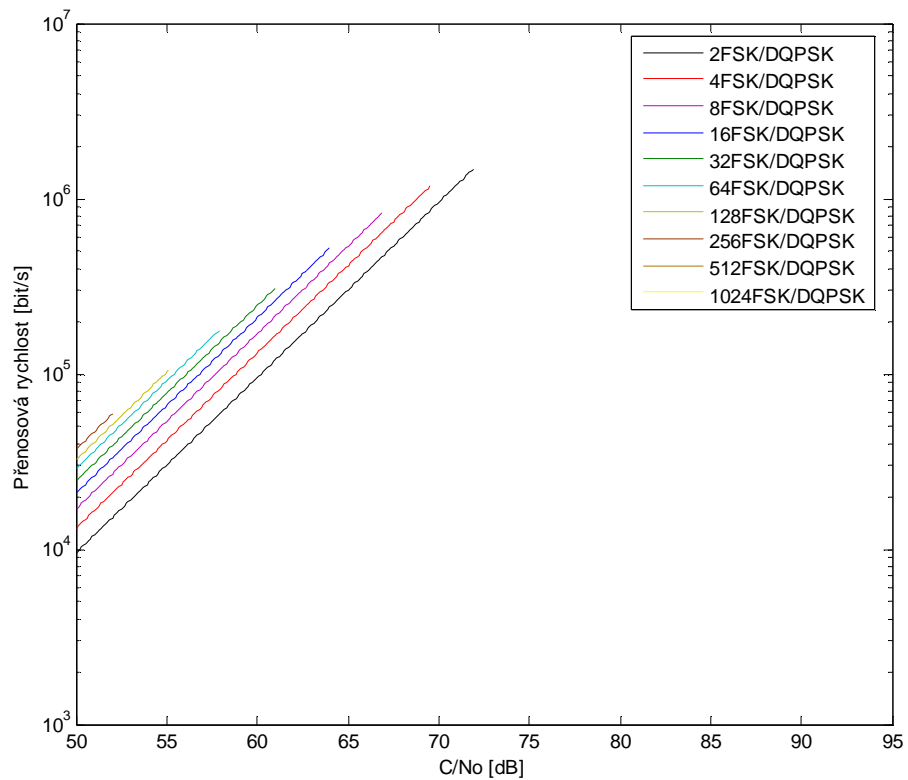
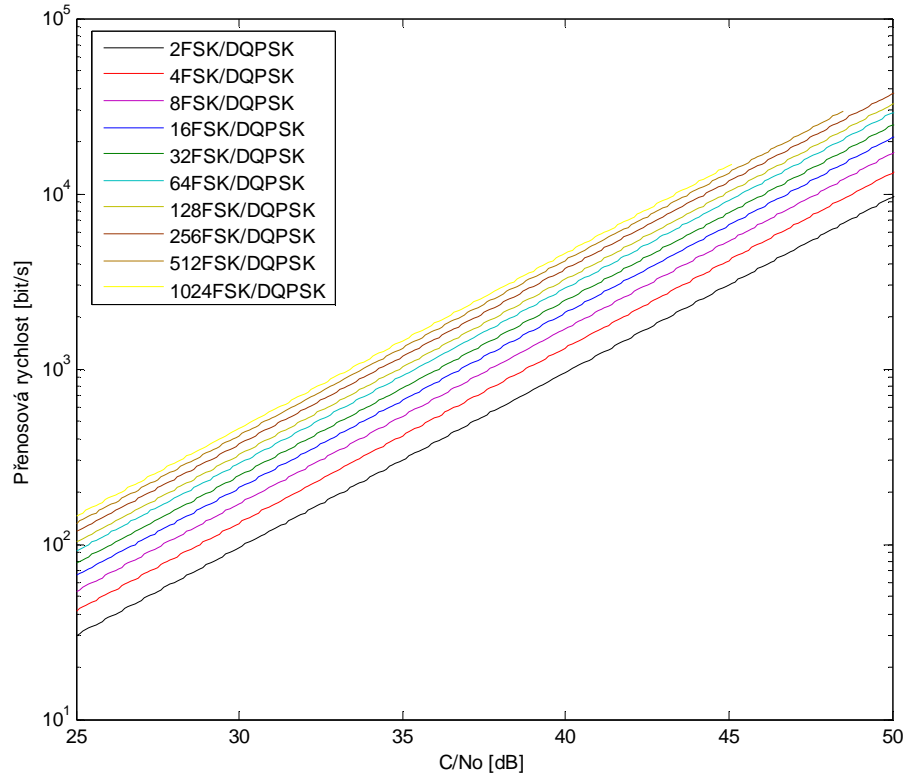




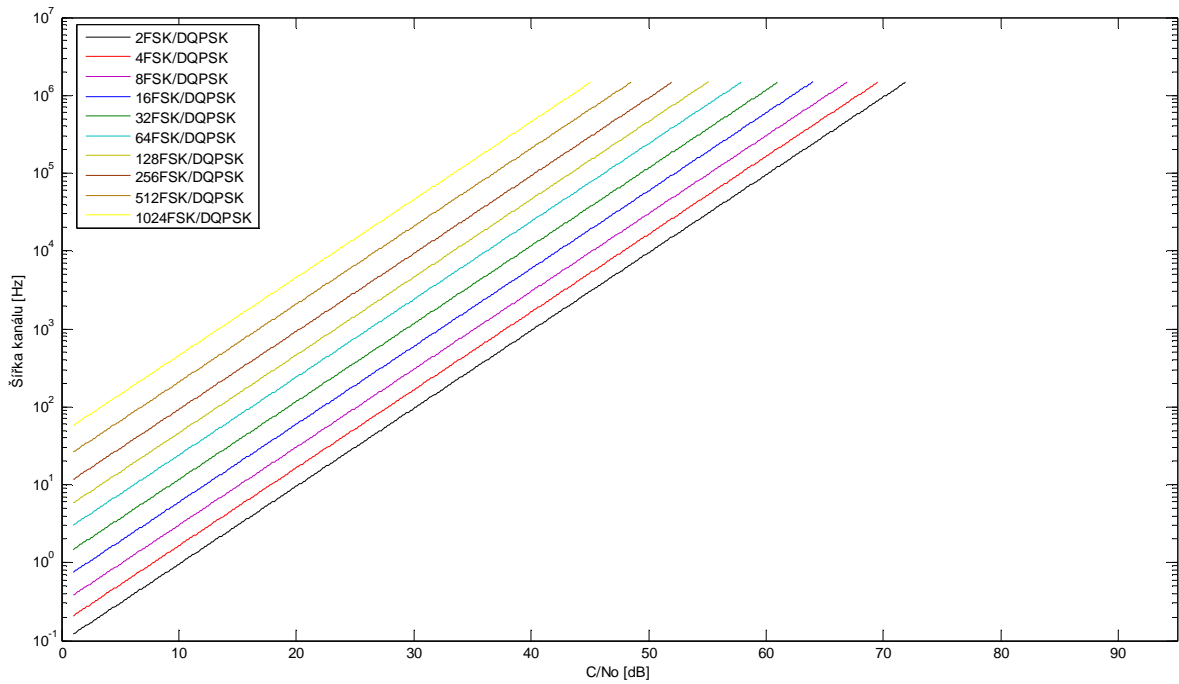
**Obr. 25** Přenosové rychlosti hybridních modulací při rozsahu kvality signálu  $C/N_0$  od 50 dB do 92 dB pro požadovanou chybovost  $BER=10^{-5}$  bez omezení šířky rádiového kanálu.



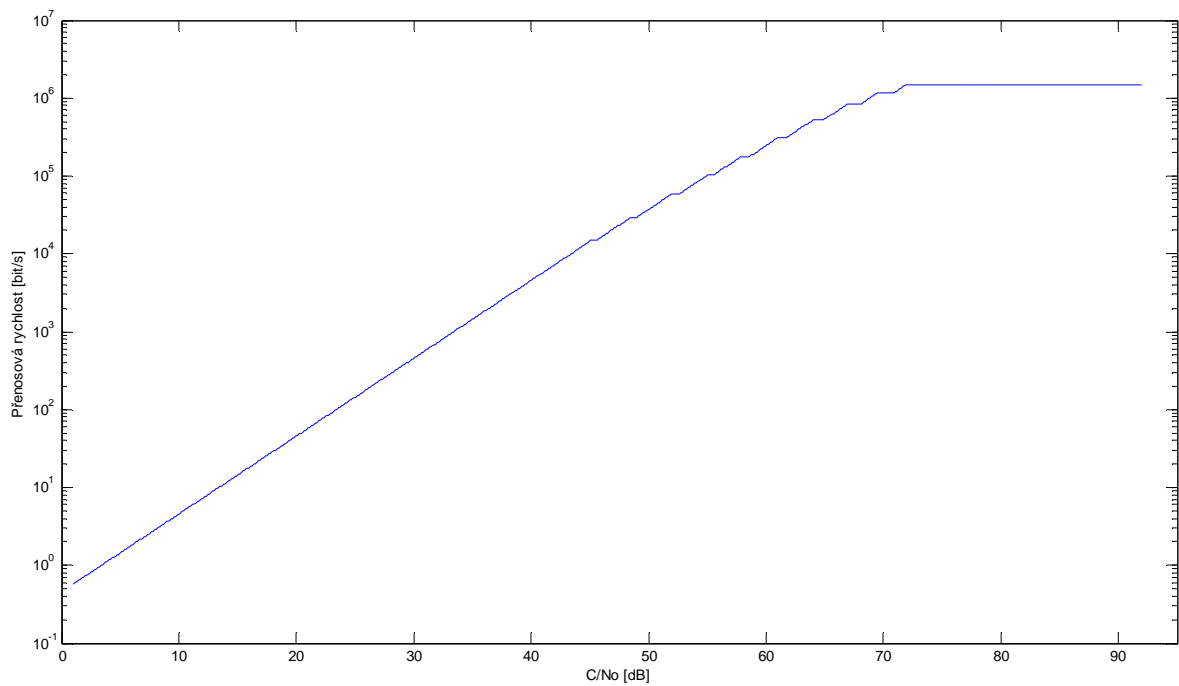
**Obr. 26** Požadovaná šířka rádiového kanálu pro uvedené přenosové rychlosti hybridních modulací v rozsahu kvality signálu  $C/N_0$  od 1 dB do 92 dB.



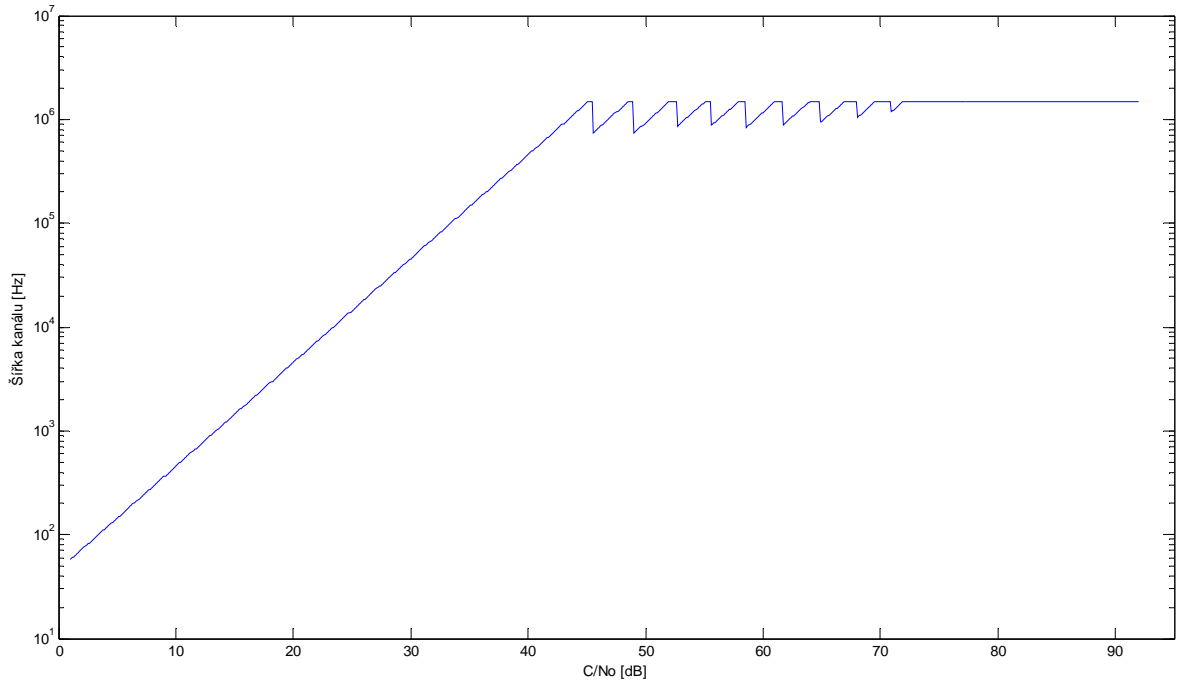
**Obr. 27** Přenosové rychlosti hybridních modulací pro požadovanou chybovost  $BER=10^{-5}$  s omezením šířky rádiového kanálu na 1,5 MHz.



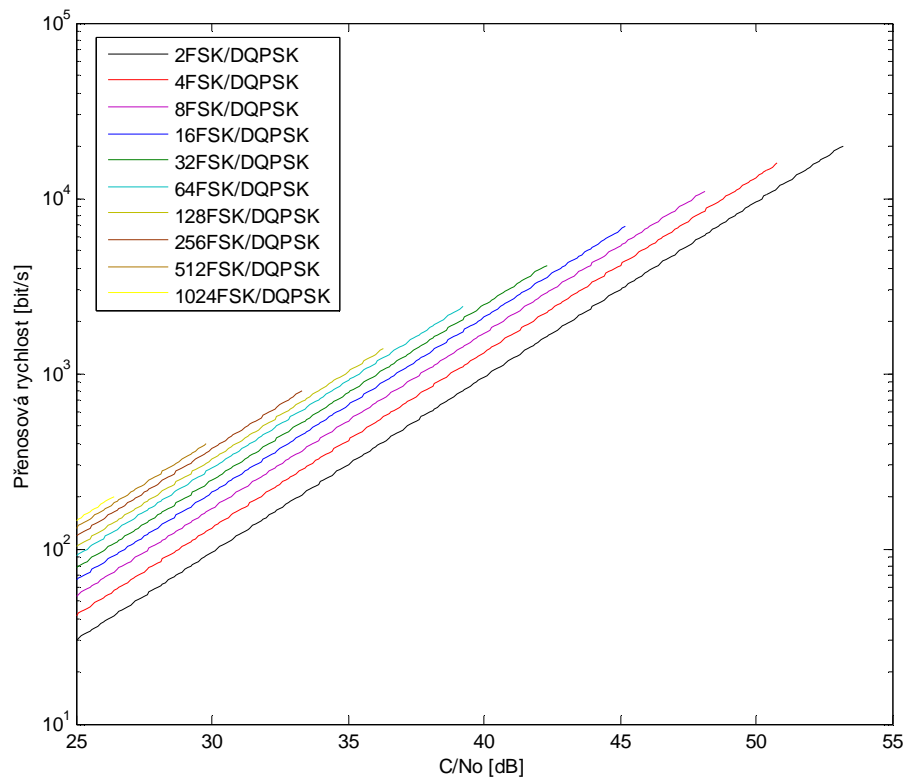
**Obr. 28** Požadovaná šířka rádiového kanálu pro přenosové rychlosti hybridních modulací z obr. 27 s limitem maximální šířky 1,5 MHz.



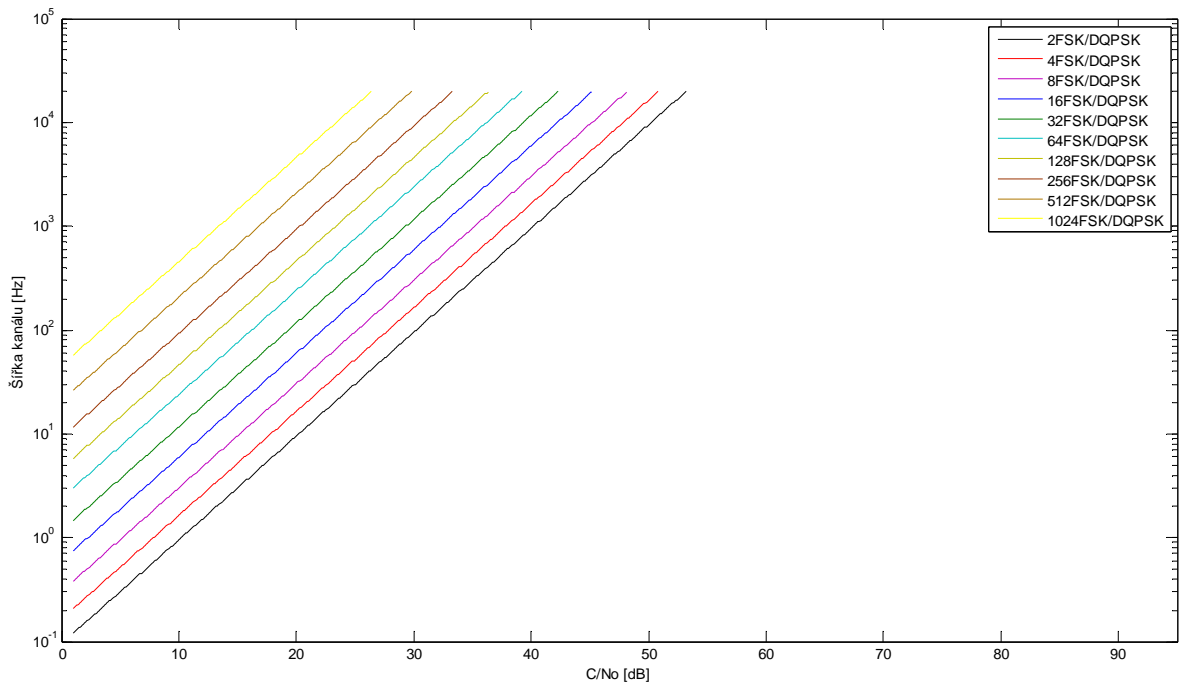
**Obr. 29** Křivka přenosových rychlostí hybridních modulací při jejich optimálním přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 1,5 MHz.



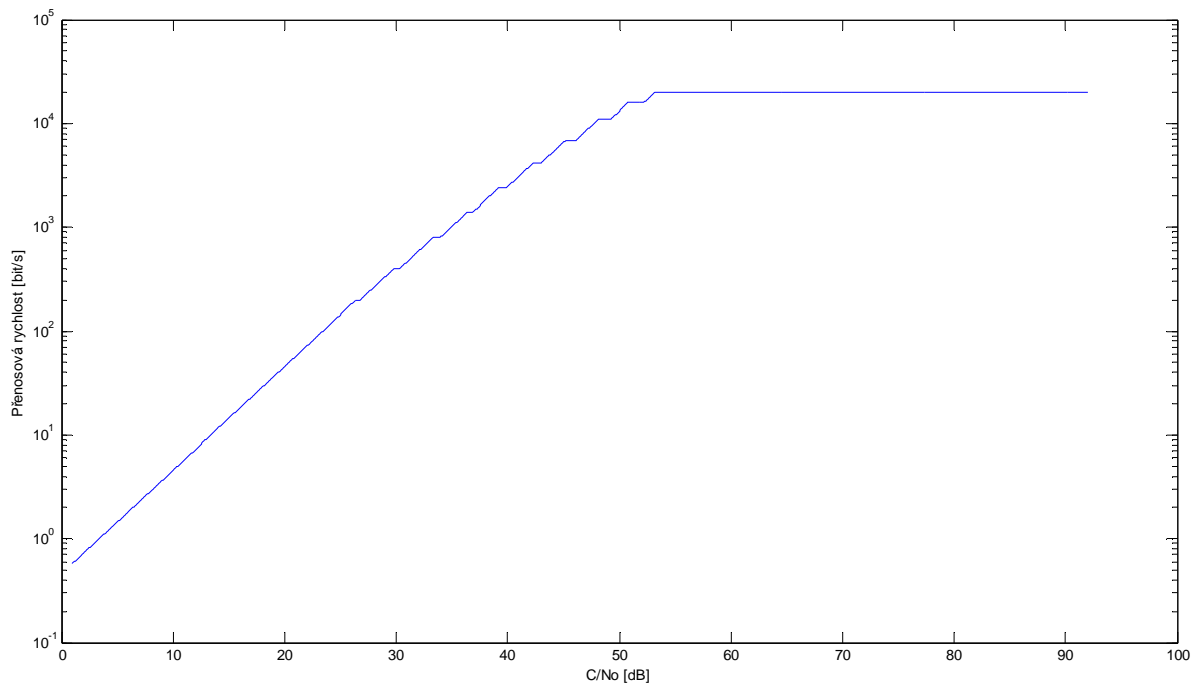
**Obr. 30** Křivka požadované šířky rádiového kanálu pro hybridní modulace při jejich optimálním přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 1,5 MHz.



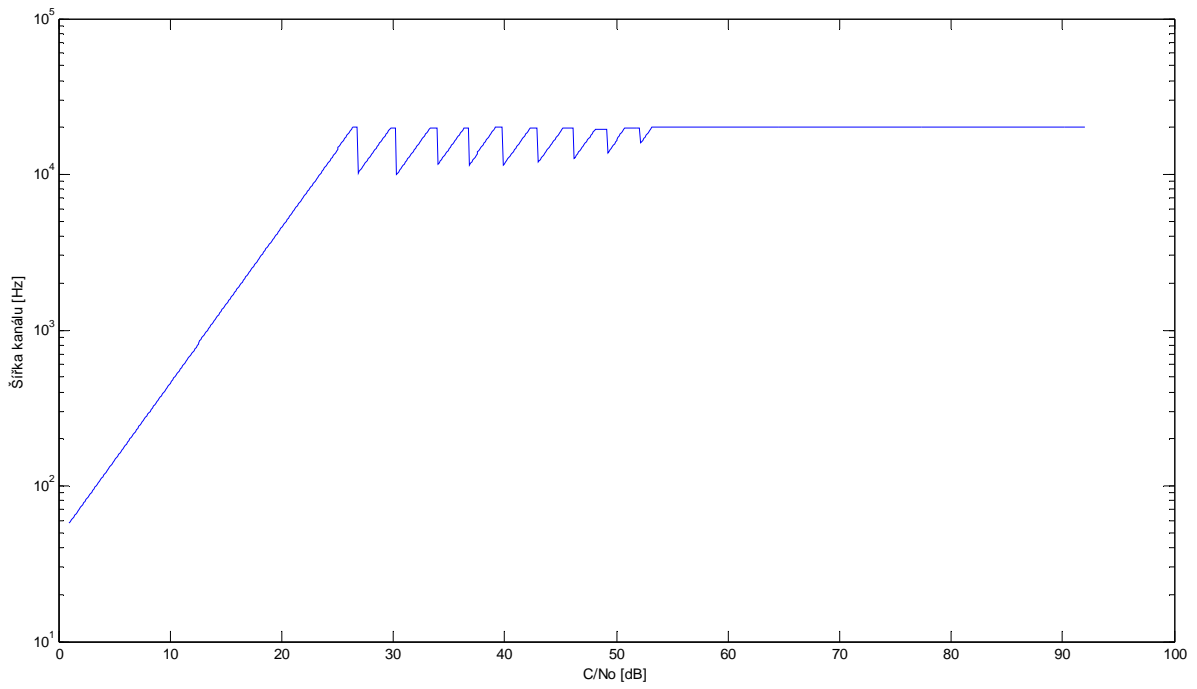
**Obr. 31** Přenosové rychlosti hybridních modulací pro požadovanou chybovost  $BER=10^{-5}$  s omezením šířky rádiového kanálu na 20 kHz.



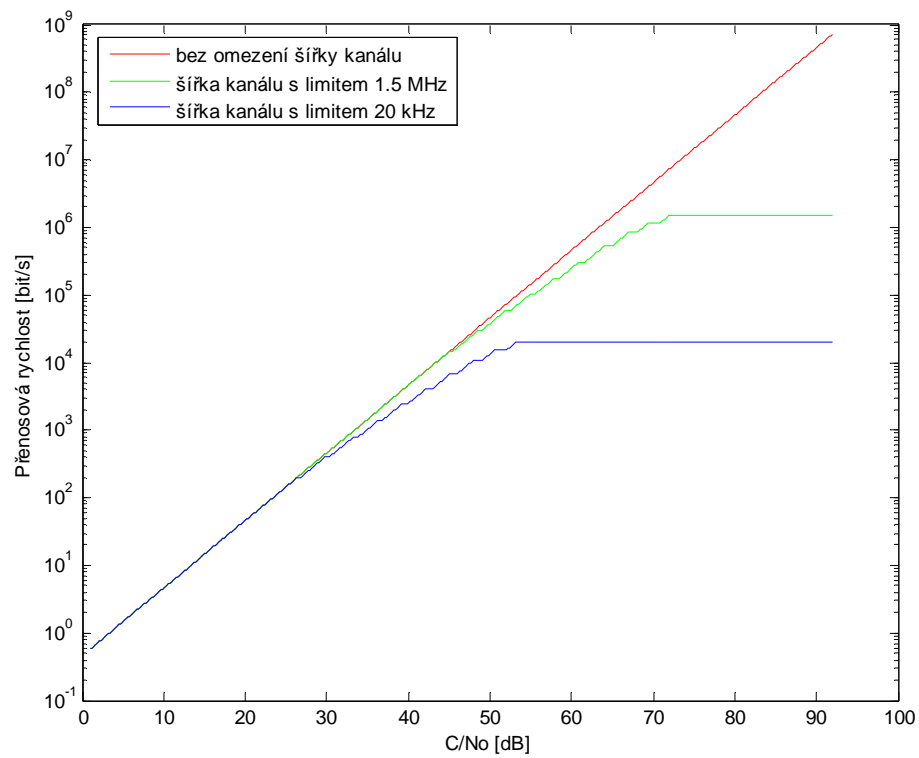
**Obr. 32** Požadovaná šířka rádiového kanálu pro přenosové rychlosti hybridních modulací z obr. 31 s limitem maximální šířky 20 kHz.



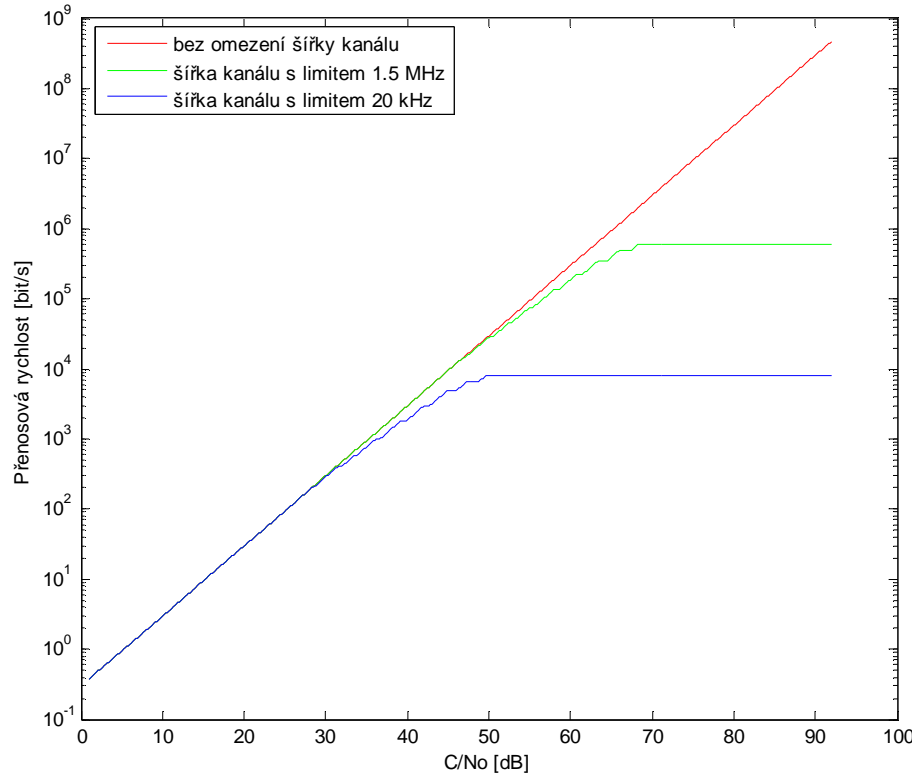
**Obr. 33** Křivka přenosových rychlostí hybridních modulací při jejich přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 20 kHz.



**Obr. 34** Křivka požadované šířky rádiového kanálu pro hybridní modulace při jejich přepínání mezi 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK při limitu šířky rádiového kanálu 20 kHz.

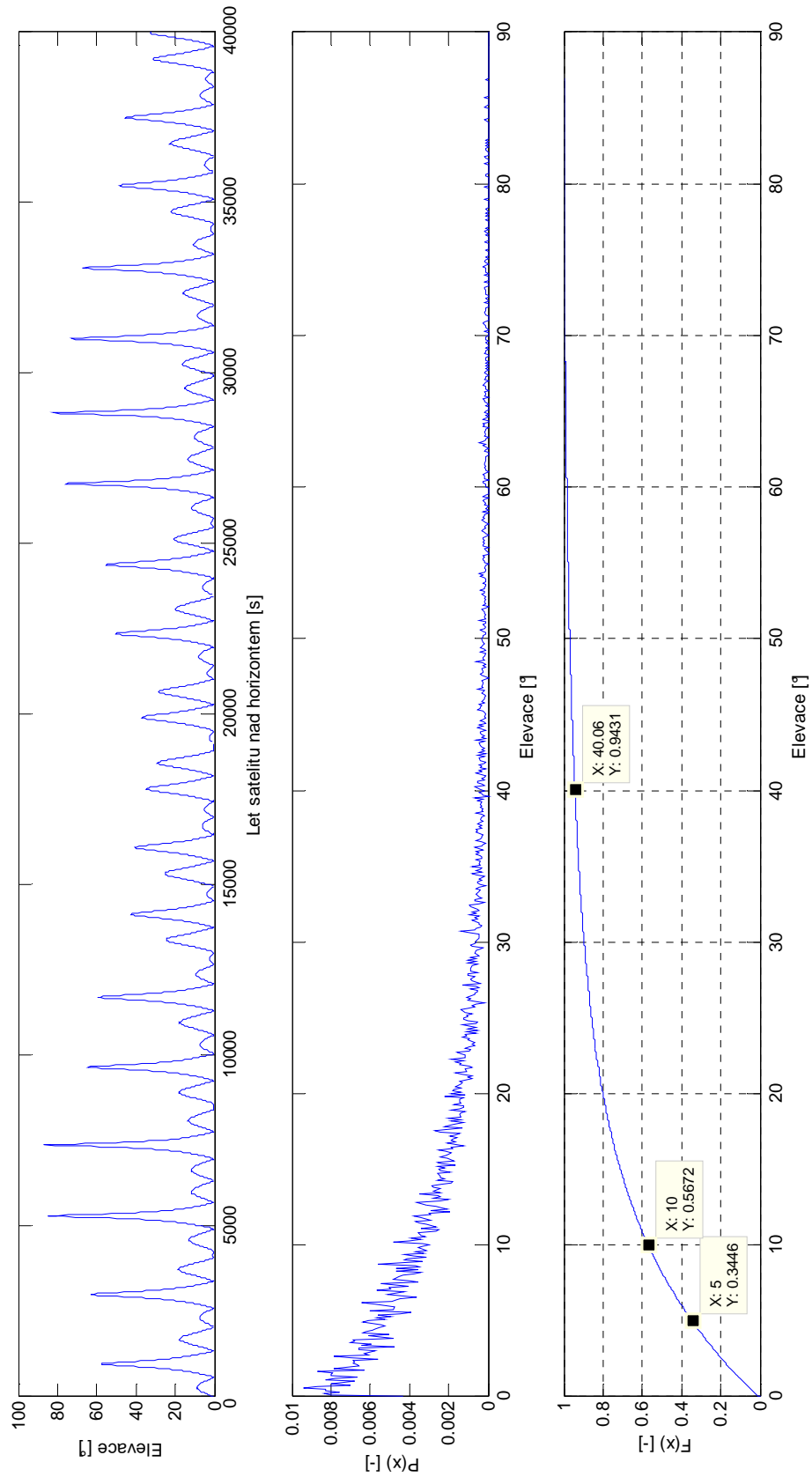


**Obr. 35** Dopad limitu šířky rádiového kanálu při přepínání hybridních modulací 1024FSK/DQPSK až 2FSK/DQPSK.

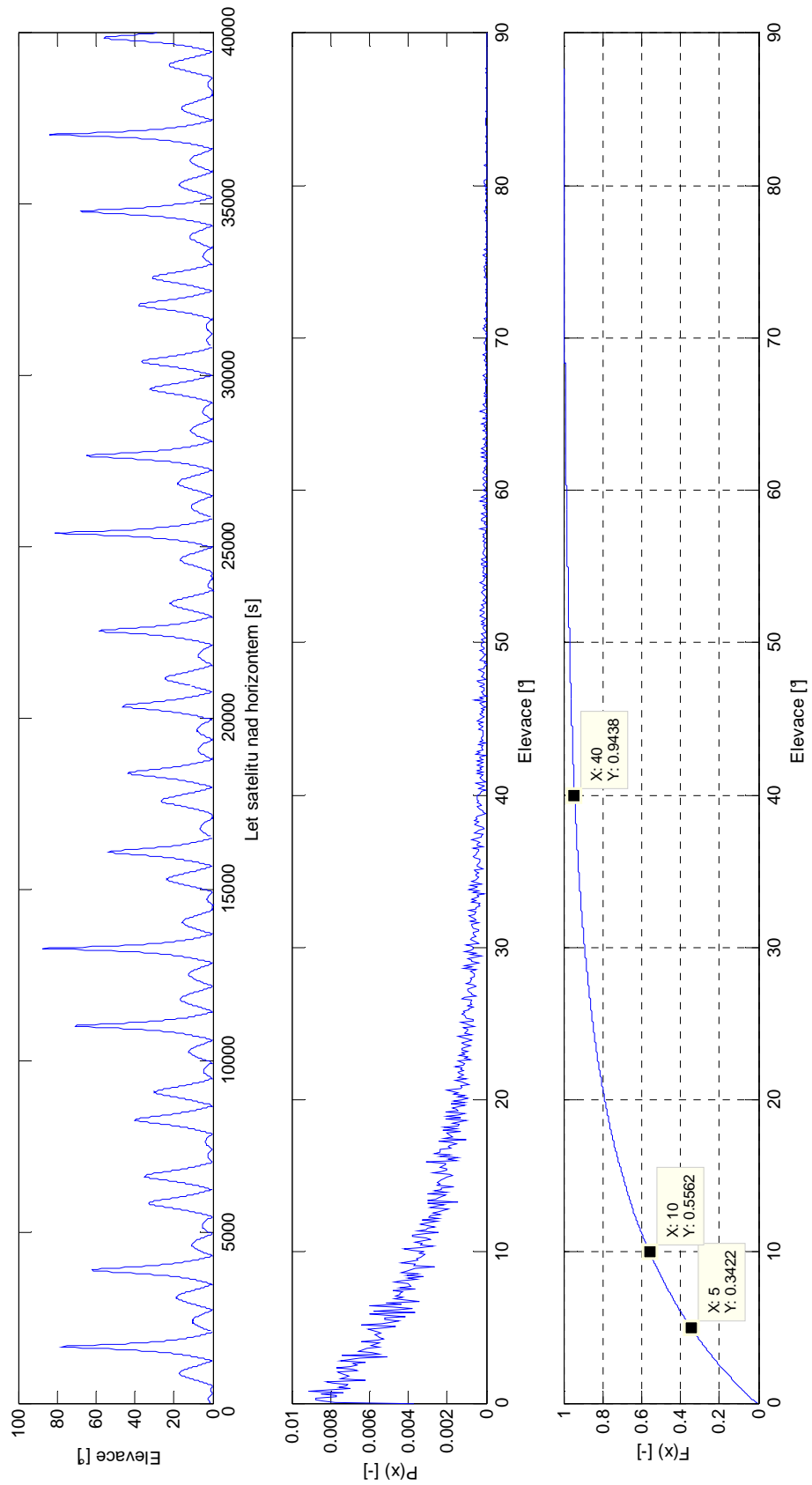


**Obr. 36** Dopad limitu šířky rádiového kanálu při přepínání konvenčních modulací 1024FSK až 2FSK.

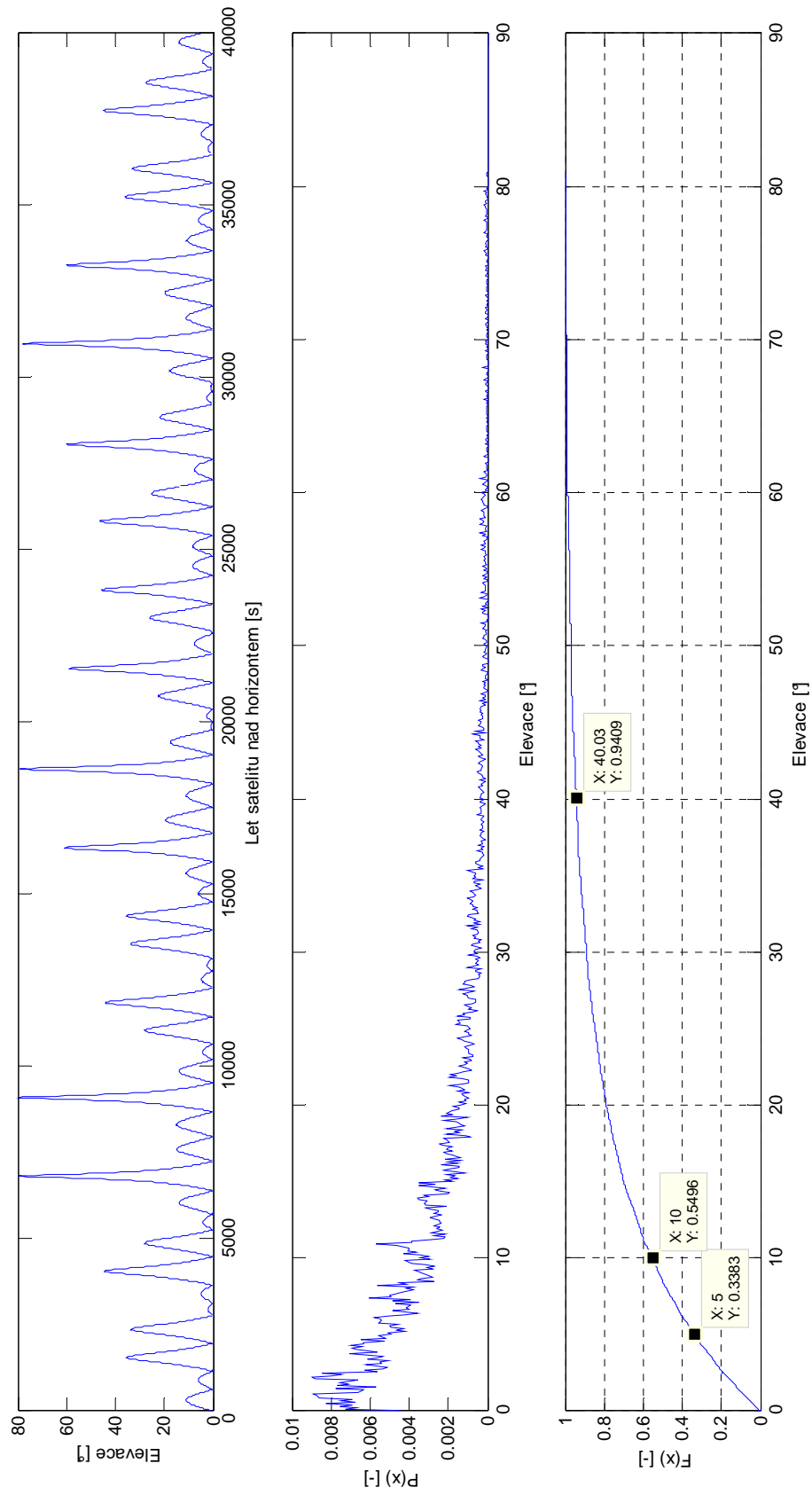




**Obr. 37** Statistické zpracování přeletů pikosatelitu AAUSat II nad pozemní stanicí v Plzni.



**Obř. 38** Statistické zpracování přeletů pikosatelitu SwissCube nad pozemní stanicí v Plzni.



**Obr. 39** Statistické zpracování přeletů pikosatellitu BeeSat nad pozemní stanicí v Plzni.

## Seznam publikací

- [1] **Veřtát, Ivo.** Chaos - alternativa k pseudonáhodným posloupnostem v komunikačních systémech s rozproštěným spektrem. In *Elektrotechnika a informatika. Část 2., Elektronika*. V Plzni : Západočeská univerzita , 2005. s. 141-144. ISBN: 80-7043-374-4.
- [2] **Veřtát, Ivo.** Discrete time chaotic sequences generation and comparison to Gold code. In *Elektrotechnika a informatika 2006., Elektronika*. V Plzni : Západočeská univerzita, 2006. s. 137-140. ISBN: 80-7043-473-2.
- [3] **Veřtát, Ivo.** Frequency and correlation properties comparisons of pseudorandom sequences and derived chaotic sequences. In *Vršov 2006*. Brno : Vysoké učení technické, 2006. s. 208-211. ISBN: 80-214-3247-0.
- [4] **Veřtát, Ivo.** Historie, současnost a budoucnost družicové lokalizace, lokalizace v síti GSM. In *Elektrotechnika a informatika 2004*. Plzeň : Západočeská univerzita, 2004. s. 133-136. ISBN: 80-7043-299-3.
- [5] **Veřtát, Ivo; Stifter, Jiří; Linhart, Richard; Sosnová, Radka.** Příprava studentského projektu - senzorový a komunikační systém počítačem řízených halových modelů vzducholodí. In *Elektrotechnika a informatika 2007. Část 2., Elektronika* . V Plzni : Západočeská univerzita, 2007, s. 121-124. ISBN: 978-80-7043-571-7.
- [6] **Veřtát, Ivo; Hrouda, Jaroslav; Hofman, Jaroslav.** Spectrolab Triangular Solar Cell Evaluation for Usage in PilsenCUBE Picosatellite. In *2010 International Conference on Applied Electronics*. Pilsen : University of West Bohemia, 2010. s. 363-366. ISBN: 978-80-7043-865-7.
- [7] **Veřtát, Ivo.** Tvorba pseudonáhodných posloupností ze signálů chaotických generátorů. *Slaboproudý obzor*. 2007, 1-2, s. 24-29. ISSN 0037-668X.
- [8] **Stifter, Jiří; Veřtát, Ivo.** CDMA2000 Terminal Test Report - Analysis of speech quality. *Diagnostika a ověřování kvality hlasové služby koncových terminálů*, ZČU Plzeň : MobilKom, a.s., 2008.
- [9] **Veřtát, Ivo; Matoušů, Martin.** Design of Magnetic Stabilization Coils for PilsenCUBE Picosatellite. In *2011 International Conference on Applied Electronics*. Pilsen : University of West Bohemia, 2011.

Aktuálně podáno k recenzním řízení:

- [10] **Voborník, Aleš; Veřtát, Ivo.** Radiační odolnost pikosatelitů. *Slaboproudý obzor*. 2011.
- [11] **Veřtát, Ivo, et al.** Picosatellite project at the University of West Bohemia. In *5th Nano and picosatellite workshop in Würzburg*. Würzburg : [s.n.], 2011.
- [12] **Veřtát, Ivo, et al.** Solar cells for PilsenCUBE picosatellite. In *5th Nano and picosatellite workshop in Würzburg*. Würzburg : [s.n.], 2011.

Články v přípravě pro časopis Radioengineering:

M-FSK/DQPSK modulations for CubeSat picosatellites

Common CubeSat radio link budget – its ineffectiveness and channel capacity usage

## Seznam grantů

- [1] Převzetí řešitelství: FRVŠ F1 a 1924/2011 - Inovace laboratorní výuky v oblasti hodnocení kvality zpracování a přenosu obrazové informace.
- [2] Řešitel: FRVŠ F1 a 1007/2009 - Vytvoření praktické laboratorní výuky pro předmět Navigační a komunikační systémy.
- [3] Spoluřešitel: GAČR 102/09/0455 (rok řešení 2009 až 2011) - Energeticky úsporná platforma pro experimentální výzkum na bázi pikosatelitů.
- [4] Spoluřešitel: FRVŠ A 1051/2008 - Vybudování nových experimentálních pracovišť pro mikrovlnná vektorová měření a analýzu radiokomunikačních systémů.
- [5] Řešitel: FRVŠ G1 494/2006 - Realizace výukového číslicového bloku softwarově definovaného rádia v programovatelných logických obvodech.
- [6] Řešitel: FRVŠ F1 a 1415/2006 - Inovace předmětu Radiotechnika zavedením technických prostředků pro ukázky a měření v oblasti moderních radiokomunikačních systémů.
- [7] Řešitel: GPU Panasonic 2006 - Příprava bakalářských a diplomových projektů digitálního zpracování signálů velkoplošných zobrazovacích videostěn.
- [8] Řešitel: GPU Panasonic 2008 - Inovace monitorovací stanice systému GPS pro potřeby výuky navigačních a komunikačních systémů.
- [9] Řešitel: SGS 2010/2011 – studentský grantový systém - Provozování superkapacitorů za kritických provozních podmínek v kosmických aplikacích se zkrácenou životností.

### Aktuálně podané přihlášky:

- [10] Spoluřešitel: GAČR P102/12/1406 – Efektivní metody pro zjištění a změnu prostorové orientace pikosatelitů.
- [11] Řešitel: FRVŠ F1 a 2012 - Inovace laboratorní výuky předmětu Radioelektronické systémy v oblasti měření nové generace digitálního televizního vysílání.

## **Zkrácený profesní životopis**

**Ing. Ivo Veřtát** – narozen v roce 1980, v roce 1999 absolvovalo studium na Středním odborném učilišti spojů v Táboře – obor Spotřební elektronika, v roce 2004 získán titul Ing. na FEL ZČU v Plzni, od téhož roku doktorské studium programu Elektronika na FEL ZČU v Plzni. Od roku 2007 zaměstnancem katedry Aplikované elektroniky a telekomunikací FEL ZČU v Plzni.

### **Odborné působení v oblastech:**

radioelektronika (zpracování signálů v radiotechnice, technologie softwarově definovaného rádio, rádiové určování polohy, chaotické pseudonáhodné posloupnosti), televizní technika (měření v oblasti parametrů televizní techniky, hodnocení kvality obrazu, číslicové zpracování videosignálů, stereoskopické technologie), modelování a simulace (modelování a algoritmizace v prostředí Matlab)

### **Výuka v předmětech:**

Základy sdělovací techniky, Úvod do sdělovací techniky, Rádiové určování polohy, Navigační a komunikační systémy, Televizní, rozhlasová a multimediální technika, Audiovizuální technika, Radioelektronické systémy

### **Grantové zaměření:**

oblast měření v televizní a rádiové technice, oblast softwarově definovaného rádia a číslicového zpracování signálů, od roku 2009 směřování do oblasti satelitní techniky v návaznosti na GAČR projekt „Energeticky úsporná platforma pro experimentální výzkum na bázi pikosatelitů“.

# Seznam elektronických příloh práce

## 1. Adresář „Energetická bilance“

- soubor propa.dll, propa.h, propa.i (dynamická knihovna funkcí pro výpočet šíření elektromagnetických vln atmosférou dle doporučení organizace ITU)
- soubor SpaceLink.m (výpočet komunikační vzdálenosti a útlumu volného prostředí v závislosti na elevaci od 0° do 90° pro zadaný kmitočet)
- soubor utlum\_absorpci\_atmosfery.m (výpočet útlumu absorpcí v plynech atmosféry s korekcí skutečné délky dráhy pro nízké elevace)
- soubor utlum\_destem.m (výpočet útlumu absorpcí v dešti a oblačnosti pro meteorologické údaje platné pro Plzeň)
- soubor troposcintilace.m (výpočet troposférických scintilací pro elevace větší než 4° a elevace menší než 5°)
- adresář ionoscintilace (konfigurační soubory a soubory s výsledky ionosférických scintilací počítaných programem GISM, uvolněném organizací ITU)
- soubor antena.m (výpočet vyzářovacího diagramu ideální dipólové antény a maximální hloubka poklesu v 95 % doby volné rotace)
- soubor cno.m (grafické zobrazení vypočítaného rozsahu C/N0 pro jednotlivé scénáře, zahrnující do různé míry atmosférické, troposférické, ionosférické a další jevy)
- soubor draha.m (výpočet korekce pro určení skutečné délky dráhy signálu oproti aproximaci kosekantem elevačního úhlu)
- soubor stat\_elev.m (výpočet statistik výskytu satelitů v určitých elevacích ze souborů orbity1.mat, orbity2.mat, orbity3.mat se záznamy přeletů pikosatelitů)

## 2. Adresář „Modulace“

- adresář mfsk\_dqpsk (soubory s funkcemi hybridního modulátoru fskpsk.m, hybridního demodulátoru fskpskdem.m, soubor s testováním chybovosti hybridních modulátorů berautomat.m, soubor pro zobrazení uložených výsledků shrnutí.m)
- adresář adaptace (soubor rychlosti\_MFSK.m s výsledky přenosových rychlostí při přepínání modulací M-FSK a soubor rychlosti\_MFSK\_DQPSK.m s výsledky přenosových rychlostí při přepínání hybridních modulací M-FSK/DQPSK)

## 3. Adresář „PilsenCUBE“

- soubory s technickými nákresey pikosatelitu PilsenCUBE