



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ANALÝZA ODOLNOSTI DIGITÁLNÍCH MODULACÍ VŮČI RŮZNÝM TYPŮM RUŠENÍ

ANALYSIS OF DIGITAL MODULATION ROBUSTNESS AT VARIOUS TYPES OF INTERFERENCE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Tomáš Uher

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Anna Kubánková, Ph.D.

BRNO 2017



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Teleinformatika**
Ústav telekomunikací

Student: Tomáš Uher

ID: 133893

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Analýza odolnosti digitálních modulací vůči různým typům rušení

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte principy digitálních modulací ASK, FSK, PSK a QAM. Seznamte se se zpracováním signálů v programu Matlab. Vytvořte modulátor a demodulátor pro každý druh modulací. Seznamte se s existujícími druhy rušení v bezdrátovém kanálu. V programu Matlab vytvořte přenosový kanál s různými druhy rušení. Analyzujte odolnost různých typů modulací vůči rušení při přechodu signálu přes navržený kanál. Výsledky prezentujte pomocí grafů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] INGLE, Vinay K. a John G. PROAKIS. 2011. Digital Signal Processing Using MATLAB. Cengage Learning. ISBN 978-1111427375.
- [2] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD. 2006. Moderní radiotechnika. Praha: BEN. ISBN 8073001322.

Termín zadání: 1. 2. 2017

Termín odevzdání: 6. 8. 2017

Vedoucí práce: Ing. Anna Kubánková, Ph.D.

Konzultant:




prof. Ing. Jiří Mišurec, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce stručně popisuje základní typy modulačních technik určených pro přenos binárního signálu. V první části shrnuje výhody i nevýhody použití jednotlivých modulačních technik a představuje možné způsoby modulace a demodulace. V praktické části jsou představeny možnosti prostředí programu MATLAB a jeho použití pro měření bitové chybovosti. Zvolené digitální modulace jsou testovány pro Gaussův, Riceův a Rayleighův přenosový kanál. Závěr práce se zabývá porovnáním teoretických a naměřených závislostí a celkovým zhodnocením.

Klíčová slova

Digitální modulace, vícestavové diskrétní modulace, ASK, FSK, PSK, 16QAM, Bitová chybovost, Aditivní Bílý Gaussův šum, Rayleighův kanál, Riceův kanál

Abstract

This bachelor thesis concisely describes essential type of modulation technique for transmission of binary signal. In first part there are summarized advantages and disadvantages for each described modulation technique. There are described proceeding of modulation and demodulation too. Selected digital modulations are tested for Gaussian, Rice and Rayleigh transmission channels. In final part there are compared theoretical and measured values and summarized analysis.

Keywords

Digital modulations, multistate discrete modulations, ASK, FSK, PSK, 16QAM, Bit Error Rate, Additive White Gaussian Noise, Rayleigh channel, Rice channel

UHER, T. *Analýza odolnosti digitálních modulací vůči různým typům rušení*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 59 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Anna Kubánková, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Analýza odolnosti digitálních modulací vůči různým typům rušení“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucí bakalářské práce Ing. Anně Kubánkové Ph.D., za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady a podnětné návrhy při zpracování bakalářské práce.

V Brně dne

.....
podpis autora

Výzkum popsáný v této bakalářské práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem Centrum sensorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace

Obsah

Seznam obrázků.....	7
Seznam tabulek.....	8
ÚVOD.....	9
1. DIGITÁLNÍ MODULACE.....	10
1.1 Základní dělení digitálních modulací.....	11
1.2 Základní modulace.....	14
1.2.1 Modulace ASK.....	14
1.2.2 Modulace FSK.....	17
1.2.3 Modulace BPSK.....	21
1.2.4 Modulace QPSK.....	23
1.2.5 Modulace 8-PSK.....	26
1.2.6 Modulace 16-QAM.....	28
2. PARAMETRY DIGITÁLNÍCH MODULACÍ.....	31
3. PŘENOSOVÝ KANÁL A RUŠENÍ.....	35
3.1 Gaussův kanál.....	36
3.1.1 Výsledky simulací jednotlivých modulací.....	37
3.1.2 Shrnutí výsledků pro Gaussův kanál.....	41
3.2 Riceův kanál.....	42
3.2.1 Výsledky simulací.....	43
3.2.2 Shrnutí výsledků.....	47
3.3 Rayleighův kanál.....	51
3.3.1 Výsledky simulací.....	52
3.3.2 Shrnutí výsledků.....	55
ZÁVĚR.....	57
Seznam použité literatury.....	58
Seznam symbolů a zkratek.....	59

Seznam obrázků

Obrázek 1.1 Rozdělení digitálních modulací podle druhů obálek	14
Obrázek 1.2 Časový průběh modulace ASK	15
Obrázek 1.3 Časový průběh modulace ASK ve variantě OOK	16
Obrázek 1.4 Modulátor OOK ASK.....	16
Obrázek 1.5 Demodulátor ASK	17
Obrázek 1.6 Modulátor FSK s nespojitou fází	18
Obrázek 1.7 Spojitý modulátor FSK	19
Obrázek 1.8 Časový průběh modulace FSK.....	19
Obrázek 1.9 Nekoherentní demodulátor FSK	20
Obrázek 1.10 Koherentní demodulátor FSK.....	20
Obrázek 1.11 Konstelační diagram BPSK	21
Obrázek 1.12 Časový průběh modulace BPSK.....	22
Obrázek 1.13 Modulátor BPSK.....	22
Obrázek 1.14 Koherentní demodulátor PSK.....	23
Obrázek 1.15 Konstelační diagramy a) 4PSK b) QPSK	24
Obrázek 1.16 Modulátor QPSK.....	24
Obrázek 1.17 Časový průběh modulace QPSK.....	25
Obrázek 1.18 Demodulátor QPSK.....	25
Obrázek 1.19 Varianty konstelačních diagramů 8-PSK.....	26
Obrázek 1.20 Modulátor 8-PSK	26
Obrázek 1.21 Časový průběh modulace 8-PSK.....	27
Obrázek 1.22 Demodulátor 8-PSK.....	28
Obrázek 1.23 Konstelační diagram 16-QAM	28
Obrázek 1.24 Modulátor M-QAM	29
Obrázek 1.25 Časový průběh modulace 16-QAM	29
Obrázek 1.26 Demodulátor M-QAM.....	30
Obrázek 3.1 Schéma přenosového kanálu.....	35
Obrázek 3.2 Schéma Gaussova přenosového kanálu	36
Obrázek 3.3 Bitová chybovost modulace ASK v přenosovém kanálu AWGN	38
Obrázek 3.4 Bitová chybovost modulace BPSK v přenosovém kanálu AWGN.....	39
Obrázek 3.5 Bitová chybovost modulace FSK v přenosovém kanálu AWGN.....	39
Obrázek 3.6 Bitová chybovost modulace FSK v přenosovém kanálu AWGN.....	40
Obrázek 3.7 Bitová chybovost modulace 8PSK v přenosovém kanálu AWGN	40
Obrázek 3.8 Bitová chybovost modulace 16-QAM v přenosovém kanálu AWGN....	41
Obrázek 3.9 Srovnání BER simulovaných modulací v přenosovém kanálu AWGN. 41	
Obrázek 3.10 Schéma Riceova kanálu.....	43
Obrázek 3.11 Bitová chybovost modulace ASK pro Riceův kanál.....	44
Obrázek 3.12 Bitová chybovost modulace BPSK pro Riceův kanál	45
Obrázek 3.13 Bitová chybovost modulace FSK pro Riceův kanál	45
Obrázek 3.14 Bitová chybovost modulace QPSK pro Riceův kanál	46
Obrázek 3.15 Bitová chybovost modulace QPSK pro Riceův kanál	46
Obrázek 3.16 Bitová chybovost modulace 16-QAM pro Riceův kanál	47
Obrázek 3.17 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při $K=1$...	47

Obrázek 3.18 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při $K=2$...	48
Obrázek 3.19 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při $K=5$...	48
Obrázek 3.20 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při $K=10$	49
Obrázek 3.21 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při $K=20$	49
Obrázek 3.22 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při $K=30$	50
Obrázek 3.23 Schéma Rayleighova kanálu.....	52
Obrázek 3.24 Bitová chybovost modulace ASK pro Rayleighův kanál.....	53
Obrázek 3.25 Bitová chybovost modulace BPSK pro Rayleighův kanál.....	53
Obrázek 3.26 Bitová chybovost modulace FSK pro Rayleighův kanál.....	54
Obrázek 3.27 Bitová chybovost modulace QPSK pro Rayleighův kanál.....	54
Obrázek 3.28 Bitová chybovost modulace 8PSK pro Rayleighův kanál.....	55
Obrázek 3.29 Bitová chybovost modulace 16-QAM pro Rayleighův kanál.....	55
Obrázek 3.30 Srovnání BER simulovaných modulací pro Rayleighův kanál.....	56

Seznam tabulek

Tabulka 1 Vyjádření signálových prvků konstelačního diagramu modulace 8PSK	27
Tabulka 2 Parametry simulace pro Gaussův kanál.....	37
Tabulka 3 Hodnoty bitové chybovosti modulací pro Gaussův kanál.....	42
Tabulka 4 Parametry simulace pro Riceův kanál.....	44
Tabulka 5 Hodnoty bitové chybovosti modulací pro Riceův kanál.....	51
Tabulka 6 Parametry simulace pro Rayleighův kanál.....	52
Tabulka 7 Hodnoty bitové chybovosti modulací pro Rayleighův kanál.....	56

ÚVOD

Potřeba komunikačních technologií o stále vyšších přenosových rychlostech a vyšší spolehlivosti přenosu informací nasměrovala vývoj v telekomunikačních systémech k digitálním metodám zpracování signálu, tzv. digitálním modulacím. Pojem digitální modulace v sobě sdružuje modulace, u kterých je modulačním signálem digitální signál nabývající konečného počtu stavů. Tento signál poté moduluje nosnou vlnu, která je obvykle sinusového typu. V závislosti na tom, který ze tří základních parametrů nosné vlny je ovlivňován (amplituda, frekvence, fáze) rozlišujeme tři základní druhy digitálních modulací.

V první části bakalářské práce je popsáno základní dělení digitálních modulací. Jedná se o dělení digitálních modulací na dvoustavové a vícestavové. Další část kapitoly se pak věnuje jednotlivým představitelům digitálních modulací. Mezi nejnámější digitální modulace patří modulace s amplitudovým klíčováním ASK (Amplitude Shift Keying), modulace s frekvenčním klíčováním FSK (Frequency Shift Keying), modulace s fázovým klíčováním (Phase Shift Keying) a kvadraturní amplitudové modulace QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Pro popsání zástupce digitálních modulací byly vytvořeny programy simulující modulaci a zpětnou demodulaci.

Ve druhé kapitole jsou rozebrány parametry digitálních modulací. Jedná se o přenosovou rychlost, modulační rychlost, energetickou účinnost, spektrální účinnost, symbolovou chybovost, a především o normalizovaný poměr signál-šum a bitovou chybovost, které jsou klíčovými parametry pro posouzení odolnosti digitálních modulací vůči různým typům rušení.

Třetí část bakalářské práce se věnuje problematice vzniku a vlivu rušení na modulovaný signál v přenosovém kanále. Pro simulaci byl zvolen Gaussův, Rayleighův a Riceův přenosový kanál. Vybrané druhy rušení jsou simulovány v prostředí programu MATLAB. Hlavním výstupem této kapitoly jsou výsledky simulací rušení digitálních modulací ve formě grafů. Jedná se o závislosti bitové chybovosti na poměru signál-šum.

1. DIGITÁLNÍ MODULACE

V této kapitole je uvedena základní klasifikace digitálních modulací, popis základních představitelů těchto modulací včetně způsobu modulace a zpětné demodulace. Digitální data lze přímo přenášet v elektrické podobě přes metalické vedení či v optické podobě skrz optická vlákna. Radiový přenos dat v této podobě však není možný. K přenosu je zapotřebí kromě modulačního signálu ve formě digitálních dat také nosný signál, který má tvar sinusové vlny. Modulační signál je ve formě libovolné diskrétní či kódované modulace v základním pásmu. Nejlepších vlastností však dosahují binární modulační signály PCM (Pulzní kódovaná modulace) a DM (Delta modulace) a dále jejich odvozené varianty DPCM (Diferenční pulzní kódovaná modulace) a ADM (Adaptivní modulace delta). Tyto modulace je možné namodulovat sinusovou vlnou buď amplitudově, frekvenčně nebo fázově, případně kombinací více způsobů. Cílem digitálních modulací je tak přenést sled digitálních dat přes analogový pásmový kanál nebo přes vymezené radiofrekvenční pásmo.

Modulační signály v základním pásmu mají stále častěji podobu digitálních signálů, a proto je přirozené tyto signály radiovým kanálem přenášet pomocí digitálních modulací. Digitální modulace umožňují zajistit přenos informací s vyšší a neměnnou jakostí. Jedná se především o nižší frekvenční a nelineární zkreslení. Digitální modulace jsou přirozeně odolnější vůči interferencím a šumu, protože je mnohem jednodušší věrně přenášet konečný počet diskrétních stavů než přenos nosné vlny analogovými modulacemi. Vyšší odolnosti lze také dosáhnout různými typy ochranných kanálových kódování a metod prokládání. Ochranné kanálové kódování umožňuje, při zachování stejné bitové chybovosti, výrazně zmenšit potřebný poměr signálu k šumu v přijímači oproti signálům bez ochranného kódování. Tento poměr se nazývá kódový zisk. Stejným poměrem lze také snížit potřebný výstupní výkon ve vysílači, čímž se zvyšuje energetická účinnost radiového přenosu.

Digitální komunikační systémy umožňují snadnou adaptaci pro moderní metody radiového přenosu jako jsou třeba systémy s prostorově-časovou diverzitou MIMO (Multiple input multiple output). Mezi další výhody digitálních modulací patří jednoduché multiplexování různorodých modulačních signálů (data, zvuk, obraz), které totiž po digitalizaci mají stejný formát. Nespornou výhodou je taktéž možnost ochrany přenášených signálů před zneužitím, kterou lze zabezpečit šifrovacími metodami a zabránit tak možnému odposlechu či úmyslnému rušení. Tyto nesporné výhody jsou vykoupeny některými problémy:

- Koncepce obvodového řešení jakož i samotná realizace digitálních systémů je mnohem náročnější než realizace analogových systémů.
- Digitální modulace nižších řádů (s nižším počtem modulačních stavů) mají v porovnání s analogovými modulacemi obecně větší šířku pásma modulačních i modulovaných signálů. Tento nedostatek potlačuje používání velmi efektivních metod zdrojového kanálového kódování, které mají za

následek redukci bitové rychlosti digitálního systému. V řadě aplikací taktéž došlo k přechodu od jednoduchých dvoustavových digitálních modulací ke složitějším, ale efektivnějším vícestavovým variantám.

1.1 Základní dělení digitálních modulací

Dvoustavové digitální modulace

Při těchto modulacích může nosná vlna dosáhnout pouze dvou stavů. Dvoustavové diskrétní modulace mohou vzniknout třemi způsoby, v závislosti na tom, který parametr nosné vlny je ovlivňován. Jedná se o změny amplitudy v případě amplitudového klíčování, změna fáze frekvenčního klíčování a změna fáze u fázové klíčovací metody.

Pro potlačení nežádoucích postranních složek spektra jsou modulace vytvářeny tak, aby ke změnám stavů docházelo v okamžicích, kdy signál nosné prochází nulovou hodnotou. Pokud změny stavů modulovaného signálu nastávají při náhodné fázi nosné vlny, průběh modulovaného signálu je v časové oblasti značně nespojitý.

Vícestavové digitální modulace

Vícestavové modulace, taktéž nazývané jako víceúrovňové, byly zavedeny ve snaze zvětšení přenosové kapacity. U těchto modulací modulovaný parametr nosné vlny (amplituda, frekvence či fáze) nenabývá pouze 2 možných stavů jako tomu je u dvoustavových modulací, ale nabývá jednoho z celkového počtu stavů M ,

$$M = 2^n, \quad (1.1)$$

kde n je přirozené číslo větší než jedna (pro $n = 2; 3; 4...$ je tedy $M = 4; 8; 16...$). Tyto stavy jsou dále označovány jako signálové prvky nebo symboly. Každému z těchto symbolů odpovídá určitá modulační skupina o n bitech, pro které platí

$$n = \log_2 M. \quad (1.2)$$

Pokud má daná vícestavová modulace stejnou bitovou rychlost modulačního signálu f_b jako dvoustavová modulace a dobu trvání jednoho bitu T_b , potom doba jednoho symbolu T_s se rovná

$$T_s = nT_b \quad (1.3)$$

a odpovídající symbolová rychlost, respektive symbolová frekvence, je rovna

$$f_s = R_s = f_b/n = 1/nT_b. \quad (1.4)$$

Jednotkou symbolové frekvence je Baud, který udává počet symbolů za jednu sekundu. Symbolová rychlost je tak nepřímo úměrná počtu bitů n v modulačních

kódových skupinách. Z toho vyplývá, že použitím vícestavové modulace můžeme pro přenos použít užší kmitočtové pásmo než u dvoustavové modulace. Naopak při zachování kmitočtového pásma jsme vícestavovou modulací dosáhnout větších přenosových rychlostí.

Vícestavové modulace s amplitudovým klíčováním ASK nejsou v praxi příliš používány, neboť ve většině aplikací nepřináší příznivé vlastnosti. Jinak je tomu u vícestavové modulace s frekvenčním klíčováním QFSK, u které každému ze čtyř možných stavů nosné vlny odpovídá určitá dvojice bitů, tzv. dibit, například signalizační frekvenci f_1 odpovídá dibit 00, frekvenci f_2 dibit 01 atd. Modulace QFSK má při stejné bitové rychlosti f_b a tedy i stejné přenosové kapacitě oproti dvoustavové modulaci FSK poloviční symbolovou rychlost $f_s = f_b/2$. Další možnou variantou modulace s frekvenčním klíčováním je osmistavová modulace 8FSK, kde jednomu signálovému prvku odpovídá trojice bitů, tj. tribit. Z toho vyplývá, že u této modulace při nezměněné bitové rychlosti f_b , je symbolová rychlost f_s třetinová oproti dvoustavové verzi. Změnu šířky pásma pro přenos signálu na rozdíl od symbolové rychlosti nelze jednoduše definovat, protože závisí na odstupu jednotlivých signalizačních kmitočtů, indexu modulace a dalších parametrech modulovaných signálů.

Podobným způsobem se vytvářejí i vícestavové digitální modulace s fázovým klíčováním PSK. Možné stavy fázových modulací se často zobrazují v komplexní rovině. Reálná osa této komplexní roviny se označuje symbolem I (In-phase, tj. synzázní složka), imaginární osa symbolem Q (Quadrature, tzn. Kvadraturní složka). Popsaná rovina se označuje jako rovina IQ. Vynesemím jednotlivých symbolů do roviny IQ vzniká konstelační (stavový) diagram. Tento diagram se využívá v praxi například pro analýzu kvality přijatého signálu, kdy dopomáhá určit některé druhy poškození signálu.

Modulace BPSK je tak odolná vůči nežádoucím vlivům jako je rušení a šum. Tato výhoda však zároveň přináší velké požadavky na šířku pásma B_{PSK} . Pro zvýšení spektrální účinnosti se tak používají její vícestavové variace MPSK. S rostoucím počtem stavů M a zachováním bitové rychlosti modulačního signálu f_b se snižuje symbolová rychlost f_s , což má za následek zmenšení potřebné šířky pásma B_{MPSK} pro přenos signálu. Stejně jako u vícestavových modulací s frekvenčním klíčováním se při zachování šířky pásma zvětšuje přenosová kapacita MPSK. Zvýšení počtu možných stavů však zároveň doprovází zmenšení rozestupu mezi jednotlivými stavy v rovině IQ. Tomuto problému lze čelit zvětšením poměru mezi užitečným signálem a šumem, tzv. SNR (Signal-to-noise ratio) před přijímačem signálu. Tím zvyšují výkonové nároky na vysílač, což má za následek snížení energetické účinnosti daného přenosu signálu.

Maximální dovolený rozsah konstelačního diagramu je omezen plochou kruhu, jehož poloměr je dán horní mezí dynamického rozsahu daného systému. Tuto mez určuje zpravidla maximální hodnota amplitudy signálu, kterou je daný systém schopen zpracovat bez zkreslení koncového stupně vysílače. Jednotlivé stavy

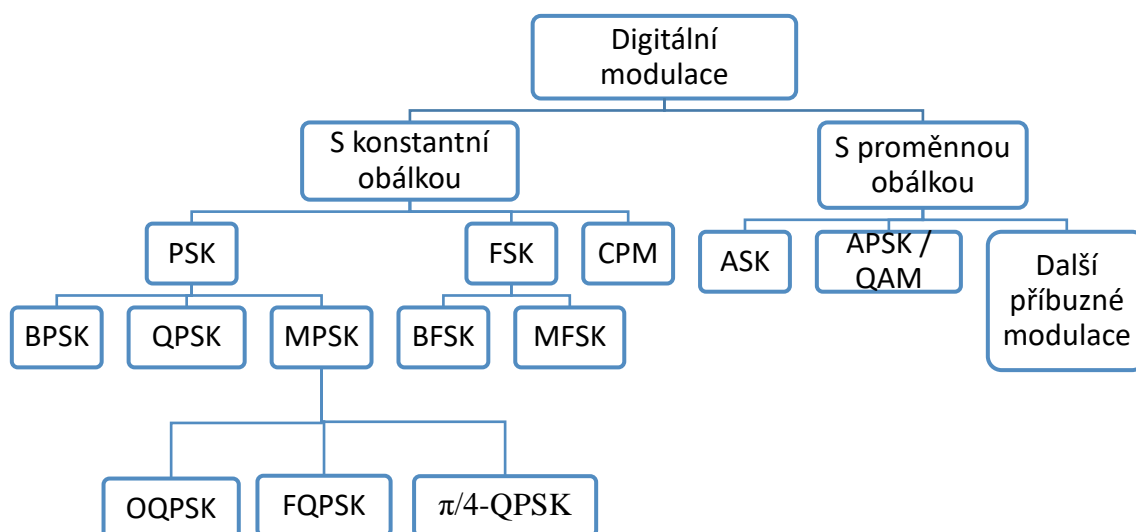
modulace se umísťují na obvodovou kružnici tohoto kruhu, což zajišťuje jejich maximální rozestup. Tyto rozestupy se však s přibývajícím počtem stavů zmenšují, což vede k nárůstu chybovosti. Přitom vnitřní část kružnice, která tvoří podstatnou část, zůstává zcela nevyužita.

Výše zmíněný poznatek vedl k vývoji dalších variant digitálních modulací, u kterých je nosná vlna ovlivňována nejen změnou fáze, ale zároveň i změnou amplitudy. Tyto modulace se současným klíčováním amplitudy a fáze nosné vlny využívají pracovní rozsah podstatně lépe. Největšího uplatnění nacházejí ve variantách počtu stavů $M=16;32$. Varianty modulací se současným klíčováním amplitudy a fáze nosné vlny se vytvářejí kaskádním spojením modulací PSK, které obstarávají klíčování fáze a následným použitím modulátoru ASK pro zajištění klíčování amplitudy. Takto vytvořené modulace označujeme jako APSK. Konstelační diagramy těchto modulací mají kruhovou strukturu.

Nosnou vlnu o libovolné amplitudě a fázi lze složit ze dvou pomocných nosných vln o stejných kmitočtech, které mají konstantní vzájemnou fázi 90° , tzv. kvadrurní nosné. Toto posunutí fází dalo název celému modulačnímu systému QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Obě nosné jsou nezávisle na sobě amplitudově klíčovány. Poté jsou oba modulované signály opět sečteny. Výsledný signál je tak klíčován jak fázově, tak amplitudově. Jejich pomocí lze taktéž realizovat kruhové konstelační diagramy, v praxi se však častěji používají diagramy čtvercové. Ty dosahují za stejného počtu stavů M zřetelně lepší výsledky než kruhové konstelační diagramy. V případě varianty modulace 16-QAM má každá kvadrurní nosná 4 různé amplitudy, takže pomocí každé nosné lze rozlišit 2 bity, pomocí obou nosných bity 4. Konstelační diagram má 16 bodů.

Modulace s konstantní a s proměnnou obálkou

Modulace se v tomto druhu klasifikace dělí na 2 základní skupiny, modulace s konstantní obálkou a modulace s proměnnou obálkou. Modulace s konstantní obálkou se dále třídí na 3 podtřídy, modulace s klíčováním frekvence FSK, modulace s klíčováním fáze PSK a modulace se spojitou fází CPM (Continuous Phase Modulation). Modulace s proměnnou obálkou se taktéž dělí do 3 podskupin. Modulace s klíčováním amplitudy ASK, modulace se současným klíčováním amplitudy a fáze APSK a QAM a dále skupinou příbuzných modulací.



Obrázek 1.1 Rozdělení digitálních modulací podle druhů obálek

1.2 Základní modulace

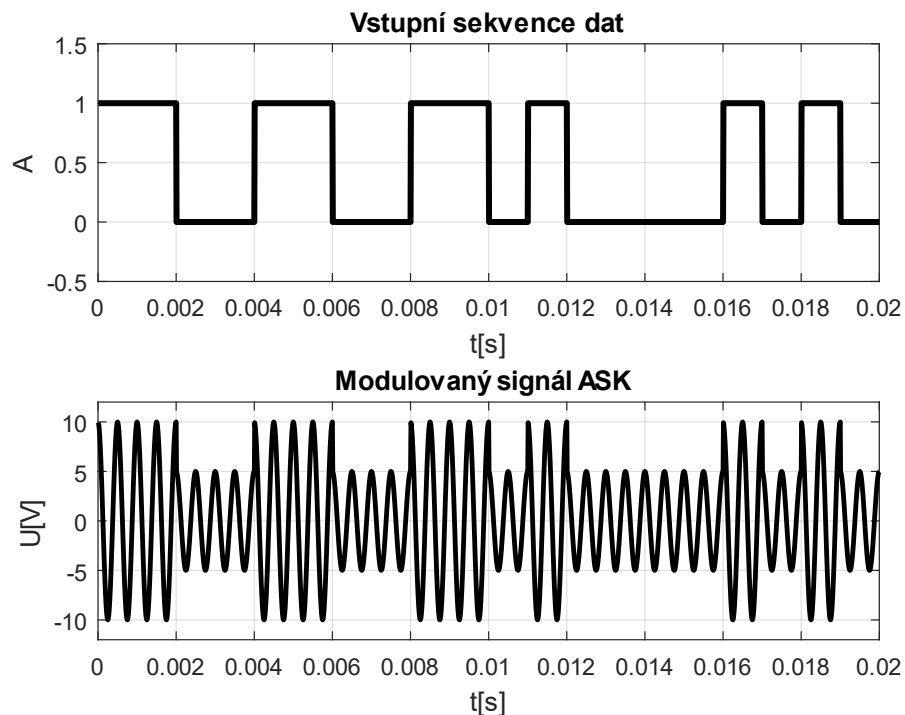
V této podkapitole jsou rozebrány základní digitální modulace, které byly následně použity v kapitole 3 pro analýzu jejich odolnosti vůči různým druhům rušení. Kromě základních charakteristik jsou zde popsány i principy modulátorů a demodulátorů těchto modulací.

1.2.1 Modulace ASK

Modulace ASK (Amplitude Shift Keying), nebo-li modulace s amplitudovým klíčováním reprezentuje digitální data pomocí změn amplitudy nosného signálu. Modulačním signálem je nejčastěji unipolární NRZ (Non Return to Zero) signál. Jedná se o nejstarší a nejjednodušší typ digitální modulace. Základní ASK modulace je dvoustavová, jednomu symbolu odpovídá jeden bit. Přenosová rychlost je tedy stejná jako symbolová. Jednotlivé stavy modulace jsou vyjádřeny vztahy [8]

$$s_{ASK}(t) = A_1 \cos(2\pi f_c t), \text{ pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (logická 1) a} \quad (1.5)$$

$$s_{ASK}(t) = A_2 \cos(2\pi f_c t), \text{ pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (logická 0).} \quad (1.6)$$



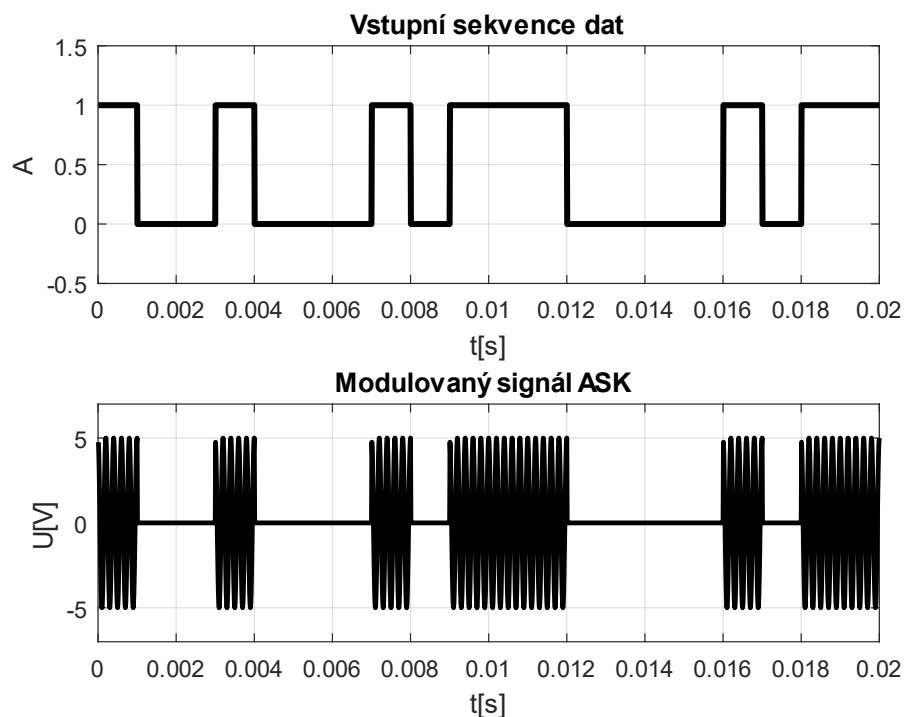
Obrázek 1.2 Časový průběh modulace ASK

Speciálním průběhem modulace ASK je verze označována jako modulace OOK (On-Off Keying). U této dvoustavové verze odpovídá úrovni logické 1 amplituda A nosné vlny a logické úrovni 0 pak odpovídá nulová amplituda, takže že není vysílán žádný signál. V tomto případě tak lze jednotlivé stavy modulovaného signálu vyjádřit vztahy [8]:

$$s_{ASK}(t) = A_1 \cos(2\pi f_c t) \quad \text{pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (logická 1) a} \quad (1.7)$$

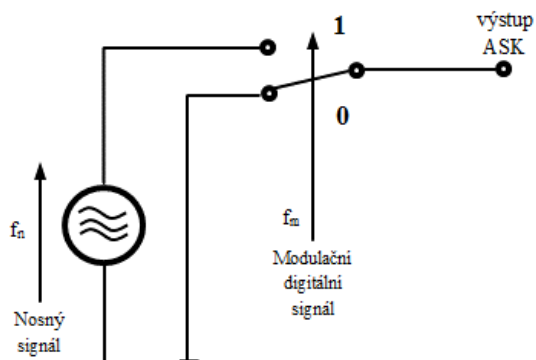
$$s_{ASK}(t) = 0 \quad \text{pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (logická 0).} \quad (1.8)$$

Modulace OOK našla využití v optoelektronice, kde světelný impulz vyjadřuje logickou jedničku a absence světla pak logickou nulu. Jedná se tak o unipolární NRZ (Non Return to Zero – signál bez návratu k nule) signál. Pro potlačení mezisymbolových interferencí způsobených disperzí na vstupu přijímače se používají u vyšších přenosových rychlostí signály RZ (Return to Zero – signál s návratem k nule). Při kódování typu Manchester je pak logická jednička vyjádřena například světelným impulsem šířky $T_b/2$ následovaným mezerou stejné šířky. Naopak symbol logické nuly je vyjádřen mezerou šířky $T_b/2$ s následným světelným impulsem po zbytek bitové periody.



Obrázek 1.3 Časový průběh modulační ASK ve variantě OOK

Modulace ASK signálu se provádí dvěma způsoby, v závislosti na druhu ASK modulační. V případě On-Off Keying ASK, kdy využíváme pouze jednu úroveň amplitudy, je modulátor realizován pomocí spínacího obvodu, který je řízen modulačním signálem. V momentu, kdy je modulační signál ve stavu logické „1“, je obvod sepnut. V době sepnutí dochází k přenosu signálu. Naopak ve chvíli, kdy je modulační signál v úrovni logické „0“ je spínač sepnut na zemní svorku a nedochází tak k přenosu vstupního signálu na výstup.

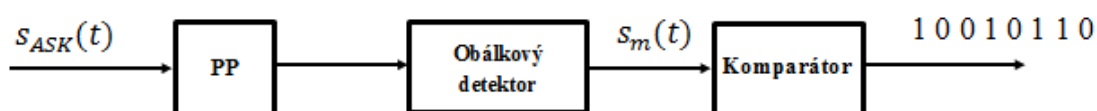


Obrázek 1.4 Modulátor OOK ASK

U ASK se dvěma úrovněmi nosného kmitočtu je každé z logických úrovní modulačního digitálního signálu přiřazena nenulová hodnota nosného harmonického signálu. V tomto případě je tak neustále přenášena nosná vlna, která

v závislosti na momentální logické úrovni mění svou amplitudu. Samotný modulátor se od předchozí liší tím, že spínač přepíná mezi dvěma napětími o stejné frekvenci.

Demodulaci ASK signálu provádíme obdobně jako demodulaci amplitudově modulovaného signálu s využitím obálkového detektoru. V prvním kroku přijímače je zařazena pásmová propust, která z celého spektra odfiltruje požadovaný signál. Vlastní demodulaci provádíme zmíněným obálkovým detektorem, za kterým je zařazen komparátor, který podle nastavené prahové úrovně určuje, zda byl přijat bit o úrovni jedna či nula. Komparátor je posledním prvkem demodulátoru, jehož výstupem jsou původně vyslané datové symboly. Prahovou úroveň komparátoru obvykle volíme jako polovinu hodnoty vrcholové úrovně demodulovaného signálu.



Obrázek 1.5 Demodulátor ASK

Modulace ASK je stejně jako analogová amplitudová modulace AM citlivá na atmosférický šum a zkreslení. Proto tato modulace není tolik používaná. Většího využití nachází v kombinaci s jinými typy modulací, především pak fázovým klíčováním. Tyto kombinace amplitudového a fázového klíčování byly popsány v kapitole 0.

1.2.2 Modulace FSK

Dalším druhem digitálních modulací je klíčování frekvence nosné vlny, která pro reprezentaci logických úrovní modulačního signálu používá konečné množství harmonických kmitočtů. U dvojstavové modulace BFSK (Binary Frequency Shift Keying) má nosná vlna konstantní amplitudu A_c . Frekvence nosné vlny se mění podle binárního modulačního signálu mezi dvěma signalizačními frekvencemi $f_1 = f_c - \Delta f$ a $f_2 = f_c + \Delta f$ přičemž platí, že $f_c = (f_1 + f_2)$, kde f_c je nominální frekvence nemodulované nosné vlny a Δf je frekvenční zdvih (taktéž označovaný jako frekvenční ofset či deviace). Frekvenční zdvih značí odchylku signalizačního kmitočtu od kmitočtu nosné vlny. Změny signálních kmitočtů mohou probíhat spojitě nebo nespojitě. Výhodou spojitě změny frekvence je užší spektrum modulovaného signálu. Modulace s kmitočtovým klíčováním je méně náchylná k chybám než modulace ASK. Modulovaný signál $s_{fsk}(t)$ lze obecnými vztahy vyjádřit vztahy [8]:

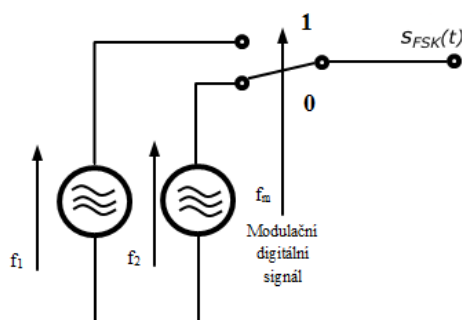
$$s_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t], \text{ pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (logická 1) a} \quad (1.9)$$

$$s_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi(f_c - \Delta f)t], \text{ pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (logická 0)}, \quad (1.10)$$

kde E_b je energie modulovaného signálu na 1 modulační bit a T_b je bitová perioda, přičemž platí, že amplituda modulované vlny FSK $A_c = \sqrt{2E_b/T_b}$. Šířku pásma modulace FSK lze informativně vypočítat pomocí Carsonova vzorce, který lze vyjádřit ve tvaru $B_{2FSK} \approx 2(B_m + \Delta f)$, kde B_m značí šířku pásma modulačního signálu v základním pásmu. Ta se u analogové frekvenční modulace FM obvykle rovná nejvyšší modulační frekvenci $f_{m \max}$. Při Nyquistově filtraci pravoúhlých impulzů je šířka základního pásma modulace BFSK $B_m = f_{m \max}/2$, z čehož vyplývá, že šířka pásma v kanálu se signálem BFSK je [8]:

$$B_{FSK} \approx 2(f_{m \max}/2 + \Delta f) = f_{m \max} + 2\Delta f. \quad (1.11)$$

Modulátor 2FSK je možné realizovat pomocí dvou nezávislých oscilátorů se signalizačními frekvencemi f_1 a f_2 , kde dochází ke skokové změně fáze výstupního signálu FSK, což znamená, že vznikají ostré přechody mezi frekvencemi a výsledný signál je nespojitý. Nespojitosti signálu $s_{fsk}(t)$ se projeví velmi silnými postranními složkami jeho frekvenčního pásma, které jsou nežádoucí. Proto se tento způsob modulace používá jenom u základních aplikací, u kterých špatné spektrální vlastnosti nejsou závadou.

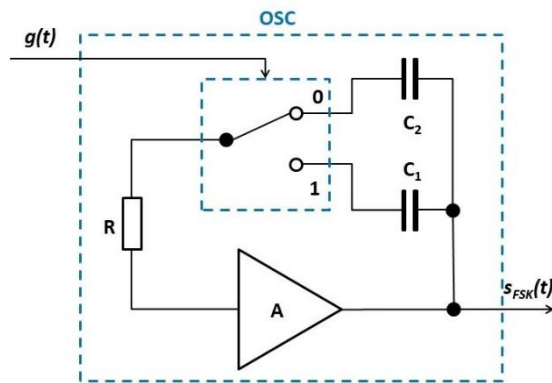


Obrázek 1.6 Modulátor FSK s nespojitou fází

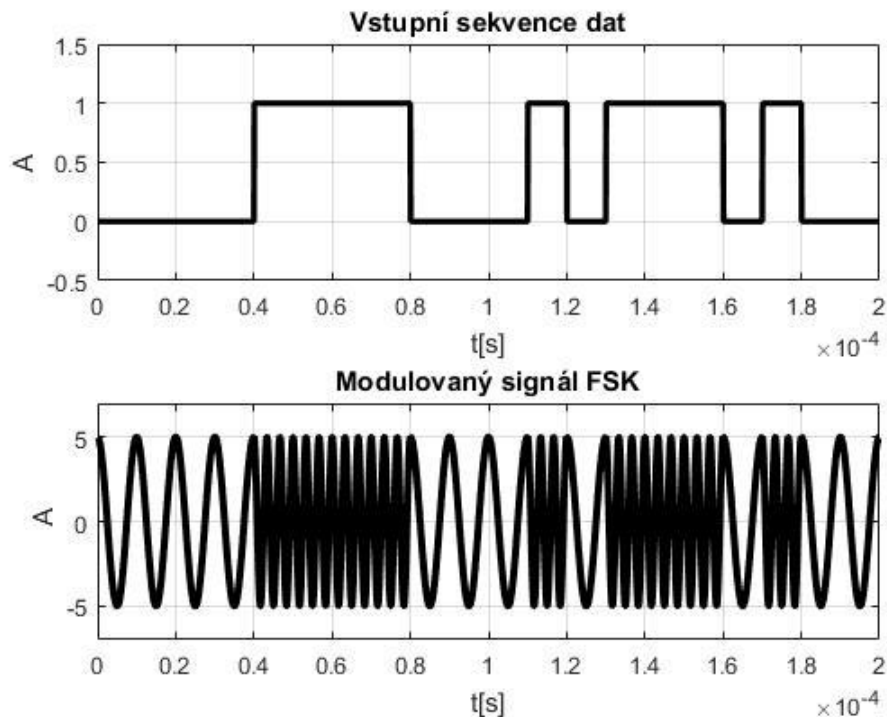
Pro docílení spojitě modulace FSK se používá napětím řízený oscilátor VCO (Voltage controlled oscillator), kde klíčovací signál přímo ovládá automaticky změnu kmitočtu oscilátoru, takže nedochází ke skokovým změnám fáze. Klíčovaný signál je tak spojitý, což má příznivý výsledek na amplitudovém spektru. Pro jednotlivé frekvence pak platí [8]:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC_1} \quad (1.12)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC_2} \quad (1.13)$$



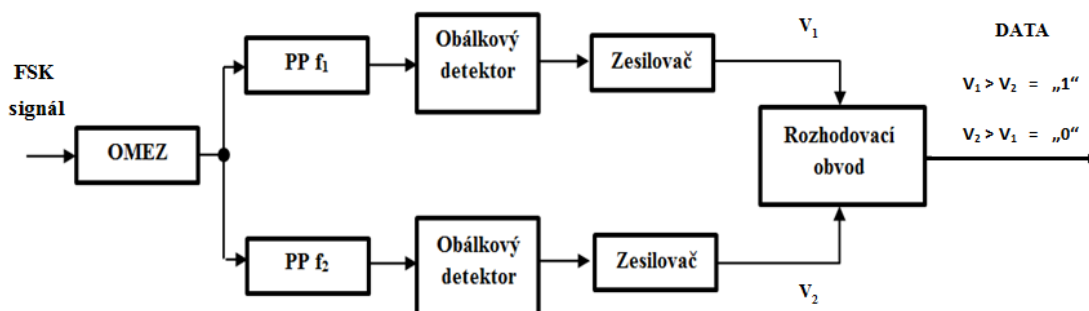
Obrázek 1.7 Spojitý modulátor FSK



Obrázek 1.8 Časový průběh modulace FSK

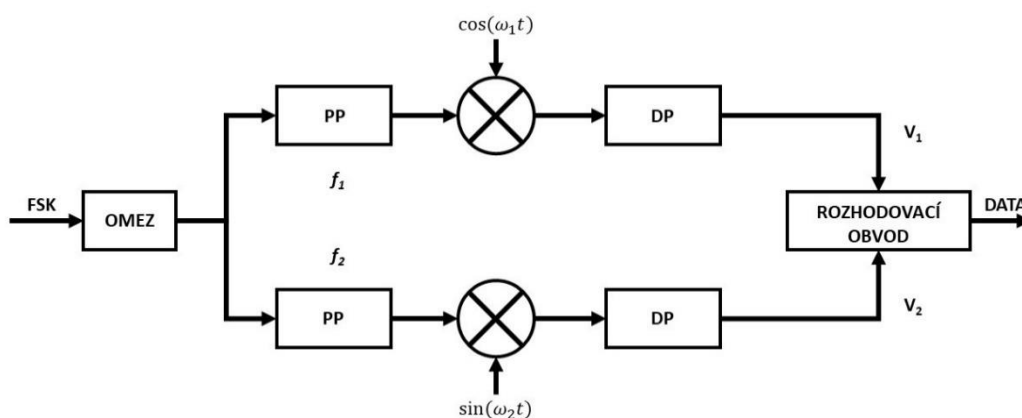
Demodulace FSK může probíhat koherentně i nekoherentně. Nekoherentní demodulátor nepotřebuje pro svou činnost obnovený nosný signál. Při nekoherentní demodulaci je rozdělén do dvou větví, ve kterých vstupuje do pásmových propustí nastavených na kmitočty f_1 a f_2 . Pokud je přijat symbol o f_1 , na příslušné pásmové propusti se objeví odezva v podobě signálu a šumu. Poté následuje obálkový detektor, který lze využít, protože, FSK modulace s nespojitou fází je superpozicí dvou ASK signálů na použitých nosných kmitočtech. Detekovaný signál prochází zesilovačem a vstupuje do rozhodovacího obvodu. Ve druhé větvi vstupuje do obálkové detektoru pouze šum, který ve většině případů nebývá větší napětové úrovně než odeslaný signál. Rozhodovací obvod podle úrovně signálů

z jednotlivých větví rozhodne o přijetí logické 1 či 0, v tomto případě pak konkrétně logickou 1.



Obrázek 1.9 Nekoherentní demodulátor FSK

Druhou možností demodulace FSK je koherentní metoda. Demodulátor má opět 2 větve. Je-li vyslán signál o f_1 projde pásmovou propustí laděnou na stejnou frekvenci. Poté je vynásoben s koherentní nosnou $\cos(\omega_1 t)$. Na výstupu násobičky obdržíme stejnosměrnou složku a složku dvojnásobném kmitočtu nosné, kterou potlačíme dolní propustí. Na výstupu dolní propusti bude napětí V_1 . Pokud nebudeme uvažovat poruchy, ve druhé větvi obdržíme nulové napětí V_2 . Rozhodovací obvod pak rozhodne o přijetí bitu.



Obrázek 1.10 Koherentní demodulátor FSK

Vícestavová modulace FSK vznikne využitím více nosných kmitočtů, kde každému kmitočtu odpovídá skupina bitů. Tyto kmitočty musí mít mezi sebou dostatečný odstup. U čtyřstavové modulace s frekvenčním klíčováním 4FSK je tak třeba použít 4 nosné frekvence, kde každá frekvence odpovídá 2 bitům. Oproti modulaci ASK nedochází ke změně amplitudy, takže nejsou kladeny větší výkonové požadavky na straně vysílače.

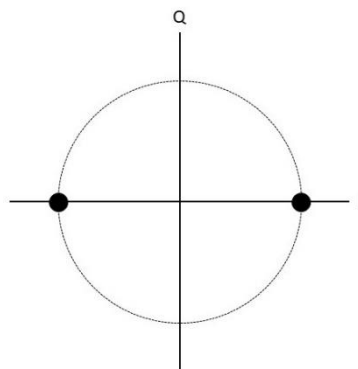
1.2.3 Modulační BPSK

Modulace BPSK (Binary Phase Shift Keying), neboli dvoustavová modulace s klíčováním fázovým posuvem, resp. zdvihem, kdy dochází ke změně nosného signálu v závislosti na průběhu modulačního datového signálu. Binární datový signál ovlivňuje fázi nosné vlny o předem definovanou hodnotu, přičemž amplituda i frekvence zůstává konstantní. Nejjednodušší varianta BPSK s pravoúhlými pulzy o době trvání T_b , nabývá fáze modulovaného signálu dva stavy, nejčastěji 0° a 180° . Tyto dva signálové prvky modulovaného signálu znázorněné na příslušném konstelačním diagramu a lze vyjádřit vztahy [8]:

$$s_{bsk}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t], \text{ pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (logická 1) a} \quad (1.14)$$

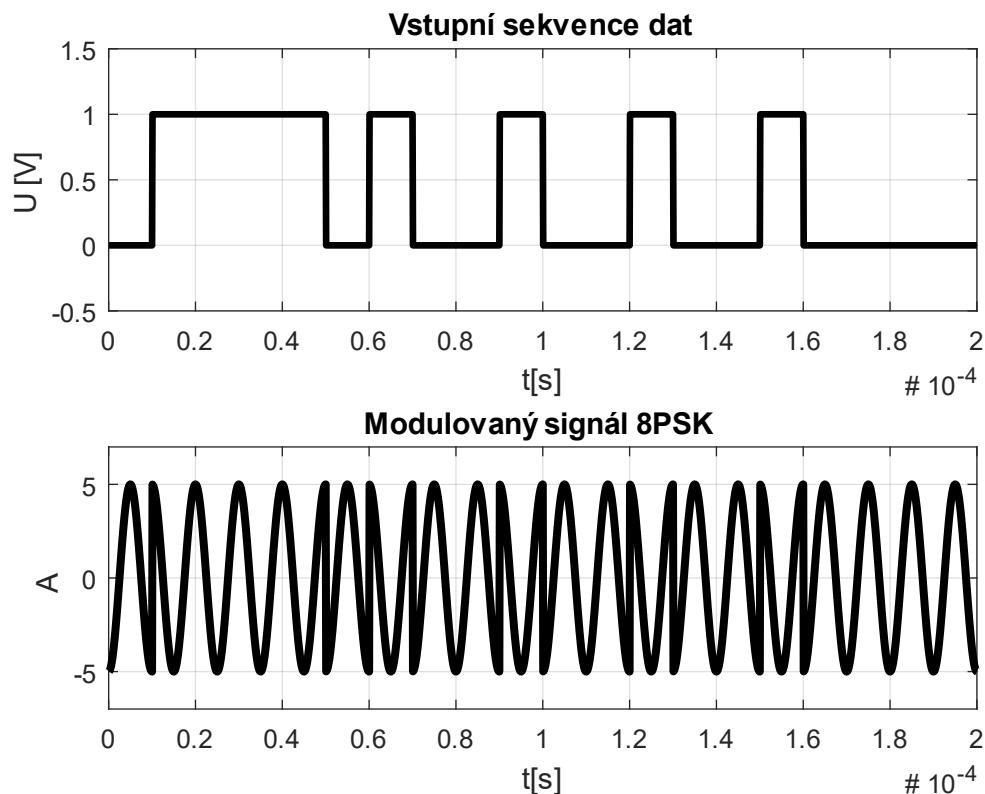
$$s_{bsk}(t) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t], \text{ pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (logická 0)} \quad (1.15)$$

přičemž $\sqrt{2E_b/T_b}$ je amplituda modulovaného signálu, kde E_b je střední hodnota modulovaného signálu na 1 bit a T_b je bitová perioda. Šířka pásma hlavního laloku spektra BPSK je rovna dvojnásobku bitové rychlosti, tedy $B_{PSK} = 2f_b = 2/T_b$.

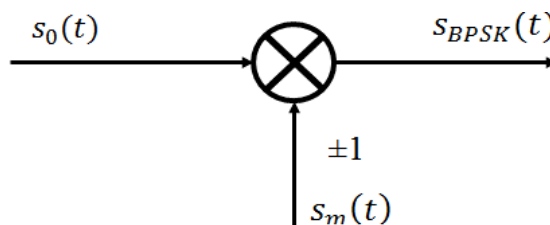


Obrázek 1.11 Konstelační diagram BPSK

BPSK modulátor lze realizovat jednoduchou násobičkou, kdy na jeden vstup přivádíme nosný signál a na druhý vstup modulační digitální signál v podobě ± 1 . BPSK lze realizovat také pomocí invertujícího zesilovače, na jehož invertující nebo neinvertující vstup přivádíme nosnou. Přepínání vstupu obstarává elektronický přepínač řízený modulačním signálem.

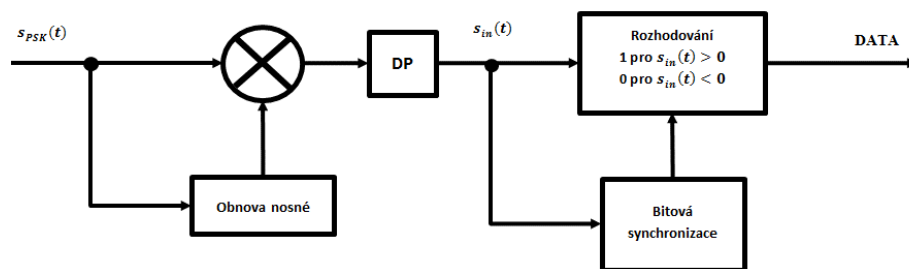


Obrázek 1.12 Časový průběh modulace BPSK



Obrázek 1.13 Modulátor BPSK

Zpětnou demodulaci BPSK lze opět provádět koherentně či nekoherentně. Nekoherentní metody demodulace jsou však málo odolné proti rušení. Lepších výsledků lze docílit pomocí koherentních metod demodulace, které se téměř výhradně pro demodulaci BPSK používají, a to i přes jejich poměrnou složitost a náročnost na přesnou realizaci. Při koherentní demodulaci je nutno řešit problém s obnovením nosné a dále problém bitové synchronizace pro správnou činnost rozhodovacího obvodu demodulátoru. Obvody bitové synchronizace zajišťují, aby k vyhodnocení symbolů přijatého signálu docházelo přesně v okamžicích, ve kterých byl odeslán. Nesprávná bitová synchronizace má za následek vnášení nepřesností do signálu a dochází ke špatnému vyhodnocení přijatého symbolu, převážně v době přechodu mezi jednotlivými signalizačními stavy. Bitovou synchronizaci lze provádět dopřednou či zpětnovazební metodou.



Obrázek 1.14 Koherentní demodulátor PSK

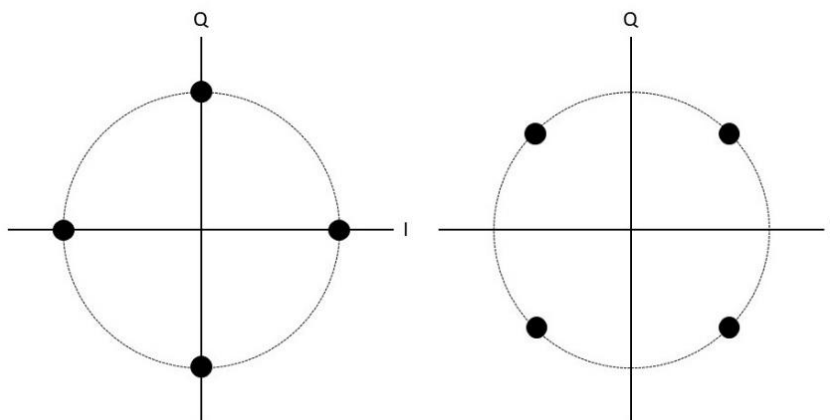
1.2.4 Modulační QPSK

Modulace QPSK patří mezi nejdůležitější kategorii vícecestavových modulací PSK. V řadě aplikací je použita jako vhodný kompromis mezi dobrou výkonovou a spektrální účinností. Modulace QPSK má nosnou vlnu s konstantní amplitudou. Modulace QPSK nabývá 4 možných fázových stavů, což znamená existenci 4 signálových symbolů, skládajících se z bitových dvojic, tj. dibitů. Proto má tato modulace symbolovou rychlost f_s rovnu jedné polovině bitové rychlosti f_b . V důsledku toho je i potřebná šířka pásma kanálu u této modulace poloviční oproti dvoustavové BPSK.

Při současné změně obou bitů v dibitu (tj. 00 ↔ 11 a 10 ↔ 01) dochází k poklesu amplitudy nosné až k nule a následně se vrací zpět na původní hodnotu, avšak s fází posunutou o 180°. Doba přechodu mezi těmito stavy je velmi krátká, přesto však v modulovaném signálu vzniká parazitní amplitudová modulace s hloubkou modulace 100 %. Jednotlivé stavy modulace QPSK je možné vyjádřit rovnicí [8]:

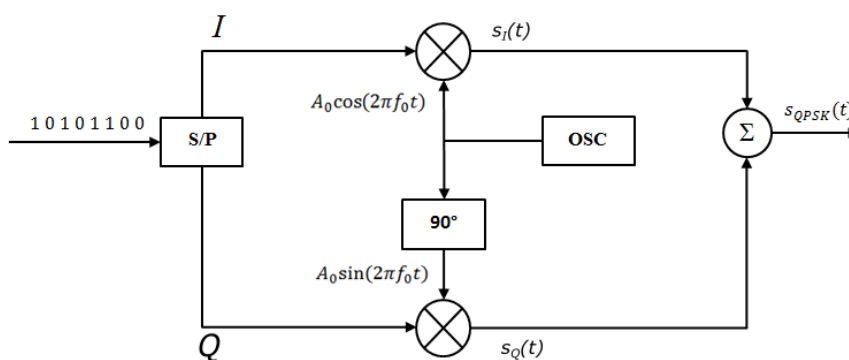
$$s_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + (2i - 1) \frac{\pi}{4}) \quad (1.16)$$

nebo taktéž konstelačním diagramem na obrázku 1.15 kde stavu $i=1$ odpovídá dibit 11 a fáze 45°, $i=2$ dibit 01 s fází 135°, $i=3$ dibit 00 a fáze 225° a stavu $i=4$ pak odpovídá dibit 10 s fází 315° jak zobrazuje konstelační diagram vpravo. Vlevo je pak zobrazena varianta konstelačního diagramu modulace 4PSK, ve které jsou jednotlivé body umístěny pod úhly 0°, 90°, 180° a 270° pro jednotlivé dibity.

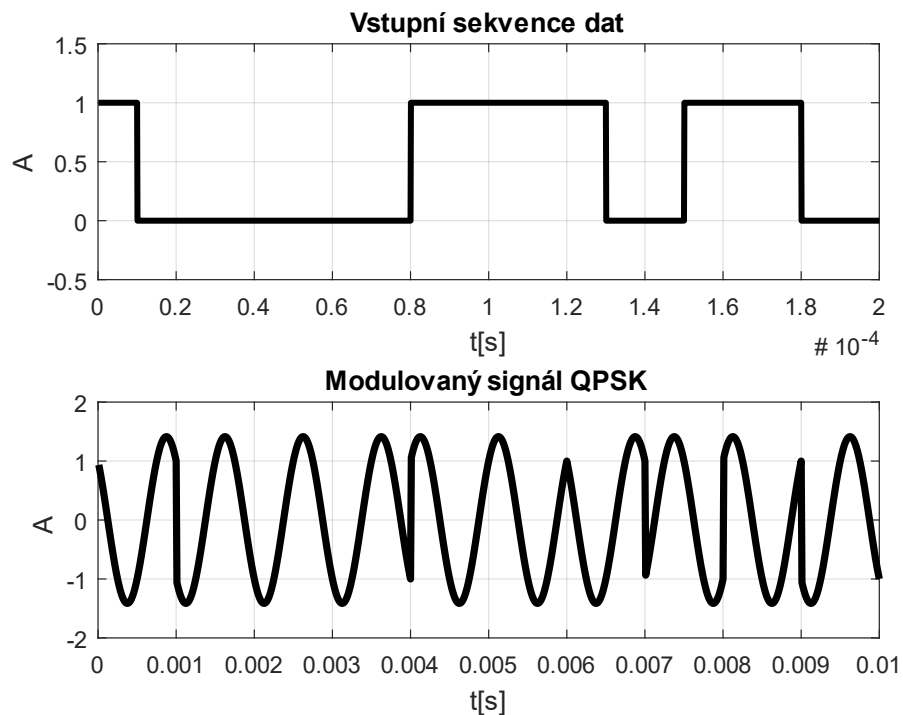


Obrázek 1.15 Konstelační diagramy a) 4PSK b) QPSK

Do modulátoru QPSK vstupuje digitální signál, který je rozdělen do dvou paralelních větví I a Q. Před samotným rozdělením jsou bity převedeny do podoby polárních signálů PCM/NRZ. Pokud by bity vstoupily do větve I a Q v nezměněné podobě, násobiče by mohly způsobit nežádoucí postranní laloky a způsobit tak rušení v sousedních kanálech. V obou větvích bitové toky putují do dolní propusti. Sudé bity vstupují do větve I, kde jsou v násobičce násobeny nosným signálem $A_0 \cos(2\pi f_0 t)$. Současně jsou z datového toku digitálního signálu odebrány liché bity do větve Q, kde jsou taktéž násobeny nosným signálem, který má však posunutou fázi o 90° , tedy $A_0 \sin(2\pi f_0 t)$. Posun o 90° je taktéž označován jako kvadratura, který dal tak název celé modulaci. Složky $s_I(t)$ a $s_Q(t)$ jsou sečteny, čímž vzniká výsledný modulovaný signál QPSK.

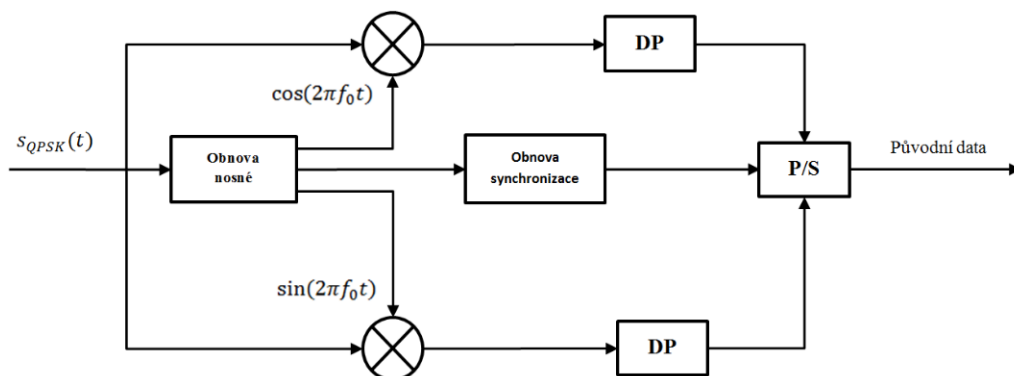


Obrázek 1.16 Modulátor QPSK



Obrázek 1.17 Časový průběh modulace QPSK

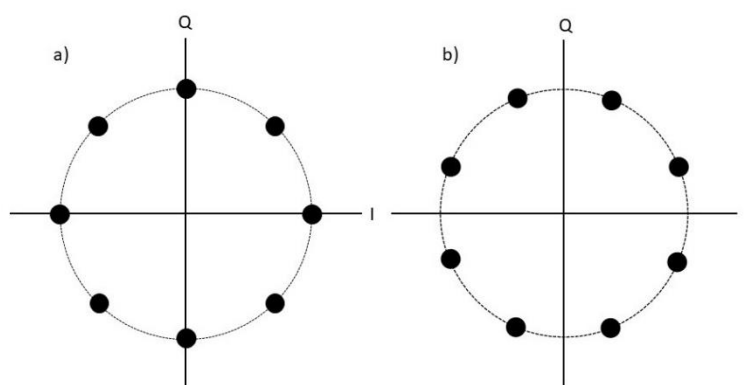
Demodulaci signálu QPSK je možné provést pomocí koherentního (synchronního) demodulátoru. Signál QPSK je přiveden do dvou násobičů a do bloku obnovy nosné, který spolu s obvodem fázového posuvu o 90° vytváří synfázní a kvadraturní nosnou [8]. Tyto referenční nosné musí být synchronizované s obdobnými nosnými v modulátoru. V násobičích je pomocí referenčních nosných synchronně demodulován. Z výstupu násobičů signál projde dolní propustí, kde jsou odstraněny vyšší harmonické složky a následně je v paralelně-sériovém převodníku signál převeden z paralelního do sériového tvaru.



Obrázek 1.18 Demodulátor QPSK

1.2.5 Modulační 8-PSK

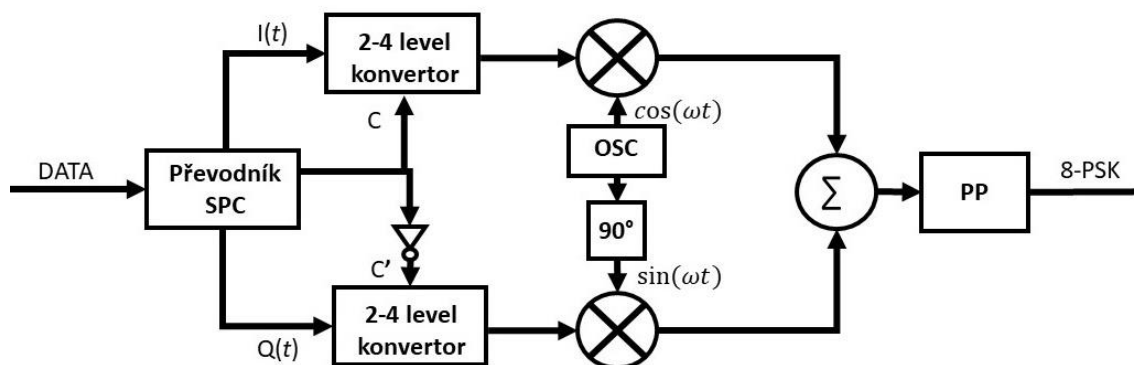
U modulační 8-PSK každý symbol vyjadřuje kombinaci tří bitů, tj. tribit. Při modulační s fázovým klíčováním může být použit libovolný počet fází, ale modulační 8-PSK je obvykle nejvyšší používaný druh. Při vyšším počtu fází než 8 již bývá bitová chybovost příliš velká vlivem malých rozestupů bodů na konstelačním diagramu. Navíc jsou k dispozici lepší, i když složitější kvadrurní amplitudové modulační QAM. Rozmístění signálových prvků na konstelačním diagramu je vyobrazeno na obrázku 1.19. Každý z těchto signálových prvků vyjadřuje určitý tribit a je mu zároveň přiřazen fázový posun, které jsou shrnuty v tabulce 1.



Obrázek 1.19 Varianty konstelačních diagramů 8-PSK

Časový průběh modulační 8-PSK je vyobrazen na 1.21 a lze jej dále vyjádřit vztahem [8]:

$$s_{8PSK}(t) = A_0 \cos[2\pi f_c t + (2i - 1) \frac{\pi}{8}]. \quad (1.17)$$



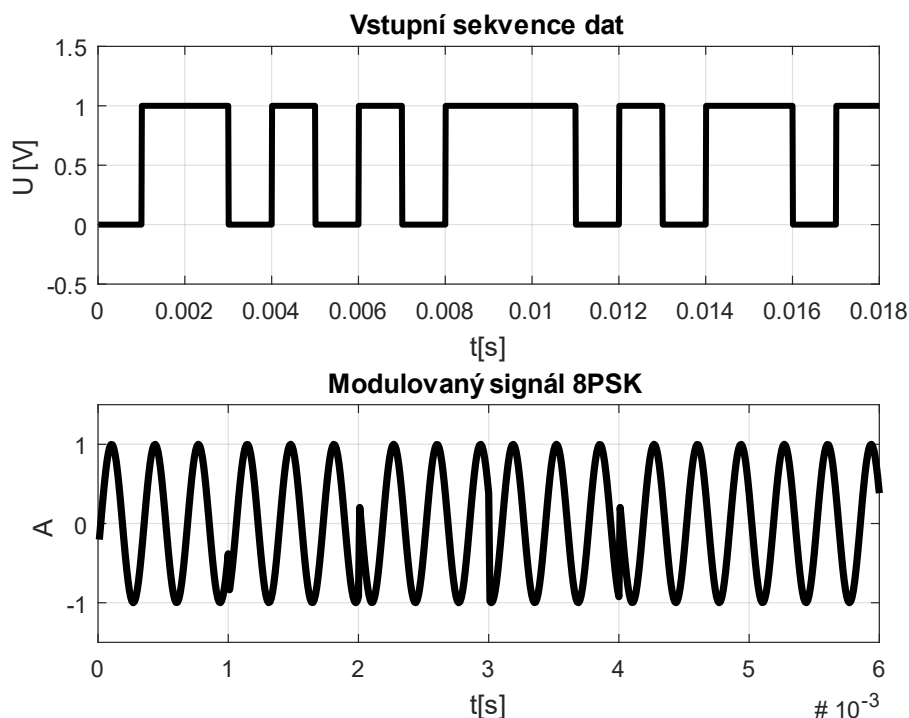
Obrázek 1.20 Modulátor 8-PSK

Modulátor 8-PSK pracuje na podobném principu jako modulátor QPSK. Vstupní datový tok je však rozdělen do tří paralelních větví, a to synfázní větve I , kvadrurní větve Q , a řídicí větve C . V každé z těchto větví je bitová rychlost $f_b/3$.

Bity ve větvi I a C přichází na vstup převodníků úrovní "2 na 4" synfázní větve, obdobné zapojení platí pro kvadraturní větev s bity větví Q a C'. Tyto převodníky úrovní jsou číslicově-analogové převodníky, díky kterým může signál na jejich výstupu nabývat 4 možné napěťové úrovně. Jimi se v násobičích modulují kvadraturní nosné. Sečtením signálů z obou větví a následným průchodem pásmovou propustí finální signál 8-PSK

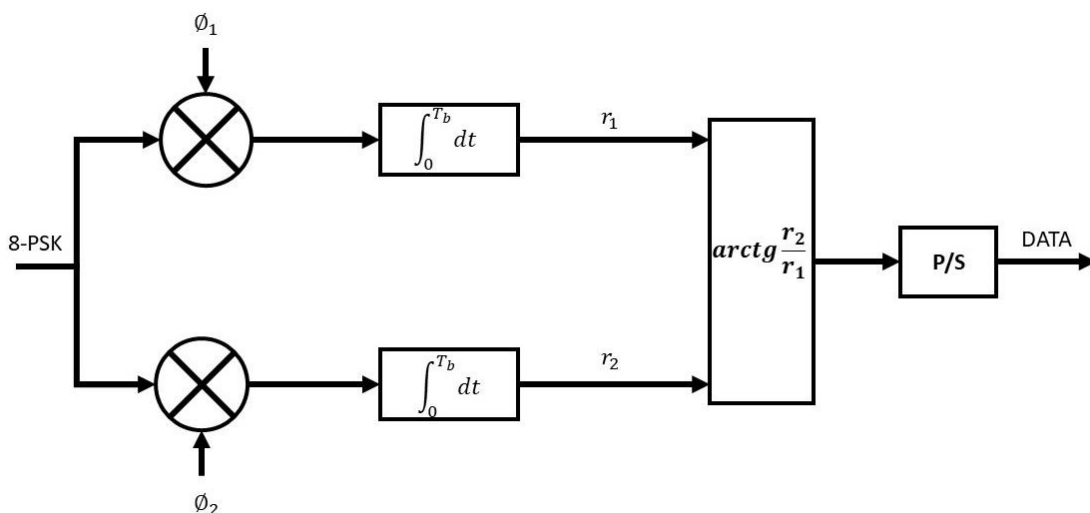
Tabulka 1 Vyjádření signálových prvků konstelačního diagramu modulace 8PSK

Signálový prvek (tribit)	Fáze [násobky π]	Fáze [°]
000	$\pi/8$	22,5°
001	$3\pi/8$	67,5°
011	$5\pi/8$	112,5°
010	$7\pi/8$	157,5°
110	$9\pi/8$	202,5°
111	$11\pi/8$	247,5°
101	$13\pi/8$	292,5°
100	$15\pi/8$	337,5°



Obrázek 1.21 Časový průběh modulace 8-PSK

Při Demodulaci signálu 8-PSK signál vstupuje do obou větví demodulátoru, kde je vynásoben s nosnými signály pro větev I a větev Q. Takto vynásobený signál prochází integrátorem rozdělený po bitové periodě. Následně je v rozhodovacím obvodu provedena funkce arkus tangens, jejíž výsledkem je fázový posuv signálového prvku. Z této fáze je pak určen příslušný tribit. Nakonec jsou symboly převedeny do původní bitové posloupnosti.



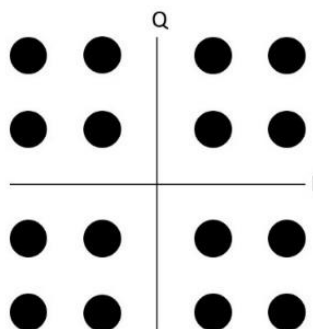
Obrázek 1.22 Demodulátor 8-PSK

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), 0 \leq t \leq T \quad [2] \quad (1.18)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), 0 \leq t \leq T \quad [2] \quad (1.19)$$

1.2.6 Modulace 16-QAM

Kvadrurní modulace 16-QAM patří mezi velmi propracovanou a hojně používanou modulační techniku. V případě této modulace má kvadrurní nosná 4 amplitudy. Ve skutečnosti se jedná o 2 a 2 amplitudy s opačnou polaritou. Nosné vlny mají stejný kmitočet. Výsledný konstelační diagram má 16 bodů a má čtvercový tvar.



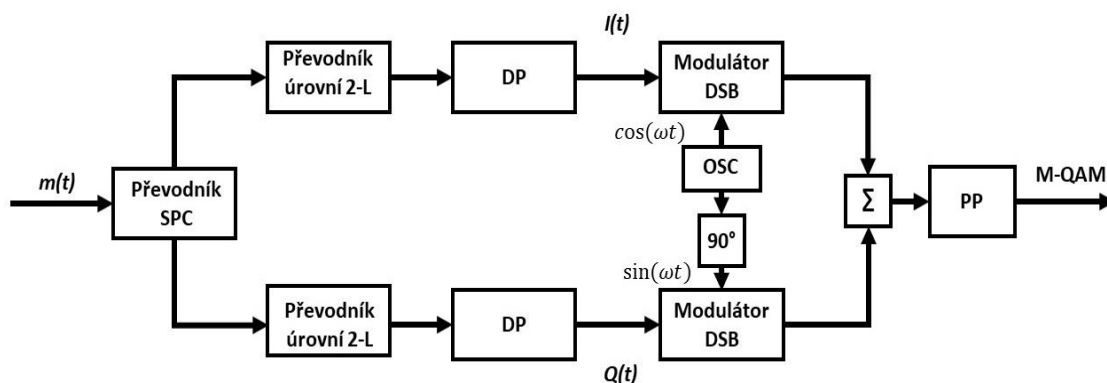
Obrázek 1.23 Konstelační diagram 16-QAM

U této modulace dochází k rozdělení bitů modulačního signálu do dvou dílčích toků. Na rozdíl od modulace QPSK je zde jednoduchý splitter nahrazen složitějším kóděm, sériově paralelní konvertorem, který je schopen generovat víceúrovňové signály v základním pásmu. Poté signály ve větvích postupují do převodníku úrovní 2-L, kde L značí počet úrovní. Výslednou symbolovou rychlost lze vyjádřit vztahem [9]:

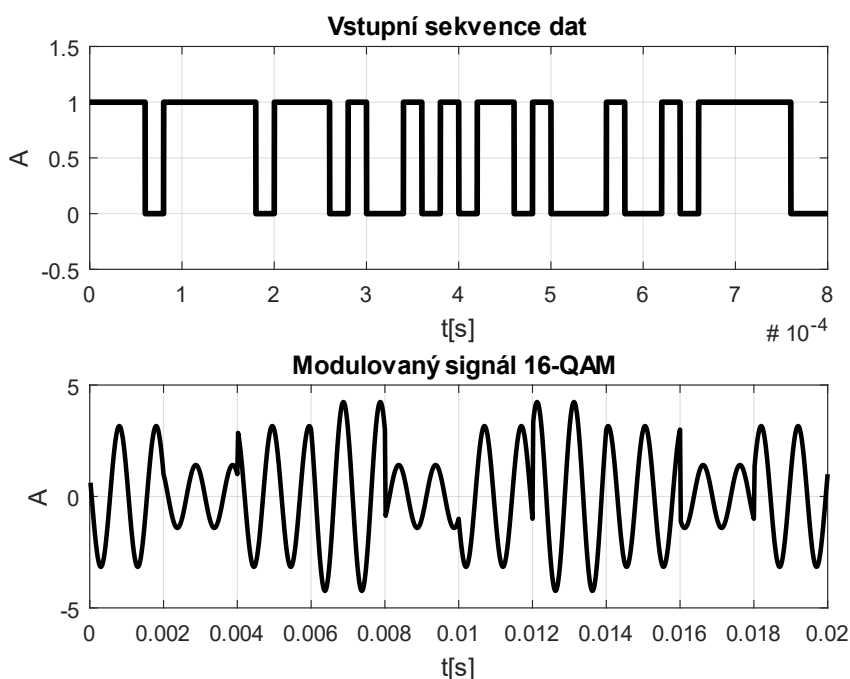
$$R_S = \frac{f_b}{2} \frac{1}{\log_2 L}, \quad (1.20)$$

kde R_S je symbolová rychlost, f_b je bitová rychlost a L značí počet úrovní. Výsledný časový průběh modulace 16-QAM je zobrazen na 1.25 a taktéž je možné ho vyjádřit rovnicí (1.21)

$$s_{QAM}(t) = I(t)\cos\omega_c t + Q(t)\sin\omega_c t. \quad (1.21)$$

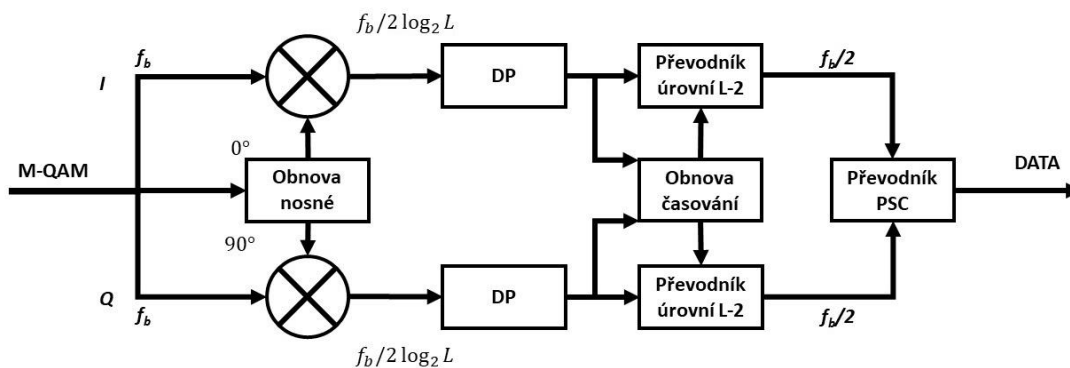


Obrázek 1.24 Modulátor M-QAM



Obrázek 1.25 Časový průběh modulace 16-QAM

Demodulátor M-QAM pracuje na podobném principu jako demodulátor QPSK, tzn. Využívá dvojici součinnových demodulátorů. Přijímaný signál je vynásoben jak se soufázovou, tak s kvadrurní nosnou. Dolní propusti odstraní vyšší harmonické složky. Signál pokračuje do převodníku úrovní L-2. Při demodulaci QAM je zapotřebí obnova časování. Posledním krokem demodulátoru je převod signálu z větví I a Q na jeden, k čemuž slouží paralelně-sériový převodník.



Obrázek 1.26 Demodulátor M-QAM

2. PARAMETRY DIGITÁLNÍCH MODULACÍ

Pro charakterizování a srovnání digitálních modulací je používáno několik základních parametrů. Hlavními z nich jsou přenosová rychlost, modulační rychlost, bitová chybovost, symbolová chybovost, poměr signál-šum, energetická účinnost a spektrální účinnost.

Přenosová rychlost

Přenosová rychlost značí objem dat přenesených za jednu sekundu. Základní jednotkou přenosové rychlosti je bit za sekundu (b/s, bit/s, nebo anglicky bps= bits per second), tzn. počet přenesených bitů za sekundu. Kromě základní jednotky se u systémů s vyššími přenosovými rychlostmi používají i násobky základní jednotky pomocí předpon Kilo (Kbit/s, Kbps – Kilobit per second), Mega (Mbit/s, Mbps – Megabit per second) a Giga (Gbit/s, Gbps – Gigabit per second). Odvozenou jednotkou je pak počet bajtů za vteřinu (B/s, Byte/s, Bps – Byte per second) s tím, že jeden 1B/s= 8 b/s.

Modulační rychlost

Tato hodnota udává počet přenesených signálových prvků za sekundu. Jedná se tak o rychlost, kterou se mění jednotlivé stavy nosné. Modulační rychlost je udávána v jednotkách Baud nebo symbolech za sekundu. Proto je modulační rychlost taktéž nazývána jako symbolová rychlost. Převrácenou hodnotou modulační rychlosti je doba trvání signálního prvku, tj. symbolová perioda.

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{nT_b} = \frac{f_b}{n} = \frac{f_b}{\log_2 M} \quad [\text{Baud}] [8] \quad (2.1)$$

U dvoustavových modulací je přenášený symbol jednobitový, takže modulační rychlost se rovná přenosové rychlosti. Vícestavové modulační metody přenášejí více bitů v jednom symbolu a lépe tak využívají frekvenční pásmo. U linkových kódů NRZ nebo RZ vyjadřuje modulační rychlost počet pulsů za sekundu.

Šířka pásma

Šířka pásma je důležitým parametrem pro popis modulovaných signálů. Šířka pásma bývá nejčastěji označena písmenem B (bandwidth). V praxi se používá několik různých definic této veličiny, které poskytují rozdílné hodnoty a je nutné je proto specifikovat [8]:

- Absolutní šířka pásma – je určena rozsahem kmitočtů, při kterých má signál nenulovou spektrální hodnotu. Řada modulačních signálů má ale neomezené pásmo, což vede k neomezenému pásmu modulovaných signálů.

- Šířka pásma B_{00} – je šířka pásma hlavního laloku výkonového spektra. Takto definovaná šířka pásma lze použít v případech, že má signál jednoznačně vymezený hlavní lalok.
- Třídécibellová šířka pásma B_3 – označuje šířku pásma vymezenou frekvencemi, při nichž výkonová spektrální hustota $S(f)$ klesne o 3 dB, tzn. o polovinu oproti své maximální hodnotě. Alternativou tohoto druhu šířky pásma je šířka vymezená poklesem výkonové spektrální hustoty $S(f)$ o 20 dB a je označována B_{20} . Vzájemný poměr B_{20} a B_3 označovaný jako činitel tvaru (shape factor) charakterizuje strmost boků křivky.
- Šířka pásma B_{99} – označuje šířku pásma, ve které se nachází 99% z celkového výkonu signálu.

Bitová chybovost

Rušivé signály způsobují, že některé prvky signálové zprávy nejsou přeneseny správně a dochází k záměně nul a jedniček. Bitová chybovost užívaná pod zkratkou BER (Bit Error Rate) komunikačního systému, je určena jako poměr chybně přijatých bitů a celkového počtu bitů, přenesených za určitý časový interval. Jedná se o klíčový parametr pro posouzení k posuzování systému, která přenášejí data. I přes rozdíly, jakým jednotlivé komunikační systémy jako radiové systémy, optická vlákna či Ethernet fungují a jakým způsobem dochází k přenášení dat, podstata bitové chybovosti je u všech stejná. Bitová chybovost 10^{-3} znamená, že na 1000 správně přijatých vychází jeden bit, který je přenesen nesprávně. Někdy se chybovost udává taktéž v procentech [1].

$$BER = \frac{N_E}{N} \approx P_E \quad (2.2)$$

V rovnici (2.2) představuje N_E počet chybně přijatých bitů, N celkový počet přijatých bitů. Bitová chybovost bývá rovněž označována jako pravděpodobnost chybného přijetí bitu P_E . Hlavními důvody pro vznik chyb v přenosovém kanálu je přítomnost šumu a změny v dráze šíření signálů (u radiových spojů). Šum se řídí Gaussovým rozdělením a model šíření je pak určen modelem Rayleighovým. Z toho vyplývá, že k analýze signálu se obvykle používá statistických metod analýzy. V praxi je bitová chybovost dále ovlivňována faktory jako jsou nedokonalá filtrace signálu ve vysílači a přijímači, fázovým šumem oscilátorů, nelinearita koncových stupňů vysílačů a mnoho dalších.

Ovlivněním těchto faktorů je možné optimalizovat systém a snížit tak bitovou chybovost. Tyto úpravy nastávají především v konstrukční fázi daného komunikačního systému.

- Interference – míra interference je obecně určena vnějšími faktory a nemůže být tak zcela vyřešena v konstrukční fázi návrhu. Lze ji však ovlivnit snížením šířky pásma, čímž se sníží úroveň rušení. Snížením šířky pásma však klesá datová propustnost

- Výkon vysílače – zvýšením výkonu vysílače se zvyšuje energie na 1 bit. Výkon vysílače však nelze zvyšovat donekonečna, je třeba brát v potaz, že zvýšení našeho užitečného signálu způsobuje rušení ostatním uživatelům. Tento jev je názorně patrný u technologie Wi-Fi (Wireless Fidelity) v panelových domech, kdy snaha jednoho uživatele získat pokrytí v celé své domácnosti způsobuje při použití stejného kanálu rušení okolním uživatelům. Dalším důležitým faktorem výkonu vysílače je skutečnost, že s rostoucím výkonem roste rovněž spotřeba energie, což může být velký problém především u zařízení napájených bateriemi.

Jak vyplývá z výše uvedených faktorů, pro správnou funkci systému a přijatelné bitové chybovosti je třeba tyto faktory vzájemně vyladit. Za normálních okolností však nikdy nemůžeme dosáhnout splnění všech požadavků a je proto nutné přijmout některé kompromisy.

Symbolová chybovost

Symbol error rate (SER) komunikačního systému udává poměr chybně přijatých symbolů a celkového počtu symbolů přenesených za určitý časový interval. Tento časový interval musí být dostatečně dlouhý, aby nebyly ovlivněny výsledky měření. Chybovost dané modulace je závislá především na poměru signál-šum.

E_b/N_0

Jedná se o normalizovaný poměr signálu k šumu, kde E_b vyjadřuje energii signálu na jeden bit a N_0 spektrální hustotu výkonu šumu. Tento poměr se hojně využívá při srovnání bitové chybovosti různých digitálních modulací, protože je nezávislý na šířce pásma. Složky E_b a N_0 lze vyjádřit vztahem [8]:

$$E_b = \frac{C}{R}, N_0 = \frac{N}{B}, \quad (2.3)$$

kde C představuje výkon nosného signálu a R bitovou rychlost, N výkon šumu a B šířku pásma kanálu. U obou veličin bývá jako jednotka udáván Joule [J], [W/Hz] nebo Watty za vteřinu [Ws].

Energetická účinnost

Energetická účinnost (energy efficiency) nebo také výkonová účinnost η_e je definována jako poměr spektrální výkonové hustoty šumu N_0 a střední energie užitečného signálu E_b přenášející 1 bit informace při určité bitové chybovosti BER . Za tuto referenční hodnotu chybovosti se obvykle volí hodnota 10^{-5} nebo 10^{-6} . Energetická účinnost je tak rovna převrácené hodnotě normovaného poměru signál/šum E_b/N_0 .

$$\eta_e = \frac{N_0}{E_b} [-] \quad \text{resp.} \quad \eta_e = 10 \log \frac{N_0}{E_b} [\text{dB}] \quad (2.4)$$

Spektrální účinnost

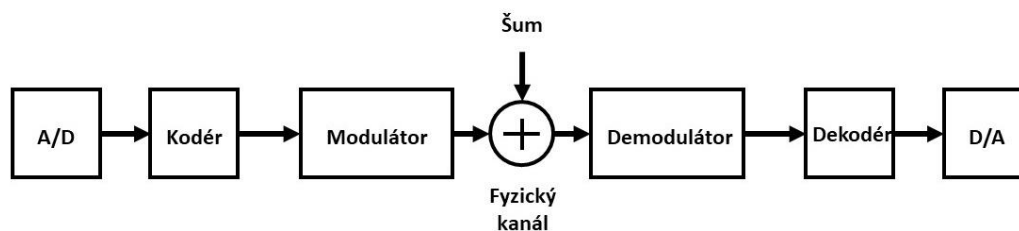
Spektrální (pásmová) účinnost je parametr, který u digitálních modulací charakterizuje závislost šířky pásma a přenosové rychlosti. Spektrální účinnost je definována jako poměr bitové rychlosti R_b ku šířce pásma rádiového kanálu B potřebného pro přenos:

$$\eta_s = \frac{R_b}{B} [\text{bit/s/Hz}] \quad (2.5)$$

3. PŘENOSOVÝ KANÁL A RUŠENÍ

V této kapitole jsem se zabýval simulací rušení přenosového kanálu při přenosu dat z vysílače k přijímači. Simulaci přenosového kanálu a následnou aplikaci rušení jsem provedl v programu MATLAB. Tento software je programovacím jazykem s interaktivním prostředím pro vývoj algoritmů, numerických výpočtů, analýzu a vizualizaci dat, umožňuje pracovat se signály a systémy a provádět reálné měření. Před samotným testováním zvolených druhů rušení jsem vytvořil programy modulací ASK, FSK, BPSK, QPSK, 8PSK a 16-QAM. Pro každou modulaci jsou vytvořeny jednotlivé soubory s koncovkou *.m. Na začátku každé modulace je nastavení vstupních dat a parametrů modulace jako jsou počet bitů, amplituda, bitová rychlost a bitová perioda. Data ve formě bitů mohou být generována náhodně nebo jednotlivé bity vypsány ručně. Následně jsou data v případě vícestavových modulací rozdělena do jednotlivých symbolů. Poté jsou symboly přivedeny do cyklu for, který po jednotlivých symbolech provádí modulaci signálu v závislosti na příslušném signálovém prvku. Zpětná demodulace signálu na data probíhá pomocí dalšího cyklu for u všech simulovaných modulací koherentně, tzn. že pro demodulaci je použit nosný signál. Na konci jsou přijaté symboly opět převedeny do bitové posloupnosti. Každý ze souborů s modulací dále obsahuje vykreslení vstupních a výstupních dat pro prezentaci správné funkce modulátoru a demodulátoru. Dále je v každém souboru vykreslen časový průběh modulovaného signálu příslušné. Tyto časové průběhy byly použity v kapitole 1.2 pro ukázkou u jednotlivých modulací.

Poté jsem na tyto modulace aplikoval rušení. Pro testování odolnosti proti rušení daných modulací jsem zvolil 3 druhy přenosových kanálů. Jedná se o Gaussův kanál, Rayleighův kanál a Riceův kanál. Přenosový kanál je fyzické prostředí, které slouží k přenosu signálu mezi vysílačem a přijímačem. V radiové technice je to volné prostředí mezi anténou vysílače a anténou přijímače. V ideálním radiovém prostředí je signál přijatý signál složen pouze z užitečného signálu přenášejícího informaci. Tento signál není nijak narušen a přijímač tak může bezchybně zrekonstruovat přenášený signál. V reálném radiovém prostředí je však přenášený signál pozměněn. Přijímaný signál na přijímači je pak tvořen kombinací zeslabeného, odraženého a zašuměného signálu. Přítomnost rušivé složky činí informační signál více či méně neurčitým. Tím se omezuje schopnost přijímače správně detektovat jednotlivé signálové stavy a dochází tak chybám v přenosu.

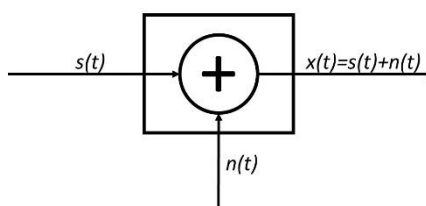


Obrázek 3.1 Schéma přenosového kanálu

V jednotlivých simulacích jsem zkoumal závislost bitové chybovosti na poměru signál-šum respektive poměru E_b/N_0 . Naměřená data jsou opět uložena v jednotlivých souborech s příslušnou modulací. Pro srovnání simulovaných hodnot bitové chybovosti s teoretickými hodnotami jsem využil aplikaci *Bit Error Rate Analysis Tool*, která je vestavěnou součástí programu MATLAB. Po zadání typu rušení, modulace, počtu stavů modulace a případně dalších parametrů aplikace umožňuje vykreslit danou závislost chybovosti na poměru signál-šum. Tyto data jsem pro příslušné modulace a druhy rušení jsem exportoval do souborů s koncovkou *.mat a jsou vždy načteny u konkrétní modulace pro přímé srovnání s naměřenými hodnotami simulace rušení.

3.1 Gaussův kanál

Gaussův přenosový kanál představuje případ, kdy je signál mezi vysílačem a přijímačem šířen po jediné přímé dráze bez odrazů. Jedná se o ideální případ, kdy jsou vysílaná data zašuměna pouze aditivním bílým Gaussovským šumem – AWGN (Additive White Gaussian Noise). Jedná se o šum s Gaussovským rozdělením pravděpodobnosti. Přívlastek bílý označuje skutečnost, že spektrální hustota výkonu šumu je nezávislá na frekvenci, přívlastek Gaussovský pak označuje rozložení amplitud šumu řídicí se Gaussovskou distribucí. Aditivní Gaussovský šum je takový, který se lineárně sčítá s užitečným signálem, aniž by docházelo ke vzájemným intermodulacím. Jedná se o neznámější model přenosového kanálu, který se používá k simulování a porovnání přenosových systémů. Jednoduché Gaussova kanálu je naznačeno na obrázku 3.2, kde $s(t)$ představuje modulovaný signál přenášející informaci, $n(t)$ aditivní Gaussovský šum a $x(t)$ zarušený signál vzniklý jejich součtem. Na přijímači je signál $x(t)$ interpretován jako původní zpráva s co možná nejnižší chybovostí.



Obrázek 3.2 Schéma Gaussova přenosového kanálu

Pravděpodobnost příjmu v kanálu s aditivním bílým Gaussovským šumem je dána normálním nebo také Gaussovým rozdělením s funkcí hustoty pravděpodobnosti [2]:

$$p_g(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(x-m_x)^2/2\sigma^2}, \quad (3.1)$$

kde m_x je střední hodnota a σ^2 rozptyl. Za podmínek, kdy je střední hodnota nulová a rozptyl se rovná jedna, se jedná o normované rozdělení s funkcí hustoty pravděpodobnosti [2]:

$$p_g(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2}. \quad (3.2)$$

Pravděpodobnost, že náhodná proměnná X bude při normovaném normálním rozdělení větší, než dané číslo v se označuje jako Q -funkce [2]:

$$Q(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_v^{\infty} e^{-x^2/2} dx. \quad (3.3)$$

Tato funkce představuje plochu pod křivkou funkce hustoty pravděpodobnosti normovaného normálního rozdělení pro $x > v$. V teorii radiové komunikace je často rovněž používána tzv. komplementární chybová funkce $erfc$, která má definici [2]:

$$erfc(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} e^{-x^2} dx. \quad (3.4)$$

Vzájemné vyjádření těchto dvou funkcí má tvar [2]:

$$Q(v) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{v}{\sqrt{2}}\right). \quad (3.5)$$

3.1.1 Výsledky simulací jednotlivých modulací

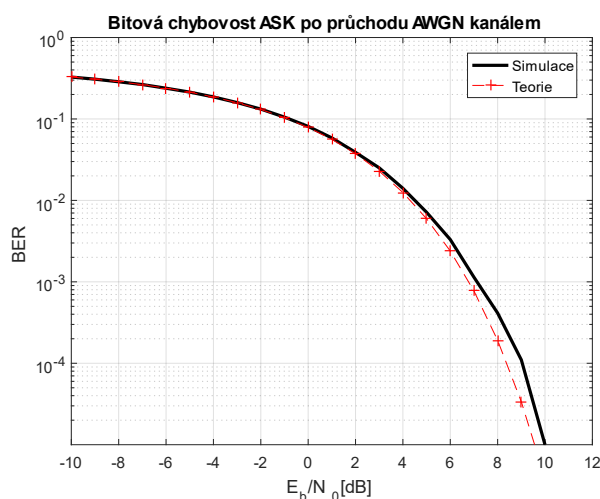
Pro simulaci chybovosti digitálních modulací průchodem přes Gaussův kanál vznikly upravené verze souborů s vytvořenými modulacemi, do kterých byl implementován původní šum. Tyto simulace jsou umístěny ve složce AWGN a jsou vytvořeny s jmennou konvencí ve tvaru `MODULACE_AWGN_BER.m`. Ke každé modulaci jsou rovněž přiřazeny 4 soubory s koncovkou `*.mat`. Jedná se o teoretické hodnoty bitové chybovosti s příslušným poměrem E_b/N_0 v decibelové stupnici a o totožná data získaná simulací a následně uložená do souboru. Parametry modulací jsou shrnuty v tabulce

Tabulka 2 Parametry simulace pro Gaussův kanál

Kmitočet nosného signálu	5 kHz
Počet bitů	60000
Počet opakování měření	5
Krok měření	1 dB
Měřený rozsah	
ASK, BPSK, QPSK	-10 až 11 dB
FSK, 8-PSK, 16-QAM	-10 až 14 dB

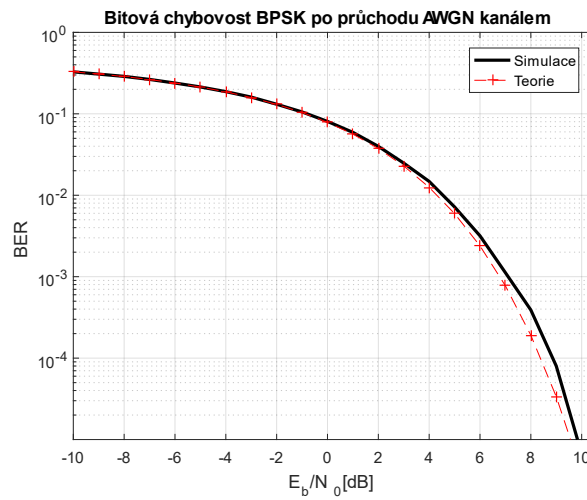
V samotném programu bylo pro implementaci Gaussova šumu přidat další cyklus for provádějící generování šumu pro zadaný rozsah poměru SNR. Tím pádem dochází k nárůstu počtu operací, protože se demodulace signálu provádění pro každý měřený úsek. K vyloučení náhodných chyb je výpočet chybovosti pro každý krok měření prováděn v pěti opakováních. Toho bylo docíleno dalším vnořeným cyklem for, který v pěti opakováních provádí výpočet. Tyto opakované měření jsou uloženy do řetězce *Opakovane_mereni*. Bitová chybovost je pro dané opakování je spočtena algoritmem $sum(xor(Rx_data, Tx_data))/length(Tx_data)$, který porovnává posloupnost bitů na vstupu a výstupu a zaznamenává nesrovnalosti, které jsou vyděleny počtem bitů. Výsledná bitová chybovost je pak vypočítána jako aritmetický průměr opakovaných měření pro daný krok. Do vztahů pro jednotlivé pravděpodobnosti byl dosazován bezrozměrný normovaný poměr signál-šum. Ve výsledných grafech jsou na ose identické hodnoty v decibelové stupnici.

ASK



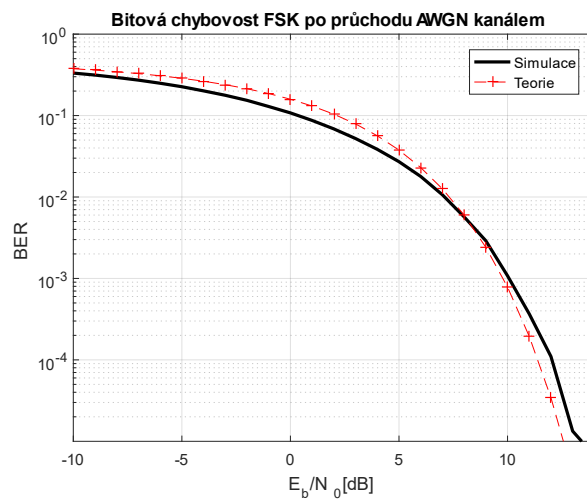
Obrázek 3.3 Bitová chybovost modulace ASK v přenosovém kanálu AWGN

BPSK



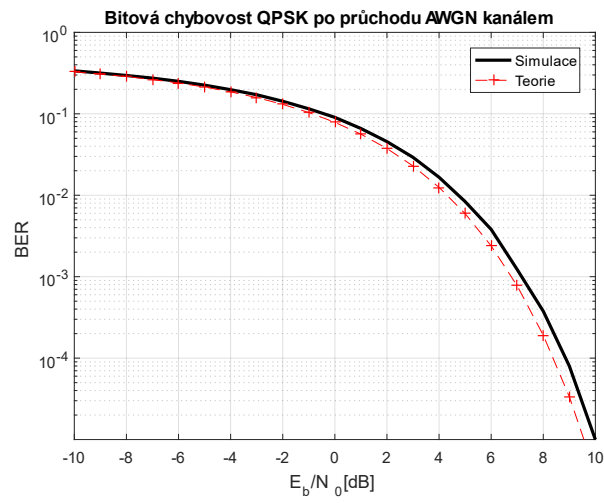
Obrázek 3.4 Bitová chybovost modulae BPSK v přenosovém kanálu AWGN

FSK



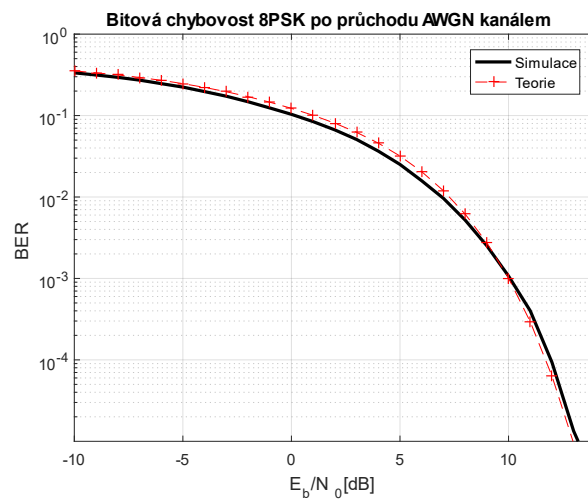
Obrázek 3.5 Bitová chybovost modulae FSK v přenosovém kanálu AWGN

QPSK



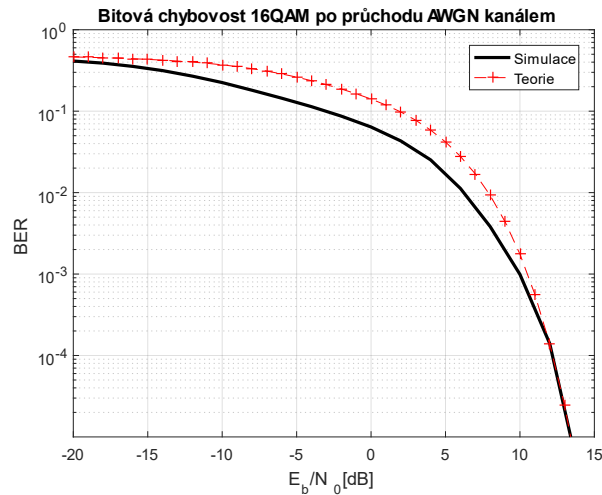
Obrázek 3.6 Bitová chybovost modulae FSK v přenosovém kanálu AWGN

8PSK



Obrázek 3.7 Bitová chybovost modulae 8PSK v přenosovém kanálu AWGN

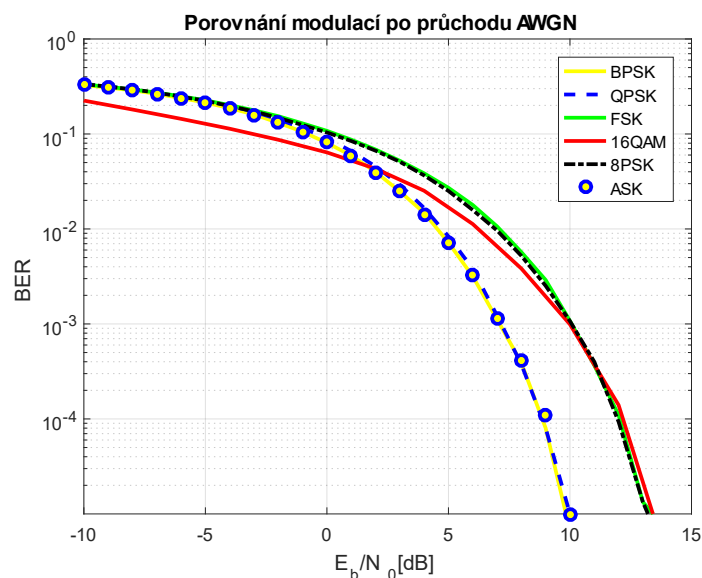
16-QAM



Obrázek 3.8 Bitová chybovost modulační 16-QAM v přenosovém kanálu AWGN

3.1.2 Shrnutí výsledků pro Gaussův kanál

Výsledky bitových chybovostí pro působení Gaussovského šumu jsou shrnuty v souboru *AWGN_vysledky.m*. V tomto programu jsou vykresleny výše popsané charakteristiky pro jednotlivé modulační. Aby nebylo nutné každou modulaci znovu simulovat, jsou v souboru načteny naměřené a teoretické hodnoty všech modulací. Ty jsou poté vykresleny pro srovnání s teoretickými hodnotami a na závěr je vykreslena charakteristika porovnávající průběhy bitových chybovostí simulovaných modulací mezi sebou, kterou můžeme vidět na obrázku 3.9.



Obrázek 3.9 Srovnání BER simulovaných modulací v přenosovém kanálu AWGN

V posledním grafu je jasně patrné, že se potvrdily teoretické poznatky o závislosti počtu stavů na bitovou chybovost. Nižší počet signálových prvků, a tedy i nižší řád modulace, má příznivý vliv na bitovou chybovost. Nejlepších výsledků dosáhly dvoustavové modulace ASK a BPSK. Totožného průběhu dosáhla rovněž kvadraturní modulace QPSK. Při totožné šířce pásma je tak bitová rychlost QPSK dvojnásobná, a tudíž i spektrální účinnost je dvojnásobná a zároveň dosahuje stejné úrovně bitové chybovosti jako BPSK.

Výjimku tvoří dvoustavová modulace FSK, která dosahuje po celý interval měření znatelně vyšší chybovost a od poměru SNR 5 dB a výše má její křivka podobný průběh jako osmistavová modulace 8PSK a modulace 16-QAM se šestnácti stavy. Modulace FSK je tak z pohledu dvoustavových modulací nejméně odolná na šum způsobený Gaussovským šumem. Modulace FSK je ovšem jedinou modulací, u které s rostoucím počtem stavů. Klesá bitová chybovost a tím zároveň roste i její spektrální účinnost.

Tabulka 3 Hodnoty bitové chybovosti modulací pro Gaussov kanál

Hodnoty chybovosti přenosového kanálu s Gaussovým šumem						
	Chybovost 10^{-3}		Chybovost 10^{-4}		Chybovost 10^{-5}	
Modulace	Simulace	Teorie	Simulace	Teorie	Simulace	Teorie
BPSK	7,107	6,771	8,859	8,732	9,836	9,561
QPSK	7,171	6,771	8,855	8,732	10	9,561
ASK	7,129	6,771	9,039	8,732	10	9,561
FSK	10,068	9,782	12,045	11,382	12,045	12,571
8PSK	10,687	10,009	11,952	11,702	12,207	12,968
16QAM	9,985	10,495	12,18	12,187	13,412	13,407

3.2 Riceův kanál

Jestliže se k přímému signálu přidají odražené signály, kvalita příjmu se snižuje. Vlivem vícecestného šíření signálů, který vznikají převážně odrazem signálů, dochází ke kolísání intenzity přijímaného signálu a vzniku intersymbolových interferencí. K těmto odrazům dochází, pokud vysílaná vlna dopadá na velkou vodivou i nevodivou plochu s podstatně většími rozměry, než je vlnová délka nosné vlny. To má za následek, že na přijímací anténu dopadají kromě přímé vlny i řada odražených vln. Tyto odražené vlny mají různou délku dráhy, takže u nich dochází ke zpoždění či změně fáze. Všechny tyto složky se na vstupu přijímače vektorově sčítají. V důsledku toho dochází ke kolísání intenzity. Přijímaného signálu. Na míře kolísání závisí taktéž pohyb přijímače a změna prostředí na cestě signálu mezi vysílačem a přijímačem. Tyto situace simuluje Riceův kanál. Zde se kromě Gaussovského kanálu uplatňují odrazy signálu od různých překážek. Vliv Riceova kanálu na signál $x(t)$ lze matematicky vyjádřit vztahem:

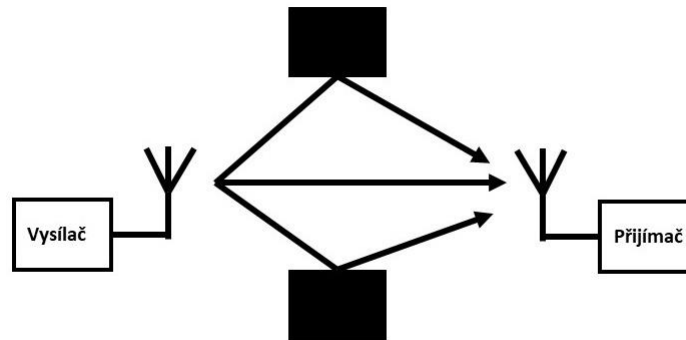
$$y(t) = \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^{N_e} \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t-\tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2}}, \quad (3.6)$$

kde ρ_0^2 útlum cesty přímého signálu, N_e počet odrazů a ρ_i útlum cesty i , θ_i fázový posuv způsobený cestou i a τ_i dobu zpoždění v cestě i .

Riceův faktor udává poměr přímého signálu k sumě všech signálů odražených a má následující vztah

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^{N_e} \rho_i^2}, \quad (3.7)$$

Riceův přenosový kanál tak má vyšší požadavky než kanál Gaussův. Kvůli kompenzaci vlivu odrazů je nutné zvýšit výkon vysílače. Schéma pro Riceův přenosový kanál je na 3.10.



Obrázek 3.10 Schéma Riceova kanálu

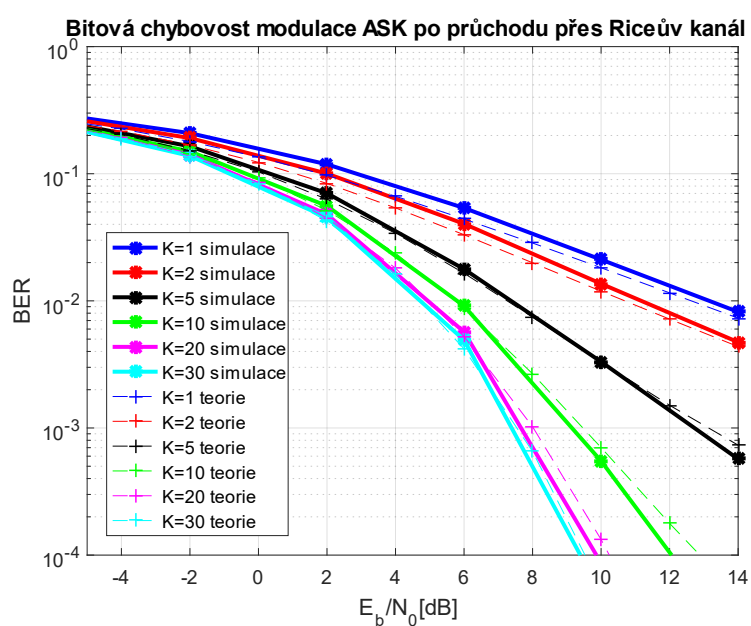
3.2.1 Výsledky simulací

Pro simulaci bitové chybovosti způsobené průchodem přes Riceův kanál bylo potřeba ke stávajícímu programu přidat kromě samotného šumu, který byl přidán ke stávajícímu Gaussovskému šumu, vykreslování křivek pro jednotlivé Riceovy faktory. Toho bylo docíleno přidáním dalšího cyklu for, který zabezpečuje postupné provedení měření bitové chybovosti pro stanovený rozsah měření a jednotlivé hodnoty Riceova faktoru. Celá simulace se tak provádí v počtu zadaných faktorů, čímž narůstá doba výpočtů celkové simulace. Výsledkem každého programu je vykreslení šesti charakteristik bitových chybovostí pro průchod modulace přes Riceův kanál. Naměřené hodnoty jsou opět uloženy do skriptů s koncovkou *.mat, které slouží k vykreslení grafů v souboru *Rice_výsledky.m*.

Tabulka 4 Parametry simulace pro Riceův kanál

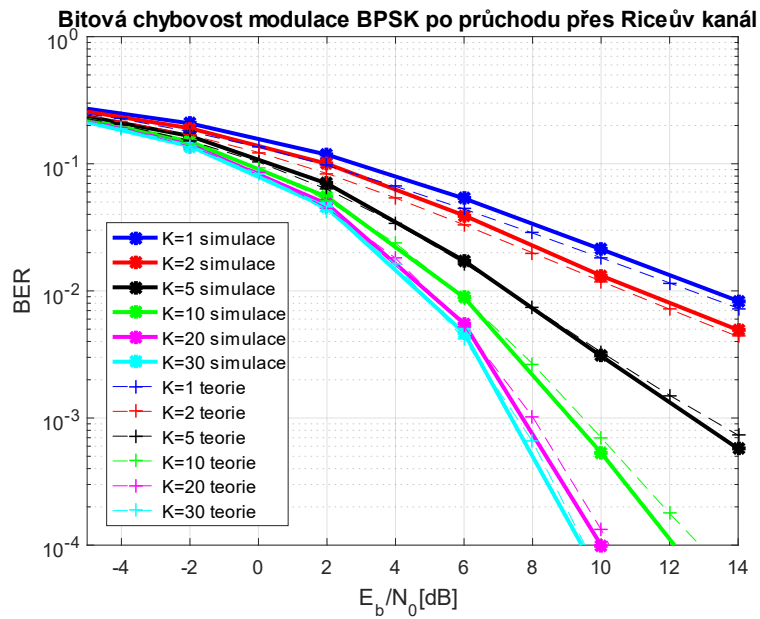
Kmitočet nosného signálu	5 kHz
Počet bitů	60000
Počet opakování měření	5
Krok měření	4 dB
Riceův faktor	1, 2, 5, 10, 20, 30
Měřený rozsah	-6 až 38 dB

ASK



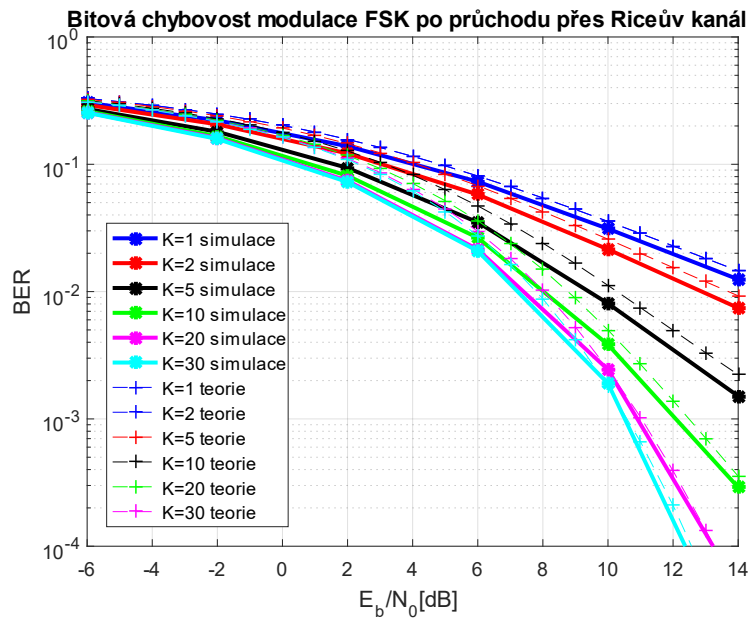
Obrázek 3.11 Bitová chybovost modulační ASK pro Riceův kanál

BPSK



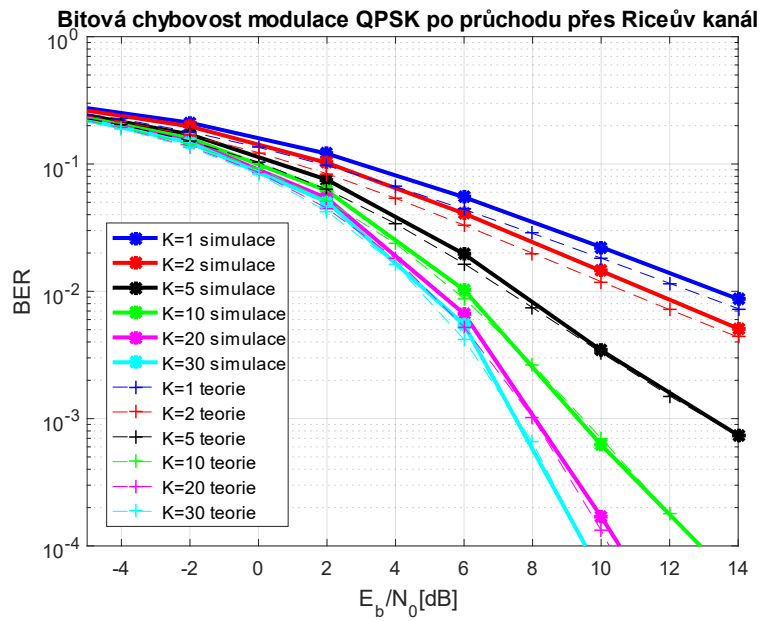
Obrázek 3.12 Bitová chybovost modulae BPSK pro Riceův kanál

FSK



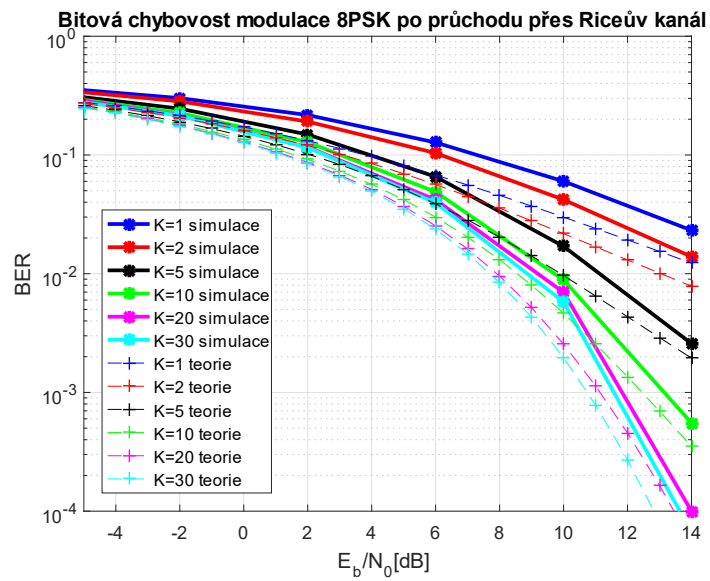
Obrázek 3.13 Bitová chybovost modulae FSK pro Riceův kanál

QPSK



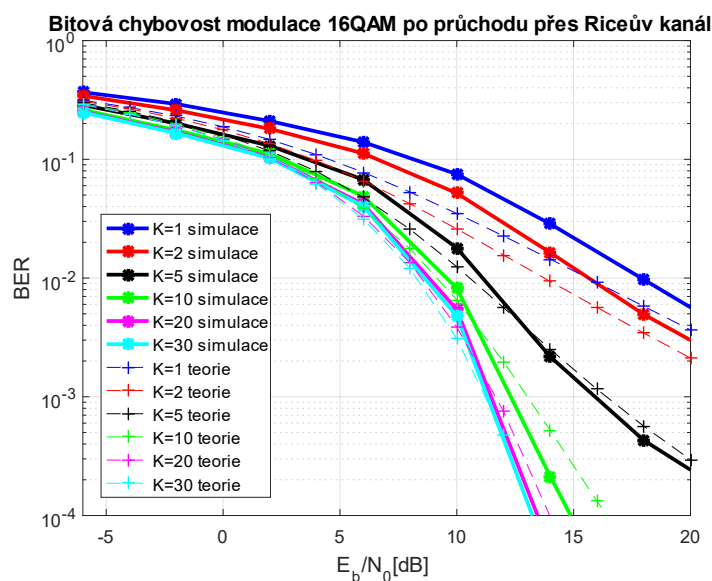
Obrázek 3.14 Bitová chybovost modulační QPSK pro Riceův kanál

8PSK



Obrázek 3.15 Bitová chybovost modulační 8PSK pro Riceův kanál

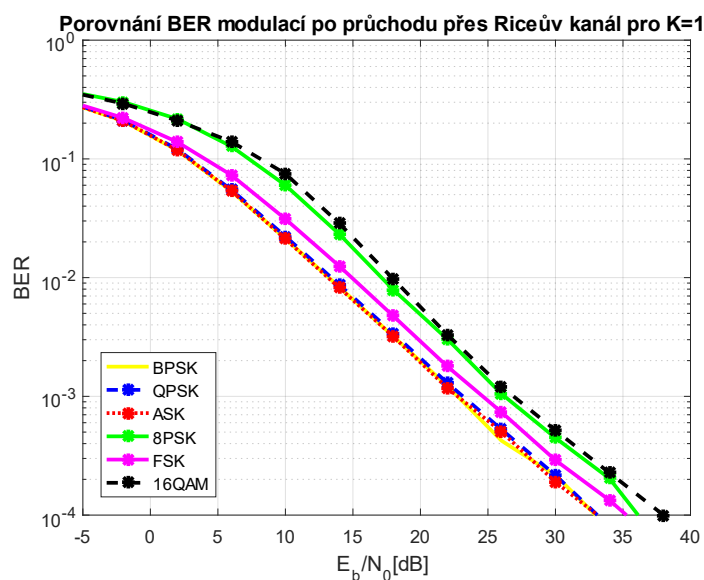
16-QAM



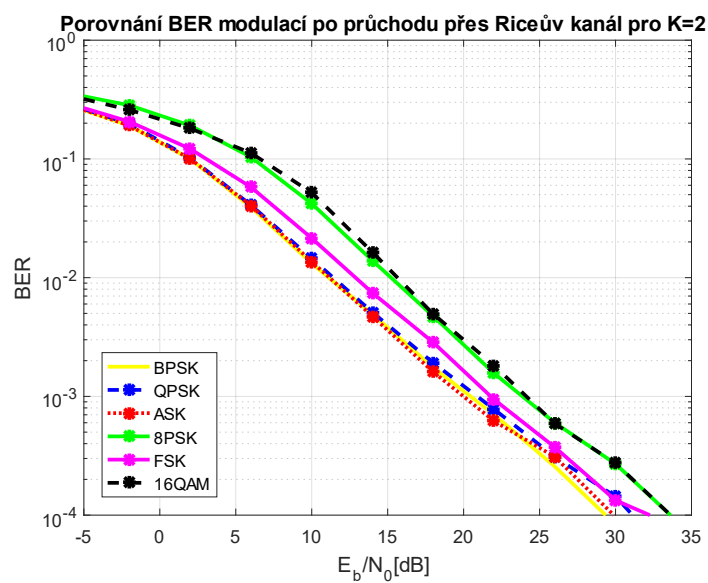
Obrázek 3.16 Bitová chybovost modulační 16-QAM pro Riceův kanál

3.2.2 Shrnutí výsledků

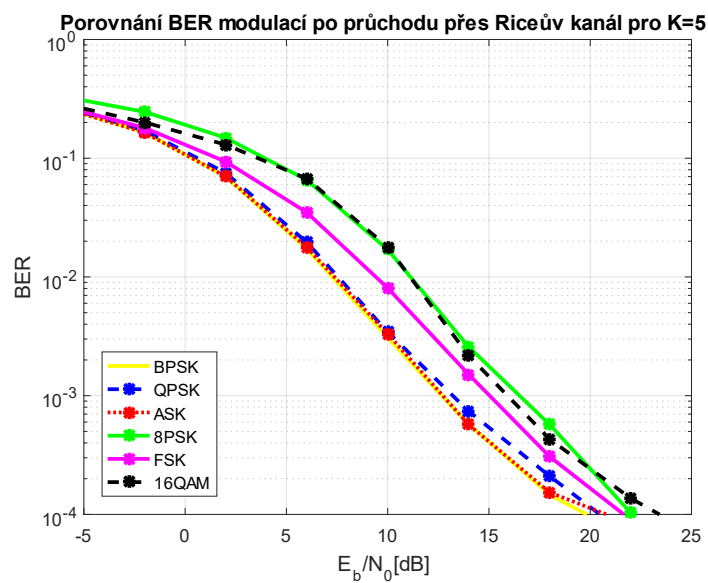
Výsledky bitových chybovostí pro působení Riceova kanálu jsou shrnuty v souboru *RICE_vysledky.m*. V tomto programu jsou vykresleny výše popsané charakteristiky pro jednotlivé modulační. Na začátku programu opět dochází k načtení teoretických naměřených hodnot během simulace pro každou z modulační. Ty jsou postupně vykresleny pro přímé srovnání s teoretickými hodnotami. Následně jsou vykresleny charakteristiky porovnávající průběhy bitových chybovostí simulovaných modulační mezi sebou, pro totožné hodnoty Riceova faktoru, které můžeme vidět na následujících obrázcích:



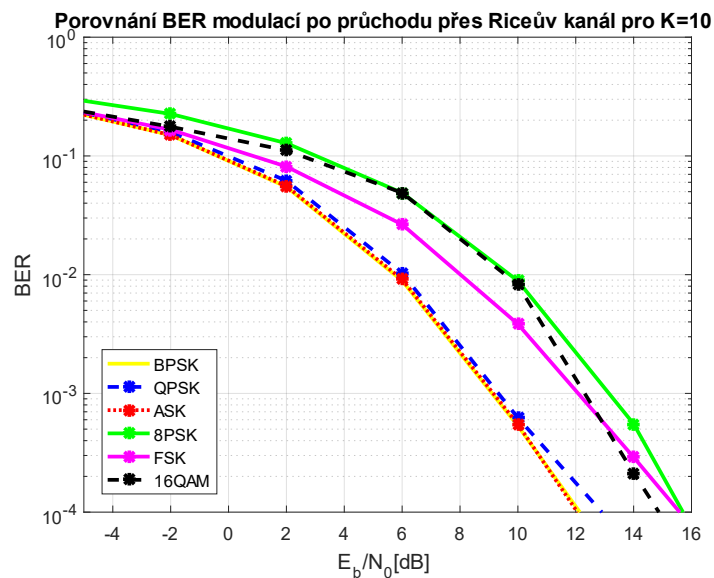
Obrázek 3.17 Porovnání BER simulovaných modulační pro Riceův kanál při K=1



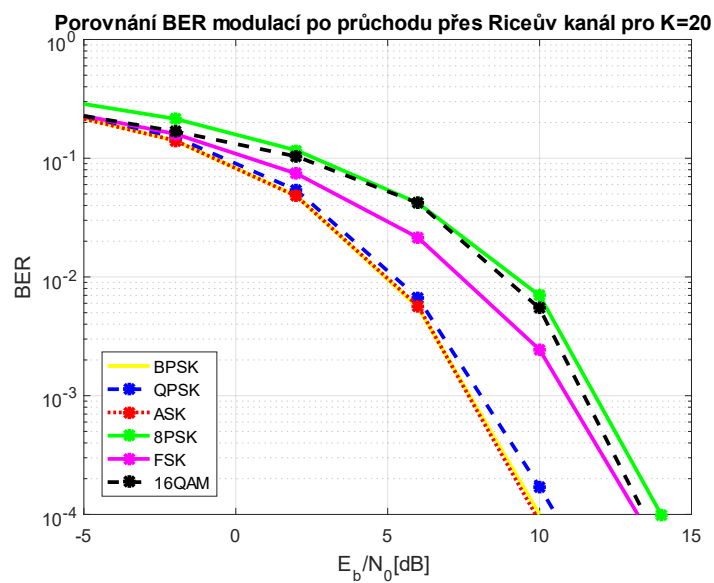
Obrázek 3.18 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při K=2



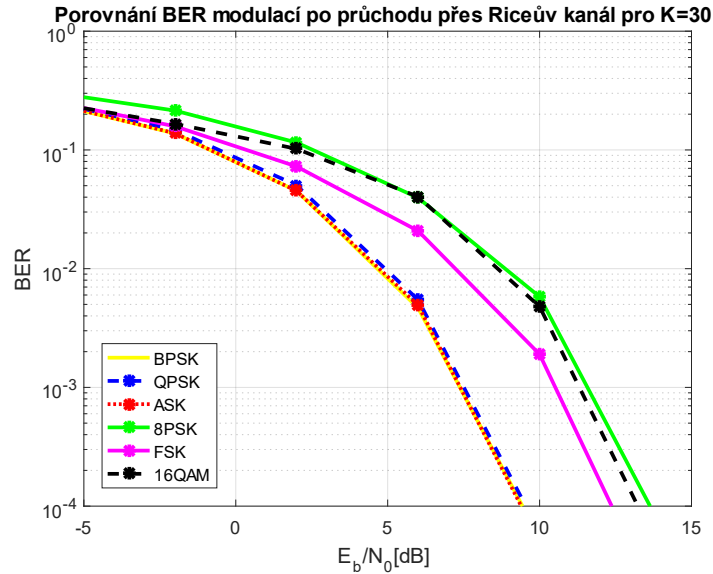
Obrázek 3.19 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při K=5



Obrázek 3.20 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při K=10



Obrázek 3.21 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při K=20



Obrázek 3.22 Porovnání BER simulovaných modulací pro Riceův kanál při K=30

Z výše uvedených obrázků je jasně patrný vliv Riceova kanálu na bitovou chybovost příslušných modulací. Ve srovnání s Gaussovským šumem dosahují simulované modulační rychlosti větší bitovou chybovost. Při hodnotě Riceova faktoru $K=1$ dosahují simulované modulační rychlosti požadované bitové chybovosti 10^{-4} při poměru SNR o 20 dB vyšším než při samotném Gaussovském šumu, což klade obrovské nároky na výkon. Například dvoustavová modulační rychlost BPSK dosáhla chybovosti 10^{-4} při poměru SNR 33 dB oproti 9 dB při Gaussově šumu. Při hodnotě $K=2$ je situace podobná, dochází ke zlepšení u všech modulací v průměru o 2 až 3 dB. Bitová chybovost poprvé výrazněji klesá při pětinasobném poměru přímého signálu k součtu signálů odražených, kdy modulační rychlost BPSK dosáhla bitové chybovosti 10^{-4} při poměru SNR 20,7 dB, což je ale stále dvojnásobná hodnota oproti Gaussovskému šumu. Pro poměr $K=10$ došlo dalšímu výraznému snížení chybovosti. Bitové chybovosti pro toto měření byly v průměru o 3 dB horší než v měření pro předešlý přenosový kanál. V následných charakteristikách o Riceově faktoru o hodnotě 20 a 30 už simulované modulační rychlosti dosahují téměř shodných poměrů jako při působení AWGN. Naměřené hodnoty BER simulovaných modulací jsou shrnuty a porovnány s teoretickými hodnotami v tabulce 5.

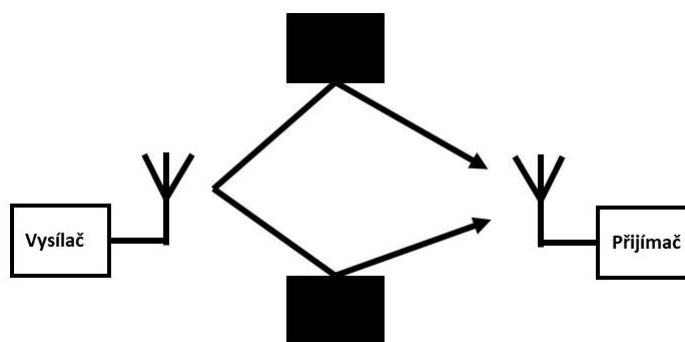
Tabulka 5 Hodnoty bitové chybovosti modulací pro Riceův kanál

Hodnoty chybovosti Riceova kanálu získané simulací						
Modulace	Chybovost 10^{-4}					
	K=1 [dB]	K=2 [dB]	K=5 [dB]	K=10 [dB]	K=20 [dB]	K=30 [dB]
BPSK	33	29,35	19,825	12,14	10	9,43
QPSK	33,1	31,13	20,48	12,9	10,54	9,547
ASK	33,115	29,884	20,8	12,055	9,87	9,4
FSK	35,25	33,25	21,65	15,58	13,23	12,375
8PSK	36,2	33,6	22,25	15,7	14	13,7
16QAM	38	33,62	23,4	14,9	13,45	13,24

Teoretické hodnoty chybovosti Riceova kanálu						
Modulace	Chybovost 10^{-4}					
	K=1 [dB]	K=2 [dB]	K=5 [dB]	K=10 [dB]	K=20 [dB]	K=30 [dB]
BPSK	32,6	30	20,7	12,88	10,24	9,53
QPSK	32,6	30	20,7	12,88	10,24	9,53
ASK	32,6	30	20,7	12,88	10,24	9,53
FSK	35,65	33,084	23,7	15,87	13,256	12,568
8PSK	34,9	32,4	23,1	15,85	13,45	12,85
16QAM	35,63	33,05	23,8	16,45	13,95	13,27

3.3 Rayleighův kanál

Existují případy, kdy přímý signál není dominantním. Rayleighův model přenosového kanálu modeluje přenos v bezdrátovém prostředí, ve kterém neexistuje přímá viditelnost LOS (Line-of-sight). Kanál tak simuluje případ, kdy je přímý signál zcela potlačen. Tento případ nastává například v městské zástavbě, kdy na cestě mezi vysílačem a přijímačem stojí vysoké budovy. V přírodě toto potlačení může způsobit například vysoký kopec či nízká nadmořská výška jednoho z dvojice vysílač přijímač. Tento kanál představuje nejhorší podmínky příjmu signálu pro anténu přijímače. Schéma Rayleighova kanálu je na obrázku 3.23.



Obrázek 3.23 Schéma Rayleighova kanálu

Vzorec pro vliv Rayleighova kanálu na signál $x(t)$ vychází ze vztahu pro Riceův kanál, ze kterého je odebrána část popisující přímou cestu a má tvar:

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^{N_e} \rho_i e^{-j2\pi\theta} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2}} \quad (3.8)$$

Rayleighův kanál tak dosahuje největší míry ovlivnění signálu ze zkoumaných druhů rušení, a proto vyžaduje další zvýšení vysílacího výkonu, a tedy i normalizovaného poměru E_b/N_0 .

3.3.1 Výsledky simulací

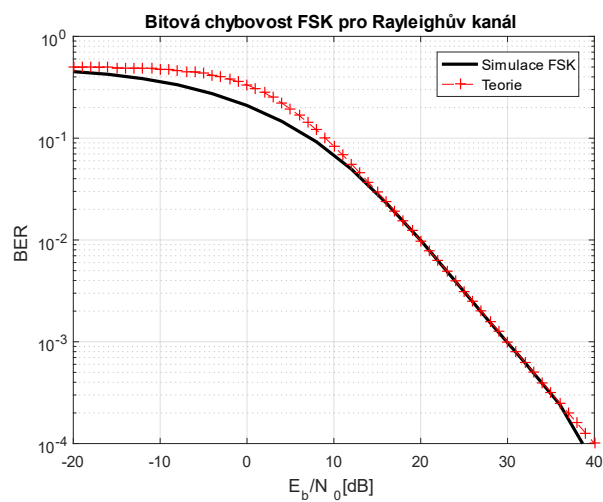
Rayleighův kanál byl simulován pro všechny modulační schémata jako v předešlých simulacích. Postup simulace zůstává stejný, složka s výsledky simulace obsahuje 7 souborů *.m. Prvních šest souborů tvoří simulace v Rayleighova kanálu v jednotlivých modulacích. Poslední soubor, *Rayleigh_vysledky.m*, je určen pro načtení simulovaných hodnot do jednoho programu a jejich následné vykreslení v podobě závislosti bitové chybovosti na poměru SNR v dB. Parametry simulace jsou shrnuty v tabulce 6.

Tabulka 6 Parametry simulace pro Rayleighův kanál

Kmitočet nosného signálu	5 kHz
Počet bitů	60000
Počet opakování měření	5
Krok měření	4 dB
ASK, BPSK, QPSK	-20 až 40 dB

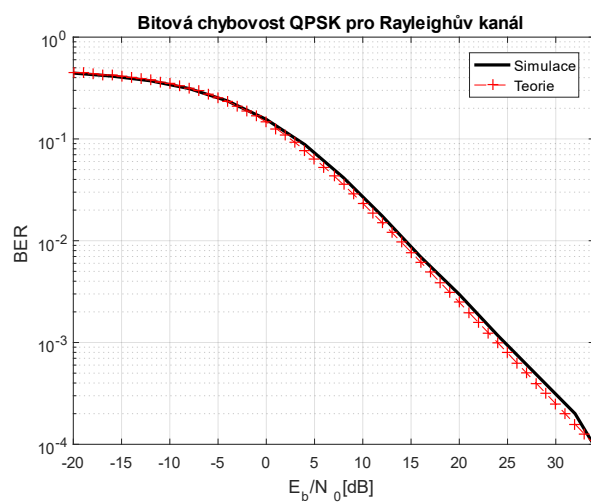
Pro simulaci bitové chybovosti způsobené průchodem přes Riceův kanál bylo potřeba ke stávajícímu programu přidat kromě samotného šumu, který byl přidán ke stávajícímu Gaussovskému šumu, vykreslování křivek pro jednotlivé Riceovy faktory. Toho bylo docíleno přidáním dalšího cyklu for, který zabezpečuje postupné provedení měření bitové chybovosti pro stanovený rozsah měření a jednotlivé hodnoty Riceova faktoru. Celá simulace se tak provádí v počtu zadaných faktorů,

FSK



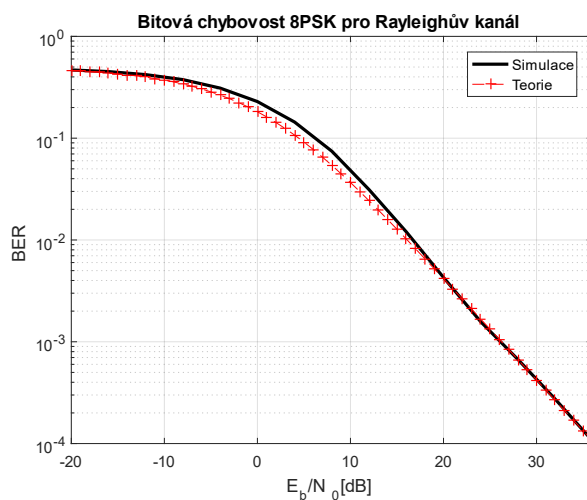
Obrázek 3.26 Bitová chybovost modulaice FSK pro Rayleighův kanál

QPSK



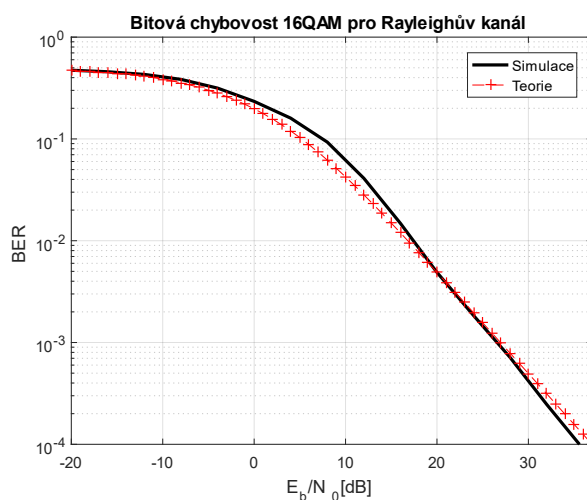
Obrázek 3.27 Bitová chybovost modulaice QPSK pro Rayleighův kanál

8PSK



Obrázek 3.28 Bitová chybovost modulační 8PSK pro Rayleighův kanál

16-QAM

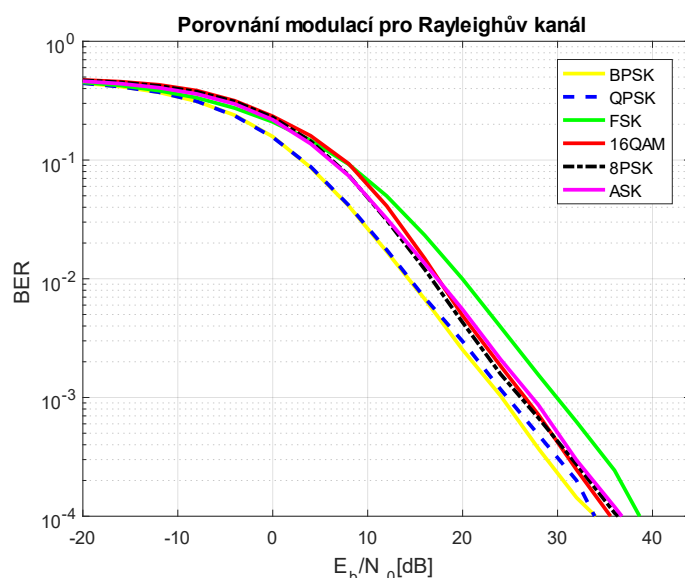


Obrázek 3.29 Bitová chybovost modulační 16-QAM pro Rayleighův kanál

3.3.2 Shrnutí výsledků

Výsledky simulace zvolených modulací v Rayleighově přenosovém kanálu ve formě závislosti bitových chybovostí na normovaném poměru E_b/N_0 jsou shrnuty v souboru *Rayleigh_vysledky.m*. Tak je v předešlých případech slouží tento soubor k přímému zhodnocení výsledku bez potřeby opětovné simulace. Formát interpretace výsledků je taktéž stejný. Díky absenci přímé cesty signálu byly pro tento přenosový kanál očekávány nejhorší výsledky bitové chybovosti. Tyto předpoklady se u všech simulovaných modulací potvrdily. Oproti předchozímu měření, kterého probíhalo pro Riceův kanál, již nedošlo k tak výraznému zhoršení. Při srovnání naměřených dat Riceova kanálu za parametru $K=1$ a Rayleighova

kanálu činil rozdíl u modulace BPSK 1 dB. S rostoucím faktorem K je však rozdíl čím dál tím více znatelný. Stejně jako u simulací předchozích kanálů dosahovaly nejlepších výsledků pro chybovost 10^{-4} modulace BPSK a QPSK. V případě Rayleighova kanálu došlo k odklonu teoretické a naměřené chybovosti u modulace ASK, který činí asi 2 dB. U ostatních zkoumaných modulací odpovídají naměřené hodnoty až na mírné odchylky hodnotám teoretickým exportovaným z aplikace *Bit Error Rate Analysis Tool*. V tomto případě dosahovala nejhorších výsledků dvoustavová modulace FSK, dosáhla dokonce horších výsledků než modulace 8-PSK a 16-QAM a to o celé 3 dB, jak pro chybovost 10^{-4} , tak pro chybovost 10^{-3} . Modulace 8-PSK a 16-QAM dosahovaly opět téměř shodných chybovostí, což demonstruje výhodu kvadraturních amplitudových modulací. Naměřené bitové chybovosti jsou vypsány v tabulce 7.



Obrázek 3.30 Srovnání BER simulovaných modulací pro Rayleighův kanál

Tabulka 7 Hodnoty bitové chybovosti modulací pro Rayleighův kanál

Hodnoty chybovosti pro Rayleighův kanál				
Modulace	Chybovost 10^{-4}		Chybovost 10^{-3}	
	Simulace	Teorie	Simulace	Teorie
BPSK	34	33,978	24,13	23,965
QPSK	33,905	33,978	24,71	23,965
ASK	36,77	33,978	27,32	23,965
FSK	38,7	40	29,915	29,99
8PSK	36,37	36,26	26,13	26,24
16QAM	35,6	36,9	26,575	26,95

ZÁVĚR

Cílem této bakalářské práce byla analýza odolnosti zvolených digitálních modulací proti různým typům rušení. Těmito modulace byly ASK, FSK, BPSK, QPSK, 8-PSK a 16-QAM. Pro tyto modulace jsem vytvořil v prostředí programu MATLAB jejich modulátory a demodulátory. Pro simulaci rušení v bezdrátovém kanálu jsem vybral Gaussův, Riceův a Rayleighův model přenosového kanálu.

V první kapitole jsem popsal základní dělení digitálních modulací. Následně jsem popsal základní představitele těchto modulací, popsal principy jejich modulátorů a demodulátorů. Ve druhé části mé bakalářské práce jsem stručně popsal základní parametry digitálních modulací včetně bitové chybovosti a normalizovaného poměru E_b/N_0 , které sloužily jako klíčové charakteristiky odolnosti digitálních modulací proti rušení v následné simulaci.

Ve třetí kapitole jsem popsal základní rozdíly mezi zvolenými druhy rušení k simulaci. V každé podkapitole s příslušným přenosovým kanálem jsou shrnuty výsledky pro jednotlivé testované modulace ve formě grafů a následné přímé porovnání bitových chybovostí modulací mezi sebou. Nejprve byla provedena simulace pro Gaussův kanál. V tomto případě dosahovaly modulace nejlepších výsledků. Modulace BPSK dosáhla bitové chybovosti 10^{-4} při odstupu signál-šum necelých 9 dB, s nejhoršího výsledek byl naměřen u modulace 16-QAM s hodnotou 12,2 dB. Jako druhý byl proveden test odolnosti modulací v Riceově kanálu. Zde jasně vyplývá, že s rostoucím poměrem přímého signálu ku signálům odraženým se bitová chybovost modulace rapidně zlepšuje. Tento poměr je zahrnut v tzv. Riceově faktoru. Rozdíl naměřených hodnot mezi faktorem $K=1$, tedy situací, kdy poměr signálu přímé cesty je stejný jako poměr signálů odražených, a faktorem $K=30$, kdy je poměr třicetkrát větší, činil více jak 20 dB. Jako poslední byla provedena simulace pro Rayleighův kanál. Rayleighův kanál se vyznačuje absencí přímé cesty mezi vysílačem a přijímačem. Tento fakt vedl k nejhorším výsledkům bitové chybovosti u všech zkoumaných modulací.

Ve všech provedených modulacích se potvrdil předpoklad, že vyšší počet stavů modulace vede za stejných podmínek k vyšším hodnotám chybovosti než u modulací s nižším počtem stavů. V provedených měřeních dosahovala nejlepších výsledků modulace BPSK a QPSK, které dosahovaly vždy podle teoretických předpokladů stejných bitových chybovostí. Na druhou stranu nejhorších výsledků dosahovaly modulace 8-PSK a 16-QAM. Důvodem pro použití těchto vícestavových modulací je fakt, že při stejné šířce pásma dosahují trojnásobné, respektive čtyřnásobné přenosové rychlosti oproti dvoustavovým modulacím. Z toho vyplývá závěr, že při návrhu systému je vždy potřeba docílit kompromisu mezi požadovanou přenosovou rychlostí a požadovanou spolehlivostí doručení dat.

Seznam použité Literatury

- [1] POOLE, Ian. BER Bit Error Rate Tutorial and Definition. In: Radio-electronics.com: Resources and analysis for electronic engineers [online]. Dostupné z: <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/ber/bit-error-rate-testing-bert.php>
- [2] MARŠÁLEK, Roman. *Teorie Rádiové Komunikace-počítačové cvičení*. Skripta FEKT VUT v Brně, Brno
- [3] PROAKIS, J.G. *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.
- [4] HANUS, Stanislav. *Rádiové a mobilní komunikace*. Skripta FEKT VUT v Brně, Brno
- [5] Návoděda programu Matlab. Equalizer Help[online]. Dostupný z WWW: <http://www.mathworks.com/>
- [6] ZAPLATÍLEK, K., DOŇÁR, B. *MATLAB pro začátečníky*. BEN – Technická literatura, Praha 2005 151 s. ISBN 80-7300-175-6
- [7] INGLE, Vinay K. a John G. PROAKIS. 2011. *Digital Signal Processing Using MATLAB*. Cengage Learning. ISBN 978-1111427375.
- [8] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD. 2006. *Moderní radiotechnika*. Praha: BEN. ISBN 8073001322.
- [9] ČÍŽ, Radim. *Teorie sdělování - soubor přednášek*. [online] Brno: elektronické skriptum FEKT VUT, 2008.
- [10] FRANEKOVÁ, Mária. *Modelovanie komunikačných systémov v prostredí Matlab, Simulink a Communications Toolbox*. 1. vyd. Žilina: Edis, 2003, 130 s. ISBN 80-8070-027-3.
- [11] ZAPLATÍLEK, K., DOŇÁR, B.: *Matlab – Začínáme se signály*. Praha, BEN, 2006, 272 stran. ISBN 80-7600-200-0
- [12] Help programu MATLAB (Version 7.7.0.471 (R2008b))

Seznam symbolů a zkratek

ASK	Amplitude Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
f_b	Bitová frekvence
T_b	Bitová perioda
f_s	Symbolová rychlost, modulační rychlost
T_s	Doba trvání signálového prvku
R_s	Symbolová rychlost
M	Počet stavů
NRZ	Non return to zero – Bez návratu k nule
PCM	Pulse Code Modulation – Pulzní kódovaná modulace
DPCM	Differentially Coherent PCM – Diferenční pulzní kódovaná modulace
DM	Delta modulation – Modulace Delta
ADM	Adaptive Delta Modulation – Adaptivní delta modulace
AWGN	Additive White Gaussian Noise – Aditivní bílý Gaussův šum
BER	Bit Error Rating – Bitová chybovost
N_E	Počet chybně přijatých bitů
N	Celkový počet přijatých bitů
P_E	Pravděpodobnost chybného přijetí bitu
NRZ	Non Return to Zero – Signál bez návratu k nule
RZ	Return to Zero (Signál s návratem k nule)
bps	Bit per second – bit za sekundu
Mbps	Megabit per second – Megabit za sekundu
Gbps	Gigabit per second – Gigabit za sekundu
Kbps	Kilobit per second – Kilobit za sekundu
Bps	Byte per second – Bajt za sekundu
E_b	Energy per bit – Energie potřebná k přenesení bitu
N_o	Noise power spectral density – spektrální hustota výkonu šumu
Wi-Fi	Wireless Fidelity
LOS	Line-of-sight – Přímá radiová viditelnost