

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra telekomunikační techniky



Bakalářská práce

Analýza a měření přenosu LTE vláknovou optikou

Autor: Nikolay Volkov

Vedoucí práce: prof. Ing. Stanislav Zvánovec, Ph.D.

Spec: Ing. Jan Bohata

2015

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou bakalářskou práci zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a konzultanta a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé bakalářské práce nebo její části se souhlasem katedry.

Podpis.....

V Praze dne 22. 05. 2015

Jméno a příjmení: Nikolay Volkov

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra telekomunikační techniky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **Volkov Nikolay**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Síťové a informační technologie

Název tématu: **Analýza a měření přenosu LTE vláknovou optikou**

Pokyny pro vypracování:

V současné době je čím dál více využíváno optických infrastruktur pro přenos radiových signálů (tzv Radio over Fiber), a to jak již k samotným datovým přenosům, tak i pro napájení vzdálených radiových zařízení. V rámci bakalářské práce analyzujte v prostředí OptiSystem využití optických infrastruktur pro přenos radiových signálů přes vláknové části optických sítí zejména z hlediska chybovosti přenosu. V experimentální části se pak dále zaměřte na přenosy LTE (Long Term Evolution) či pokročilé modulační formáty užívané ve vybraných částech vláknových optických sítí.

Seznam odborné literatury:

- [1] Lee, Ch.I.: Microwave Photonics, 2nd Edition. CRC Press 2013. ISBN: 978-1-46-650286-4.
- [2] Gomes, N.J.; Monteiro, P.P.; Gameiro, A.: Next Generation Wireless Communications Using Radio over Fibre. John Wiley & Sons, 2012. ISBN: 978-1-118-30600-0.

Vedoucí: prof. Ing. Stanislav Zvánovec, Ph.D.

Platnost zadání: do konce letního semestru 2015/2016

prof. Ing. Boris Šimák, CSc.
vedoucí katedry



prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 12. 12. 2014

Anotace:

Náplní této bakalářské práce je problematika analýzy a měření přenosu LTE vláknovou optikou. Teoretický úvod práce je věnován popisu fyzické vrstvy eklektické a optické části RoF systému a úvodu do technologie LTE.

Cílem praktické části práce je provést komparativní analýzu změřeného RoF systému a výsledků jeho simulace, navrhnout simulaci technologie LTE vláknovou optikou, s následujícími testováními na odolnost systému proti rušení.

Klíčová slova: LTE, OFDM, 64QAM, QPSK, RoF, optické vlákno, simulace

Abstact:

This bachelor's thesis is devoted to the problems of analysis and measurements of the LTE transmission through optical fiber. The theoretical part of the thesis focuses on description of both the electrical and optical part of the RoF system's physical layer as well as on introduction to the LTE technology.

The purpose of the practical part is to make a comparative analysis of values obtained from RoF system measurements and its simulation results. Besides these, the experimental part contains own proposal of the simulation of the LTE technology followed by interference test.

Keywords: LTE, OFDM, 64QAM, QPSK, RoF, optical fiber, simulation

Poděkování:

Rád bych poděkoval vedoucímu prof. Ing. Stanislav Zvánovcovi, Ph.D. za veškerou odbornou pomoc, rady, doporučení a čas, který mi věnoval při řešení dané problematiky.

Mé poděkování patří také Ing. J. Bohatovi za spolupráci, odborné vedení mé bakalářské práce, poskytování užitečných informací, cenných rad a za velkou trpělivost a podporu během studia.

Na závěr chci poděkovat své rodině a kamarádům, hlavně Carin Koshel za podporu a velmi cenné připomínky při zpracovávání této práce.

Obsah

1. Úvod.....	2
2. Teoretická část.....	3
2.1 Optický vláknový systém.....	3
2.1.1 Optická vlákna.....	3
2.1.1.1 Vlastnosti optických vláken.....	4
2.1.1.2 Jednovidová vlákna	4
2.1.2 Optické vysílače	5
2.1.2.1 Laserové diody.....	6
2.1.3 Optické modulace	6
2.1.4 Mach–Zehnderův modulator	7
2.1.4.1 Single drive (SD) and Dual drive (DD) MZM.....	9
2.2 Radiový přenosový systém	11
2.2.1 Digitální modulace	11
2.2.1.1 Modulace QAM.....	12
2.2.1.1.1 Konstelační diagram QAM.....	14
2.2.1.1.2 Modul chybového vektoru EVM a chybovost BER.....	15
2.2.2 Ortogonální multiplex s frekvenčním dělením OFDM	16
2.2.3 LTE (Long Term Evolution)	19
2.2.3.1 Fyzická vrstva LTE.....	20
2.3 RF signál přes optické vlákna	22
2.3.1 Koncept RF signálu přes optická vlákna	22
2.3.2 Druhy přenosu RoF	24
3. Praktická část.....	26
3.1 Laboratorní měření RoF.....	26
3.2 Simulace LTE v prostředí OptiSystem	32
3.2.1 Analýza v simulačním prostoru.....	36
4 Závěr.....	40
Seznam použitých zkratk:	41

1. Úvod

V současné době je těžké si představit uživatele s mobilním telefonem, který pracuje pouze na síti 2G (GSM) bez podpory vysokorychlostního internetu. S příchodem 3G (UMTS) došlo k rozmachu mobilního internetu. Poptávka neustále narůstá a rychlost třetí generace je již dnes nedostačující. Každý rok se zvyšuje objem internetového provozu, což klade nároky na přenos dat a zatížení sítě. Tak vyvstala potřeba sítí čtvrté generace LTE (Long Term Evolution).

Tato práce je věnována právě nové síti čtvrté generace a to zejména přenosům LTE přes optické vláknové spoje (které mohou tvořit části infrastruktury). Práce se dělí se na 2 části:

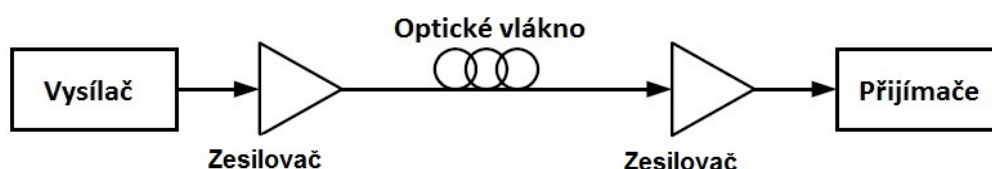
V první části je dán teoretický popis jednotlivých komponent zvoleného našeho simulačního modelu. Nejdříve je popsána charakteristika optického vláknového systému, potom přejdeme k úvodu do radiového přenosového systému. Dále popíšeme RoF (Radio over Fiber) technologie a nakonec se zaměříme na základní popis koncepce LTE.

Ve druhé části se budeme věnovat měření RoF systému s QPSK modulací, porovnáme výsledky s analogickým modelem v simulaci. Dále vytvoříme simulační model technologie LTE použitím OFDM s 64QAM modulací přes optická vlákna. Provedeme plnou analýzu výsledků ze simulací s ohledem na EVM, chybovosti systému, a budou ukázány závislosti EVM na SNR a EVM na OSNR.

2. Teoretická část

2.1 Optický vláknový systém

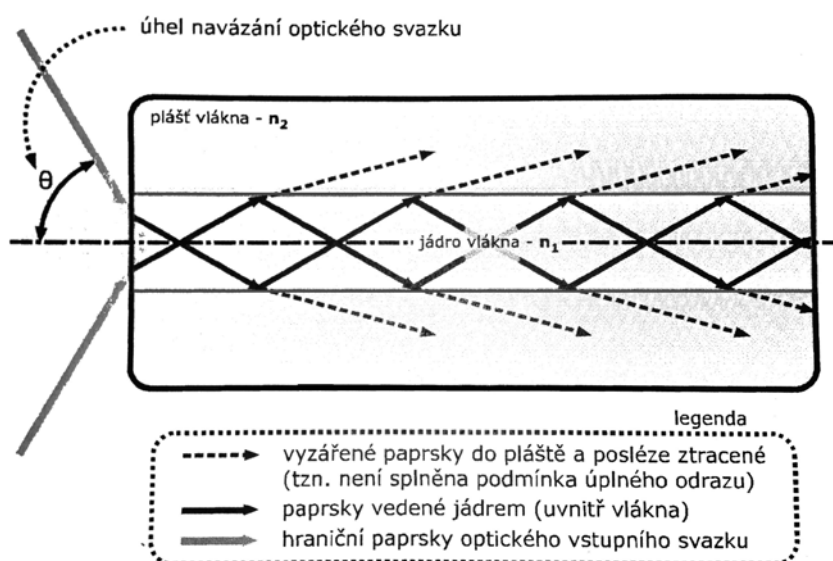
Nejdříve si obecně představíme optické přenosové spojení: Na obr. 1 je stručně popsáno, jak je digitální pulsní signál přenášen přes optické vlákno. Optické propojení se skládá z optického vlákna, vysílače, zesilovače a přijímače. Zastavíme se podrobněji na jednotlivých částech.



Obr. 1: Optická přenosová cesta

2.1.1 Optická vlákna

Optické vlákno je dielektrické médium pro přenášení informací z jednoho místa na druhé ve formě světla. Vlákno je vyrobeno ze skla nebo plastu, který působí jako vlnovod. Vlnovod je fyzické médium nebo cesta, která umožňuje šíření elektromagnetických vln, kterými je světlo. Pomocí totálního odrazu se světlo může šířit přes vlákno (obr. 2) [1].



Obr. 2: Trajektorie paprsků v optickém vlákně [1]

2.1.1.1 Vlastnosti optických vláken

Optické vlákno má dvě oblasti s velmi malými útlumy (malou hodnotou disperze) [2]. Na délce cca 1300 nm v rozmezí od středu ± 100 nm, ve kterých je měrný útlum menší než 0,5 dB/km. Celková šířka pásma je v této oblasti cca 25 THz. A na délce 1550 nm s měrným útlumem kolem 0,2 dB/km [3]. Celkem tyto dvě oblasti poskytují teoretickou horní mez 50 THz šířky pásma.

Používáním těchto oblastí se kromě nízkého měrného útlumu zmenšil i počet zesilovačů a opakovačů, které jsou potřebné pro přenos na velké vzdálenosti, což umožnilo přenos dat bez zesílení na stovky km.

Malá velikost a tloušťka umožňují použít větší počet vláken, aby obsadily stejný fyzický prostor jako měď, což je vlastnost, která je žádoucí při instalaci v budovách. Vlákná jsou flexibilní, nekorodují, jsou imunní vůči elektromagnetickému rušení a nezpůsobují rušení ostatních vodivých prvků.

2.1.1.2 Jednovidová vlákna

Před navrhováním RoF se musíme rozhodnout, jaký typ optického vlákna použijeme; buď to budou jednovidová vlákna SMF (Single Mode Fiber), nebo mnohavidová MMF (Multimode fiber).

MMF je vhodný pro použití pouze na krátké vzdálenosti. Z toho důvodu, že jednotlivé vidy přichází do fotodetektoru s určitým zpožděním mezi sebou (vidová disperze), jsou mnohavidová vlákna velmi zřídka používána v RoF technologii. Nejvíce komerčních technologií je založeno na použití SMF, proto v naší simulaci budeme používat SMF.

SMF vlákno přenáší pouze jeden mod (vid), jehož disperze je minimální – z toho vyplývá použitelnost na podstatně větší vzdálenosti, cca stovky km. Typickými vlnovými délkami jsou v současné době 1310 nm a 1550 nm.

Pro konkrétní představu jsou dále uvedeny parametry jednovidového optického vlákna podle doporučení ITU-T G.652, které je v současnosti nejužívanějším typem v dálkových komunikacích [4]:

Průměr vidového pole na 1310 nm (přibližně udává průměr jádra vlákna)	(8,6 - 9,5) $\mu\text{m} \pm 0,9 \mu\text{m}$
Průměr pláště	125 $\mu\text{m} \pm 2,0 \mu\text{m}$
Odchylka středu vidového pole od středu pláště vlákna	max. 1,0 μm
Index lomu (ve spektrální oblasti 1300 nm - 1600 nm)	1,46 - 1,49

Tabulka 1: Vlastnosti SMF [4]

Pro generování a detekci světla u jednovidových vláken je zapotřebí náročnější, a tedy i dražší zařízení. Jako generátory jsou zde používány zejména polovodičové lasery.

2.1.2 Optické vysílače

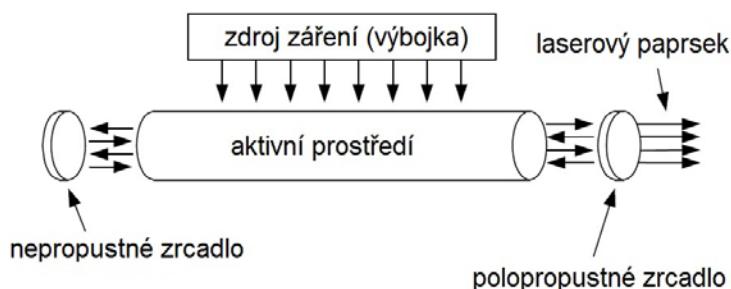
Slovo "LASER" je akronym, který lze rozšifrovat jako zesilovač světla pomocí stimulované emise záření (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation). Klíčovým slovem je stimulovaná emise, což znamená vytváření intenzivních, vysoce výkonných paprsků koherentního světla.

Obr. 3 ukazuje obecné znázornění struktury laseru, který se skládá z několika částí:

- rezonátor s aktivním prostředím
- zdroj záření (výbojka),
- nepropustné zrcadlo,
- polopropustné zrcadlo.

V aktivním prostředí se nacházejí atomy v základním stavu s nižší energií nebo v excitovaném (vybuzeném) stavu s vyšší energií [5]. Pomocí zdroje záření vznikne buzení, díky kterému převedeme aktivní prostředí do excitovaného stavu, kdy je většina atomů ve stavu s vyšší energií (inverze populace).

V excitovaném stavu atomy setrvávají jen po velmi krátkou dobu a následně přechází do stavu základního za současného vyzáření fotonu. Hned vznikne lavinovitý efekt, kdy nám foton dopadající na excitovaný atom stimuluje přechod jeho elektronu z horní na dolní energetickou hladinu, a současně dojde k emisi dalšího fotonu, který bude mít stejný směr a frekvenci jako stimulující foton.

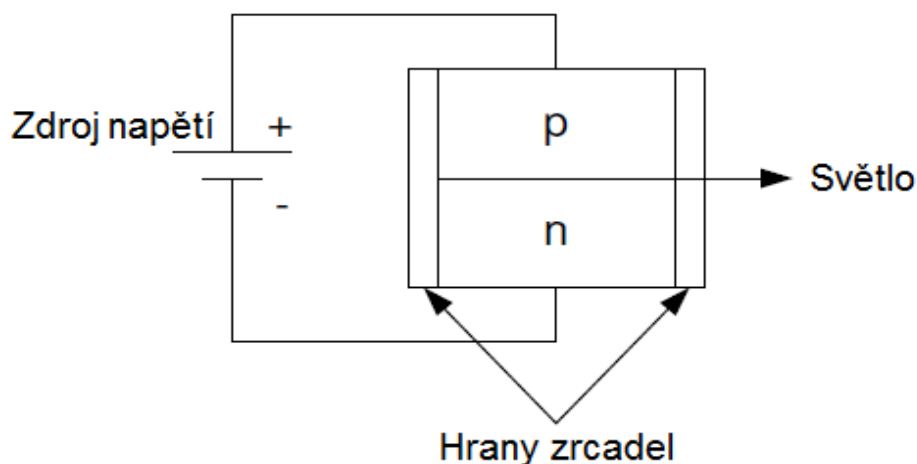


Obr. 3: Obecná struktura laseru [3]

Po mnohonásobnému odrazu fotonů mezi zrcadly bude jejich počet rapidně narůstat a vznikne lavinovitý efekt. Po dosažení dostatečné intenzity rovnoběžný koherentní paprsek uniká přes polopropustné zrcadlo ven.

2.1.2.1 Laserové diody

Nejrozšířenějším typem laserů pro optické sítě jsou polovodičové diodové lasery. Nejjednodušší implementace polovodičového laseru je většinou laserová dioda s p-n přechodem se zrcadlovými hranami kolnými na spojení (obr. 4).



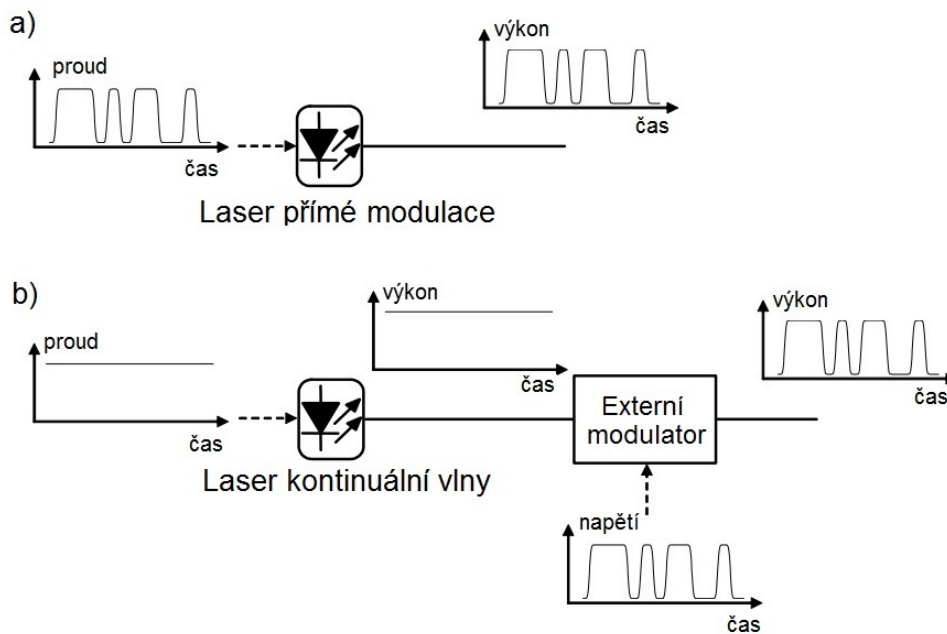
Obr. 4: *Struktura polovodičové laserové diody [3]*

Funkce laserové diody je založena na procesu stimulované emise a je naprosto totožná jako funkce ostatních laserů. Okolí p-n přechodu je aktivním prostředím. V této oblasti dochází k injekci děr a elektronů, jejichž životnost pro polovodičové materiály činí nanejvýš několik nanosekund. Následuje rekombinace doprovázená vyzářením fotonu v náhodném směru a o náhodné fázi a polarizaci. Může také dojít k absorpci energie krystalovou mříží, a to ve formě tepla z rekombinace. Stimulovaná emise laseru znamená sladěné (koordinované) vysílání elektromagnetického vlnění velkým počtem individuálních atomů [6].

Nezbytným se zde stává optický rezonátor, v němž díky stimulované emisi dochází k zesílení světelného záření. Rezonátor je potřebný i u ostatních typů laserů. Světlo se několikrát odráží od krajních zrcadel, než dojde k jeho vyzáření z dutiny polovodiče. Aktivním prostředím prochází tam a zpět. Díky výše popsanému procesu dochází prostřednictvím stimulované emise k zesílení záření. Současně se však projevují ztráty vlivem nedokonalého odrazu na koncích a vlivem absorpce [6].

2.1.3 Optické modulace

Optická modulace je jedním z nejdůležitějších procesů v RoF systému, kde se mění elektrický RF (modulační) signál pomocí vhodného optického (nosného) signálu. RoF modulace lze rozdělit do dvou hlavních skupin (obr. 5): přímá a nepřímá modulace [7].



Obr. 5: Modulace a) přímá b) nepřímá [3]

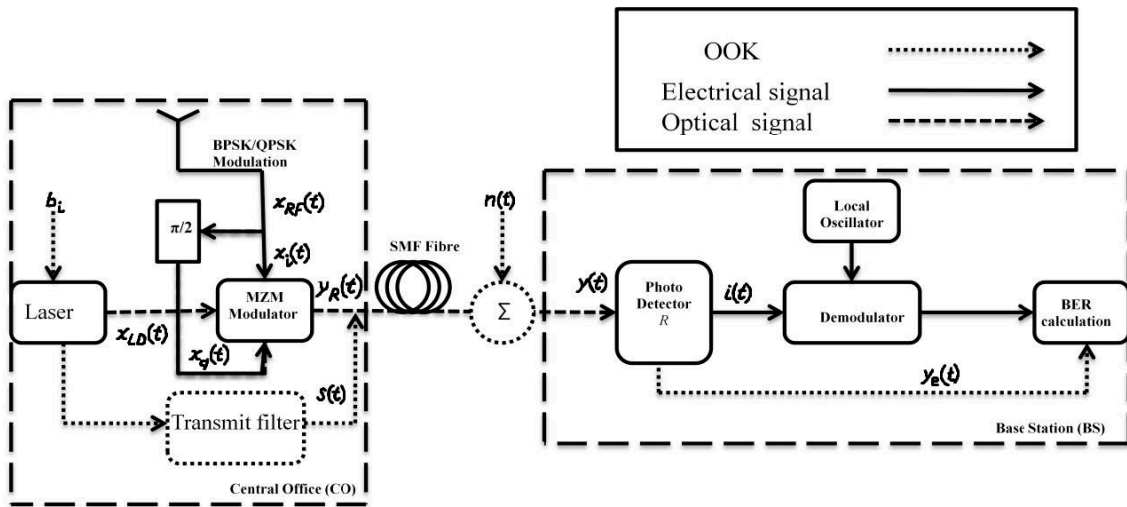
Pro přímou modulaci (obr. 5a) záření je použito řízení hodnoty injekčního proudu. Pod vlivem modulačního injekčního proudu modulujeme výstupní výkon laserového světla. Realizace přímé modulace je levnější, ale způsobuje nežádoucí chirp (změna frekvence optické nosné laseru během šíření) vlnové délky, který vyvolává nadměrnou chromatickou disperzi při vysokých přenosových rychlostech [8]. Kromě toho lasery vyvíjejí nežádoucí relaxační kmity s frekvencí několika jednotek GHz. Proto je zapotřebí nepřímé modulace pro vyšší rychlost, nebo když světlo nemůže být přímo modulováno [7]. Avšak vzdálenost přenesené informace a spektrální účinnost systému je kvůli takovým laserům nejhorší.

Podstatně zvýšit technické parametry komunikačního systému umožňuje použití nepřímé modulace, kde je laserová dioda je buzena pro konstantní výstupní optický výkon. Modulaci technicky řeší samostatný blok vnějšího modulatoru (obr. 5b). Pro tento účel nejčastěji používáme Mach-Zehnderův modulator intenzity, který popíšeme v následující kapitole.

2.1.4 Mach–Zehnderův modulator

MZM moduluje fázi optické nosné pomocí elektrického signálu. Je jednou z hlavních částí RoF systému (obr. 6), který se skládá na levé straně z centrály (CS), na pravé straně ze základnové stanice BS a mezi nimi je SMF.

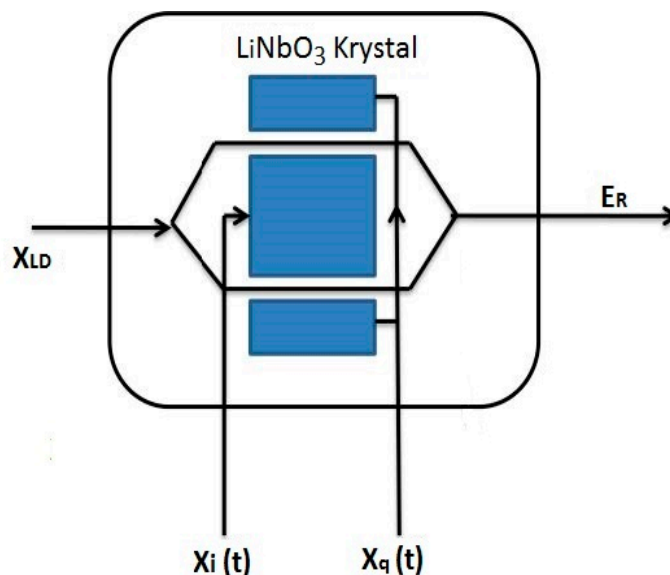
V bloku CS je modulační elektrický signál $X_{RF}(t)$ zobrazený na obrázku 6, kde teče do vstupů MZM z horní a spodní části ve formě souřazové složky a kvadrurní složky, resp. $X_i(t)$ a $X_q(t)$.



Obr. 6: MZM v RoF systému [8]

Optická nosná na obrázku 7, $X_{LD}(t)$ vstoupí do levé strany MZM. Výstup MZM, který je označován jako $Y_R(t)$, je modulovaný optický signál. Přijátá data budou převedena zpět do elektrické podoby fotodetektorem PD (Photodetector).

Vnitřní struktura MZM je znázorněna na obrázku 7.



Obr. 7: MZM modulator [8]

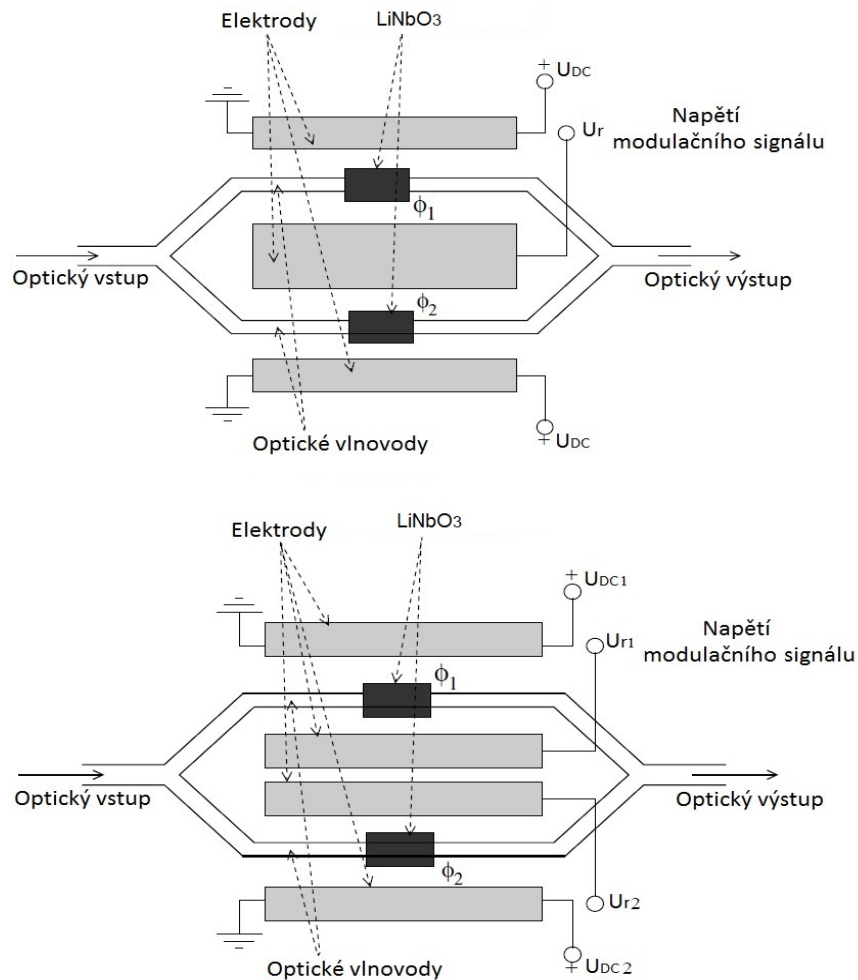
Modulator je sestaven ze dvou elektrických vstupů označených jako $X_i(t)$ a $X_q(t)$, resp. souřazová a kvadrurní složka, které vstupují ze spodní části zařízení. Optická nosná $X_{LD}(t)$ přichází do zařízení z levé strany, projde přes LiNbO₃ krystal, poté na pravé straně

opouští zařízení modulovaný signál $E_R(t)$. Níže si podrobněji popíšeme, jak funguje MZM modulator.

2.1.4.1 Single drive (SD) and Dual drive (DD) MZM

Schéma typického single-drive MZM je znázorněna na obrázku 8a. Optický vstup MZM je rozdělen na 2 paralelní optické vlnovody pomocí děliče v poměru (50/50) %, dále svazky projdou přes vlnovody a s ohledem na různé fáze těchto svazků se naskládají pomocí děliče do jednoho optického signálu.

Zpočátku mají optické signály v každé cestě stejnou fázi φ_1 a φ_2 , tedy, $\varphi_1 - \varphi_2 = 0$. Jak je vidět z obrázku 8a, kde každý optický vlnovod je obklopen elektrodami, které jsou napojeny na stejnosměrné napětí U_{DC} a na napětí modulačního signálu U_r . Tato napětí se používají pro změnu fáze optických signálů v cestě 1 a v cestě 2, a to pomocí takzvaného elektrooptického jevu.



Obr. 8: MZM modulator a) SD b) DD [9]

Tento jev obvykle vzniká v nelineárních optických mediích, jako jsou optické krystaly, kde se použitím externího elektrického pole mění index lomu krystalu.

Nejrozšířenější nelineární optický krystal v konstrukcích MZM je LiNbO₃. Důvodem jeho použití je schopnost pracovat při vysoké frekvenci, má efektivní optickou vazbu a nízkou hodnotu čirpu .

Prochází-li světlo takovým krystalem, jeho fáze je modulována v důsledku změny indexu lomu krystalu, který je způsoben změnou amplitudy použitého modulačního napětí. Fáze optických signálů ve dvou cestách se mění úměrně k amplitudě aplikovaného modulačního napětí. Vzniknuvší fázový rozdíl působí na vlny (paprsky) tak, že budou "ve fázi", nebo "v proti fázi", a kvůli interferenci vln se změní amplituda (intenzita) modulovaného optického signálu.

Ve srovnání s SD MZM na obrázku 8, DD MZM umožňuje použití různých napětí U_{R1} a U_{R2} , respektive napětích na horních a spodních ramenech (obr. 8b). To umožňuje použití nezávislých fázových posunů optických signálů ve dvou větvích. Výhodou DD MZM je umožnění modulace s jedním postranním pásmem SSB (Single-sideband modulation) [9].

Optický výkon na výstupu MZM může být z hlediska vstupního optického výkonu zapsán jako:

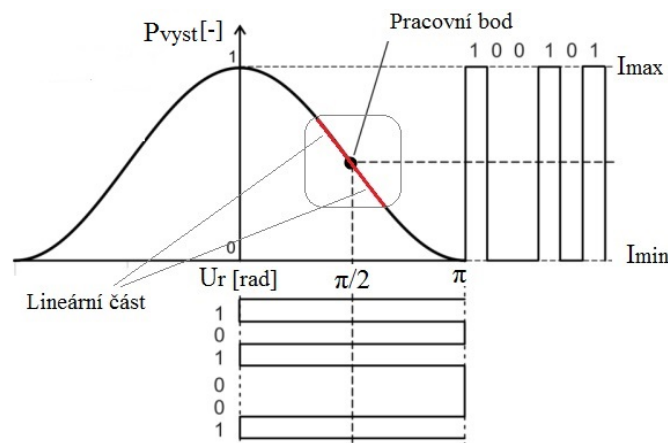
$$P_{vyst}(t) = P_{vst}(t) \cdot \cos(\Delta\varphi(t)) [W], \quad (1)$$

kde P_{vyst} - výstupní optický výkon, P_{vst} - vstupní optický výkon, $\Delta\varphi$ - rozdíl fáze mezi dvěma rameny.

$$\Delta\varphi(t) = \frac{\varphi_2(t) - \varphi_1(t)}{2} [rad], \quad (2)$$

kde $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$ jsou fáze optických signálů procházejících přes cesty 1 a 2.

Přenosová funkce MZM je sinusovka, která vychází ze závislosti výkonu výstupního signálu na modulačním napětí. Pracovní bod (obr. 9) je nejdůležitější parametr pro optimální amplitudovou modulaci. Při stejné optické délce vlnovodu je pracovní bod na vrcholu přenosové funkce, která odpovídá nulovému fázovému rozdílu. Při takové situaci dostáváme maximální zakřivení přenosové funkce a způsobujeme narušení přenášeného signálu [10]. Pro odstranění stávajících nedostatků je potřeba posunout pracovní bod interferometru do polohy, která odpovídá lineární části přenosové funkce (kvadrurní bod), buďto použitím různých délek vlnovodu (nesymetricky MZM modulator), nebo přidáním elektrod navíc [11].



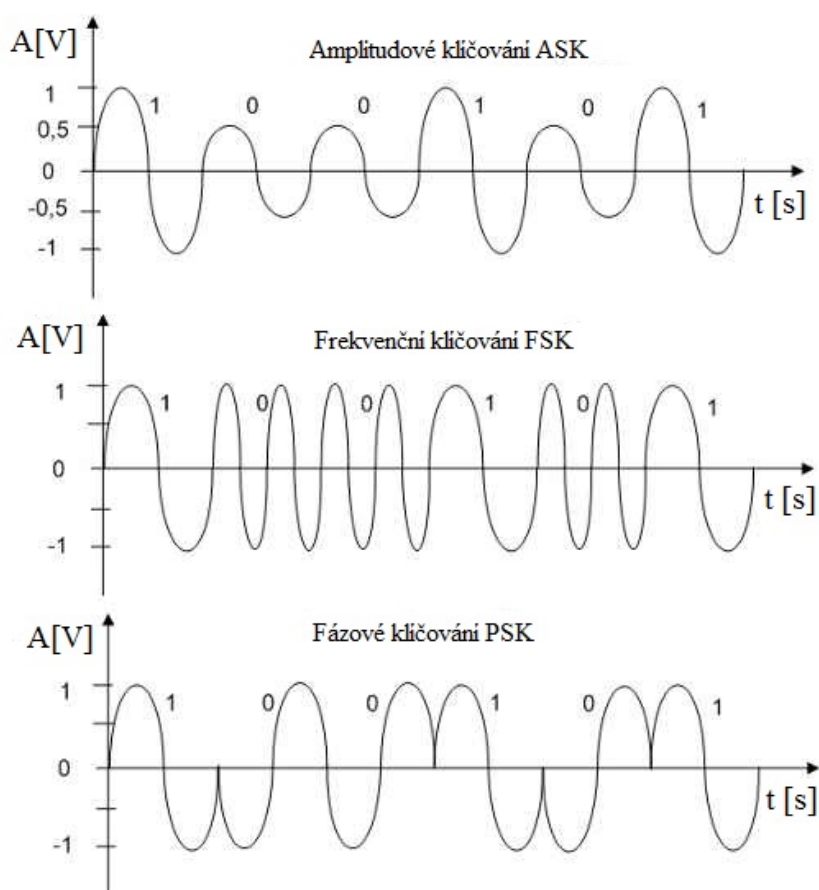
Obr. 9: Pracovní bod na grafu závislosti intenzity na modulačním napětí

2.2 Radiový přenosový systém

2.2.1 Digitální modulace

Modulace je nelineární proces, kterým se mění charakter vhodného nosného signálu pomocí modulujícího signálu. Charakteristickým rysem digitální modulace je to, že modulační signál je binární, tudíž může nabývat hodnot “0” nebo “1”.

Digitální modulace přenáší vzorkovaný signál s konečným a předem definovaným počtem stavů. U dvoustavových modulací nese každý signálový prvek (symbol) informaci o jediném bitu, u čtyřstavových modulací již však nese informaci o tzv. dibitu (dvojici bitů) atd. Pro uvažované modulace se používá termín klíčování. Rozlišujeme několik jejich typů (obr. 10): amplitudové klíčování ASK (Amplitude-Shift Keying), frekvenční klíčování FSK (Frequency-Shift Keying), fázové klíčování PSK (Phase Shift Keying):



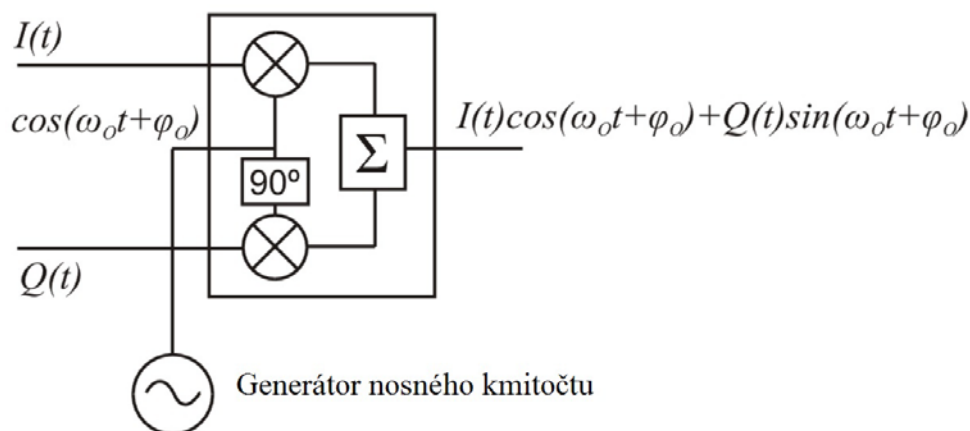
Obr. 10: Typy klíčování a) ASK b) FSK c) PSK

Jakýkoli úzkopásmový modulovaný signál s libovolným typem modulace lze zapsat takto [12]:

$$s(t) = I(t) \cos(wt) - Q(t) \sin(wt), \quad (3)$$

kde w je frekvence nosné vlny, $I(t)$ a $Q(t)$ jsou tzv. soufázová složka a kvadrurní složka modulačního signálu.

Za těchto okolností musíme pro libovolný typ modulace signálu provést dvě operace: 1) generování soufázové a kvadrurní složky signálu v základním pásmu a za 2) transformaci (vzorec 3). První operace se provádí v baseband procesoru, druhá operace v kvadrurním (IQ) modulatoru (obr. 11).



Obr. 11: Kvadrurní (IQ) modulator [12]

Vstupní signály IQ-modulatoru $I_{in}(t) = I(t)$ a $Q_{in}(t) = Q(t)$ jsou vygenerovány baseband procesorem díky informačnímu signálu a nosný kmitočet $\cos(\omega t)$ přichází z generátoru nosného kmitočtu. Znásobením signálu $I(t)$ na nosnou vlnu $\cos(\omega t)$ na výstupu modulatoru a znásobením signálu $Q(t)$ na nosnou vlnu $\sin(\omega t)$ (což je posun ve fázi na 90°) a následnou sumarizací získáme výstupní modulovaný signál.

Je vidět, že struktura IQ-modulatoru je invariantní vzhledem k typu modulace. Takto je zavedení určitého typu modulace určeno baseband procesorem, programem vykonávaného pásma-procesorem, a sice, algoritmem používaným pro vytvoření kvadrurní složky kódovaného informačního signálu. IQ-modulator pracuje při vysoké (nosné) frekvenci. Struktura přenosové cesty je rozdělena do analogové a digitální části. S pomocí D/A (digitální/analogový) převodníku vytvoří analogový signál ze sekvence symbolu, přicházejícího z baseband procesoru. [13]

2.2.1.1 Modulace QAM

Kvadrurní amplitudová modulace (QAM) je složená modulace, která k vytváření symbolů využívá kombinaci amplitudového a fázového klíčování. Každý stav je reprezentován určitou hodnotou amplitudy a fáze, jak je zobrazeno na obrázku v konstelačním diagramu (15), využívá 2 nosných signálů navzájem posunutých o 90° , tzv. kvadrurní a soufázovou složku (odpovídá funkcím sinus a cosinus).

Modulovaný QAM signál může být reprezentován vztahem:

$$Z_m(t) = A_m \cdot e^{2\pi f_c t + \varphi_m}, \quad (4)$$

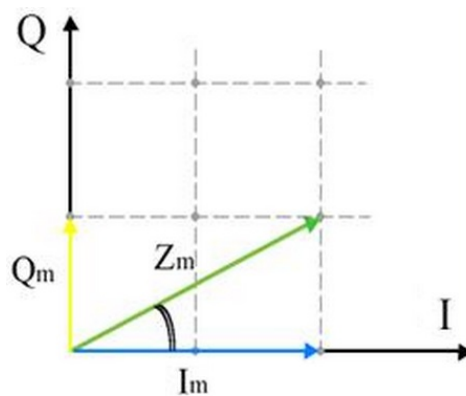
kde t je čas [s], f_c je nosný kmitočet [Hz] a A_m je amplituda modulovaného signálu a je definována takto:

$$A_m = \sqrt{Q_m^2 + I_m^2} \text{ [-]}, \quad (5)$$

φ_m označuje fáze modulovaného signálu,

$$\varphi_m = \arctg \left(\frac{Q_m}{I_m} \right) \text{ [rad]} \quad (6)$$

Tedy, při použití QAM modulace informace se kóduje současně změnou amplitudy a fáze nosné vlny. Obrázek 12 ukazuje princip vytváření výsledného vektoru \vec{Z}_m jako součet kvadraturní složky Q a soufázové složky I.



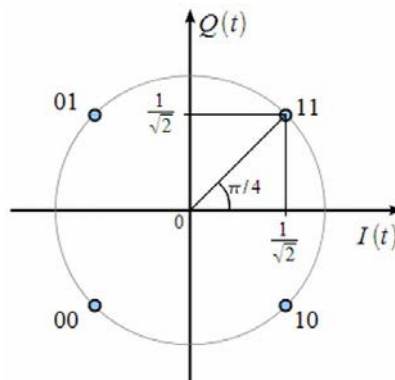
Obr. 12: Výpočet vektoru \vec{Z}_m

Amplituda vektoru \vec{Z}_m je dána A_m , a úhel, který tvoří vektor s osou I , je dán φ_m .

QAM je mnohostavová modulace, kde počet stavů je $M = 2^n$. Pokud $M = 4$, tomu odpovídá tomu QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), proto formálně za QAM modulaci je považováno, že $M \geq 8$ (protože počet bitů na symbol je $n = \log_2 M, n \in \mathbb{N}$, z toho důvodu M může mít pouze hodnoty stupňů 2: 2, 4, 8, 16, atd.).

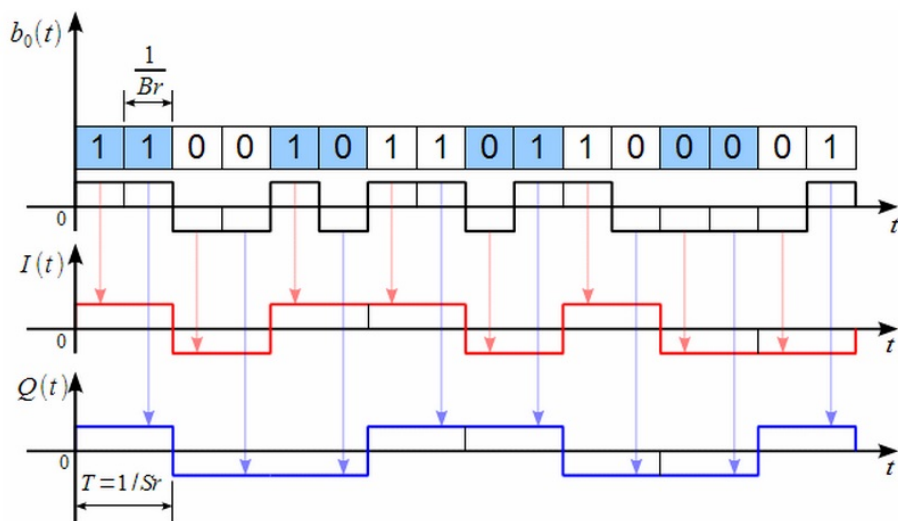
Jako příklad si uveďme QPSK modulace. Vzhledem k tomu, že $16 = 2^4$, pak jeden symbol může přenášet 4 bity. A to jsou 2 bity pro složku I a 2 bity pro složku Q . Symbolová rychlost je rovna $1/4$ přenosové rychlosti.

Nyní si popíšeme, jak je informace kódována na příkladu QPSK, neboli 4QAM. QPSK modulace je založena na kódování dvou bitových informací jedním symbolem. Neboli symbolová rychlost je dvakrát nižší než rychlost přenosu dat. Aby bylo možné pochopit, jak jeden symbol kóduje dva bity najednou, podíváme se na obrázek 13:



Obr. 13: Vektorový diagram QPSK

Je nutné, aby se konstelace skládala ze čtyř bodů, jak je znázorněno na vektorovém diagramu QPSK na obrázku 13. Tok bitů je třeba rozdělit na sudé a liché, tedy $I(t)$ bude kódovat sudé bity a $Q(t)$ liché. Dva po sobě jdoucí bity informace jsou kódovány současně s jak s fázovou složkou $I(t)$, tak s kvadraturní $Q(t)$. To je jasně uvedeno v oscilogramech zobrazených na obrázku 14 pro tok informací "1100101101100001":



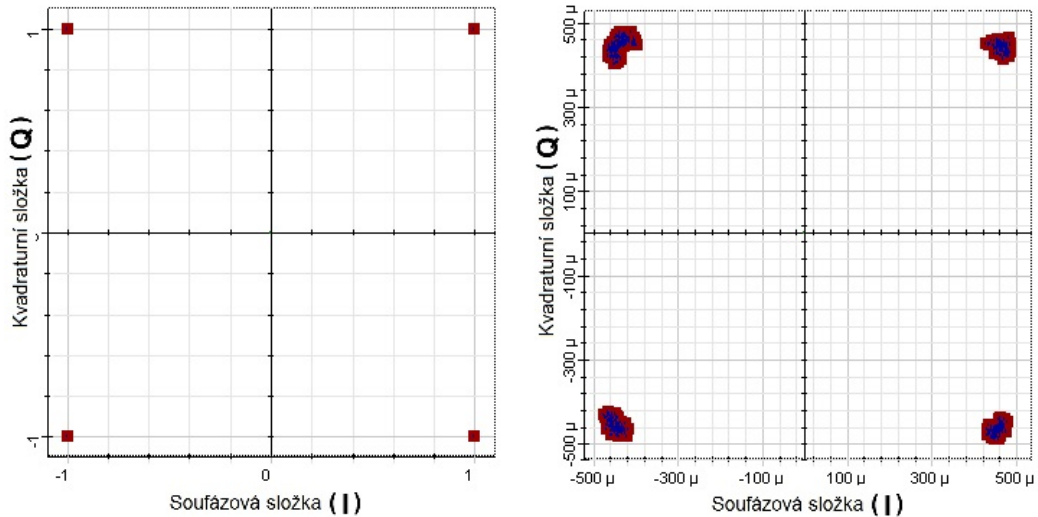
Obr. 14: Soufázová $I(t)$ a kvadraturní $Q(t)$ složka QPSK signálu

Vstupní datový tok je rozdělen do dvojic bitů odpovídajících jednomu bodu na konstelačním diagramu QPSK (obr. 15). Druhý graf ukazuje oscilogram $I(t)$, $I(t) > 0$ za předpokladu, že bit je sudý a roven "1" (bity jsou číslovány od nuly, takže první bit ve frontě má číslo 0, což znamená, že je sudý) a $I(t) < 0$ za předpokladu, že bit je sudý a roven "0". To platí i pro kvadraturní signál $Q(t)$, ale pouze pro liché bity. Doba trvání jednoho symbolu $T = 1/S_r$ je dvakrát delší než doba trvání jednoho bitu původní informace. Jak už bylo popsáno, takovou posloupnost vytvoří baseband procesor.

2.2.1.1.1 Konstelační diagram QAM

Větev modulatoru nazýváme soufázovou nebo kvadraturní podle toho, zda modulační signál ovlivňuje nosnou vlnu přímo či fázově. Z tohoto důvodu se jednotlivé větve a signály označují jako I (resp. Q) [17]. Signálové prvky můžeme interpretovat podle takzvaného konstelačního diagramu – ten tvoří komplexní rovinu (reálná osa odpovídá ose I a imaginární osa odpovídá ose Q).

Konstelační diagram pro 4QAM (QPSK) si uvádíme na obrázku 15.

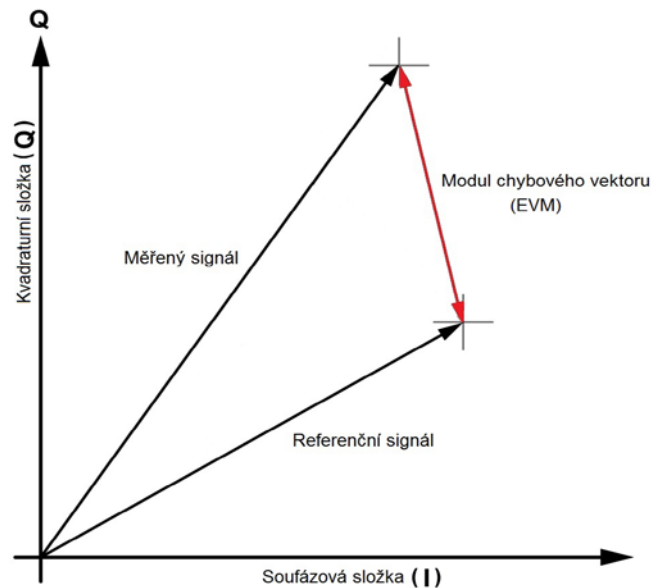


Obr. 15: a) Ideální konstelační diagram pro 4QAM. b) 4QAM při nižším poměru SNR

S rostoucím počtem stavů přenášeného užitečného signálu roste i náchylnost na rušení, což představuje nevýhodu vícecestavových modulací. Rušení je pak přítomno v každém přenosovém kanálu. Pro vícecestavové modulace se tedy vyžaduje vyšší odstup signálu od šumu (SNR, Signal to Noise Ratio), aby docházelo k bezchybným přenosům. Na obr. 15a vidíme, že na konstelačním diagramu jsou polohy jednotlivých signálových prvků vždy stejné, tudíž ideální. Při zvyšování úrovně rušení se podmínky přenosu zhoršují, dochází ke snižování SNR a ke kolísání jednotlivých signálových prvků kolem ideální polohy (obr. 15b). Může dokonce dojít k chybnému vyhodnocení signálového stavu, a to konkrétně při příliš vysokém rozptylu poloh signálových prvků [17].

2.2.1.1.2 Modul chybového vektoru EVM a chybovost BER.

Pro ověření kvality modulovaného signálu nejčastěji veličina modulu používá chybového vektoru EVM (Error Vector Magnitude), protože dává dobrý přehled o šumu a zkreslení a může pomoci při identifikaci zdrojů degradace signálu. EVM je definována jako odchylka mezi měřeným komplexním signálem po provedení určitých korekcí a jeho ideální replikou vytvořenou po demodulaci dat [14], obrázek 16:



Obr. 16: Definice veličiny EVM

EVM je obvykle vyjádřena v procentech, nebo v decibelech, proto uvádíme dva vztahy:

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (EVM_n)^2}{P_0}} \cdot 100\% \quad [\%], \quad (7)$$

$$EVM = 10 \cdot \log\left(\frac{EVM \quad [\%]}{100}\right) \quad [dB], \quad (8)$$

kde N vyjadřuje celkový počet symbolů v konstelačním diagramu, EVM velikost jednotlivých chybových vektorů a P_0 představuje průměrný výkon všech symbolů pro zvolenou modulaci [15].

Chybovost BER (Bit Error Rate) je obecně dána poměrem chybně přenesených elementů digitálního signálu k celkovému počtu přenesených elementů.

$$BER = \frac{m_e}{v_t \cdot t_m} \quad [-], \quad (9)$$

kde m_e je počet chybně přijatých bitů, v_t je přenosová rychlost, t_m je celková doba měření.

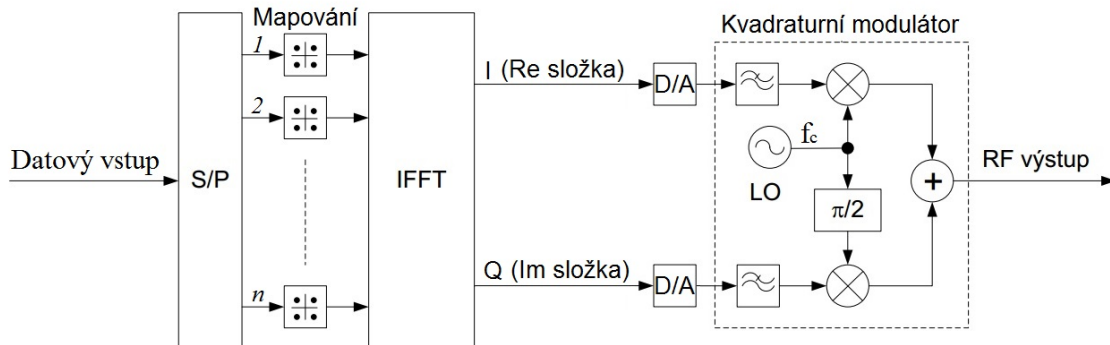
2.2.2 Ortogonální multiplex s frekvenčním dělením OFDM

Ortogonální multiplex s kmitočtovým dělením OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) je širokopásmová modulace využívající frekvenční dělení kanálu [16]. Tato metoda je kombinací modulace a multiplexování jednotlivých subnosných, které už jsou podmnožinou hlavního signálu.

Základním konceptem OFDM je ortogonalita jednotlivých subnosných. Výhoda je v tom, že vzájemná energie ortogonálních signálů je nulová. Tím je zaručeno, že maximální

hodnota spektra každého subkanálu leží v místě, kde jsou spektra ostatních subkanálů nulová. V tomto případě nedochází ke vzájemným interferencím [17]. Z tohoto důvodu již není potřeba používat pásmové propusti, jak se to původně dělalo ve frekvenčním multiplexu FDM.

Popíšeme si jednotlivé bloky OFDM modulatoru a jak probíhá zpracování signálu od začátku do konce (obr. 17).



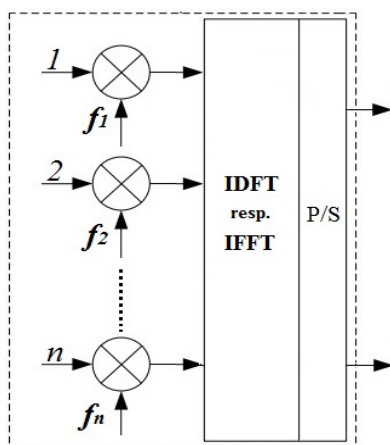
Obr. 17: Blokové schéma OFDM modulatoru [17]

Přenášené bity vstupují nejprve do sériově - paralelního převodníku S/P, posléze jsou přiřazeny do 1 až n paralelních větví. Dále v bloku mapování dochází k převodu bitové posloupnosti na posloupnost symbolovou [18]. Počet bitů v 1 symbolu bude záviset na zvolené BPSK nebo M-ární QAM modulaci (QPSK, 16-QAM, 64-QAM atd), přičemž pro různé větve můžou být vybrány různé modulace [19].

$$m = \log_2 M [-], \quad (10)$$

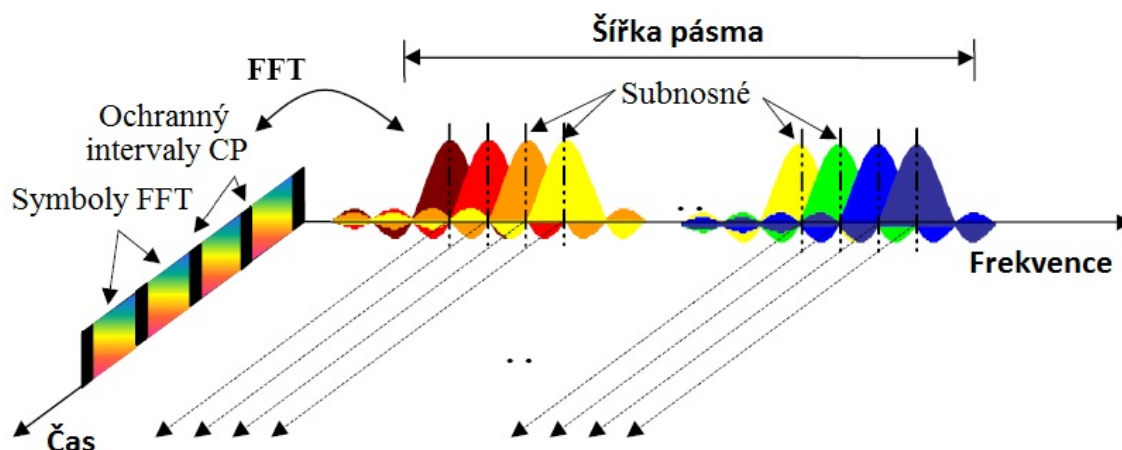
kde m je počet bitů přenesených jedním symbolem, M je počet stavů zvolené modulace.

Jednotlivé subnosné přechází do bloku inverzní rychlé Fourierové transformace IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) (obr. 18), kde dochází k jejich modulaci.



Obr. 18: Blokové schéma IFFT [17]

Pomocí IFFT skupiny subnosných transformujeme do časové oblasti (obr. 19). Dále jsou skupiny převedeny zpět do sériového tvaru v bloku P/S s přidáním ochranného intervalu CP (Cyclic Prefix), který je tvořen několika posledními vzorky z OFDM symbolu [20]. Výsledný OFDM signál jde do digitálně analogového převodníku D/A (Digitál Analog), kde je konvertován do analogové formy a pomocí kvadrurního modula toru je přiveden na anténu. Na přijímací straně se provádí inverzní proces.



Obr. 19: Princip OFDM [22]

Výhody OFDM:

a) velká spektrální účinnost. Spektrální účinnost je parametr dávající do vztahu hodnotu přenosové rychlosti a šířku kmitočtového pásma, které je pro tento přenos potřebné. Spektrální účinnost je definována jako:

$$\rho = \frac{v_p}{B} \text{ [bit/s/Hz]}, \quad (11)$$

kde v_p je přenosová rychlost a B je šířka využívaného kmitočtového pásma [17].

b) při zachování stejné přenosové rychlosti přes větší počet subkanálů je možné snížit v jednotlivých subkanálech modulační rychlost a prodloužit tak dobu trvání symbolového stavu. Tím dochází ke snížení mezisymbolové interference ISI (Inter-Symbol Interference) a zvýší se odolnost datového přenosu proti vícecestnému šíření, což je významná výhoda především u radiových přenosů [17].

c) u radiových přenosů je větší odolnost proti selektivnímu úniku. Únik je jev spočívající v kolísání úrovně přijímaného radiového signálu během určitého časového úseku. To je způsobeno mnohocestným šířením signálu v radiovém kanálu vlivem odrazů od okolních objektů [21]. Tato výhoda opět souvisí s využitím většího počtu subkanálů. Pokud bude datový přenos v jednom subkanálu narušen přítomností silného rušení, je možné vhodným kanálovým kódováním, například dopřednou chybovou korekcí FEC (Forward Error Correction) tuto chybovost eliminovat [17].

2.2.3 LTE (Long Term Evolution)

Mezinárodní telekomunikační unie (ITU-R) převzala kontrolu nad vývojem LTE s doporučením IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications-Advanced). Nová technologie LTE (Long Term Evolution) byla poprvé uveřejněna v doporučení 3GPP (3rd Generation Partnership Project) Release 8 v 4. čtvrtletí 2008 [22]. Postupem času následovaly další úpravy a vylepšení, které byly uvedeny v Release 9.

Sítě 4G fungují pouze na paketovém principu přenosu dat. Pro přenos dat se používá protokol IPv4. V budoucnu se počítá i s podporou IPv6. Z technického hlediska je hlavní rozdíl mezi třetí a čtvrtou generací v tom, že technologie 4G je provozována zcela prostřednictvím přenosu datových paketů protokolu IP, zatímco 3G kombinuje přepojování paketů a přepojování okruhů. Pro hlasové služby 4G technologie poskytuje Voice over LTE (VoLTE).

LTE standard byl definován 3GPP jako rozšíření CDMA (Code Division Multiple Access) a UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) a původně nepatřil do čtvrté generace mobilní komunikace [23]. Tato norma se stala velmi populární mezi mobilními operátory, protože může být realizována na stávajících sítích. V dubnu 2008 Nokia získala podporu řady firem (Sony Ericsson, NEC) pro rozvoj LTE standardu, a to vůči konkurenčnímu standardu WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) [24]. Ve stejném roce, analytik firmy Analysys Mason predikoval nárůst poptávky po mobilních technologiích jako je LTE na úkor WiMAX [25]. Provoz první komerční LTE sítě zahájila 14. prosince 2009 švédská telekomunikační společnost TeliaSonera spolu se společnostmi Ericsson ve Stockholmu a Oslu [23].

Na přelomu let 2013/2014 proběhlo v České republice výběrové řízení za účelem přidělení kmitočtů v pásmech 800 MHz, 1800 MHz a 2600 MHz. Po udělení přidělení radiových kmitočtů na základě výběrového řízení byla v prvním pololetí 2014 v České republice zahájena výstavba sítí LTE (obr. 20) v pásmu 800 MHz. V oblastech s velkou hustotou zalidnění bude následně tato vrstva doplněna i kapacitním pokrytím v pásmu 2600 MHz. V pásmu 1800 MHz umožnily dodatečné přiděly radiových kmitočtů rozšíření šířky přenosového kanálu na maximum podporované systémem LTE, což umožňuje dosažení přenosových rychlostí teoreticky až 150 Mbit/s (downlink) [26].



Obr. 20: Mapa pokrytí Vodafone LTE-1800

(Aktualizováno: 19.05.2015 [261])

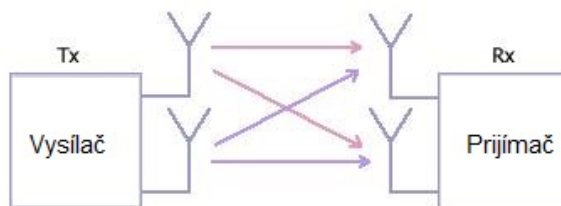
Samotná technologie LTE není považována za síť čtvrté generace bezdrátových sítí, i když používá nové schéma multiplexování OFDM. Teoretická maximální rychlost LTE je až 100 Mbit/s. Tento fakt však nesplňuje vysoké požadavky na IMT-Advanced. Aktualizace normy Release 10 a 11 LTE-Advanced (LTE-A) slibují podporu těchto rychlostí a tím splnění požadavků na 4G, ale fungující systém ještě není dokončen a reálné sítě, které by je používaly, stále neexistují.

LTE přináší spoustu technických výhod. Šířku pásma je možné nastavit v rozmezí 1,25 MHz až 20 MHz [27]. Při uplinku lze dosahovat rychlosti 75 Mbit/s a při downlinku dokonce až 320Mbit/s [28]. Přenosová rychlost je však závislá na šířce pásma a počtu použitých přijímacích a vysílacích antén. LTE efektivněji využívá šířku spektra díky modulaci OFDM.

Dále se podrobněji seznámíme s fyzickou vrstvou systému LTE.

2.2.3.1 Fyzická vrstva LTE

Díky technologii vysílacích i přijímacích antén **MIMO** (Multiple-input multiple-output) (obr. 21) LTE využívá vícecestné šíření k zvýšení přenosové rychlosti, propustnosti, dosahu a k snížení počtu přenosových bitových chyb při stejné šířce pásma.



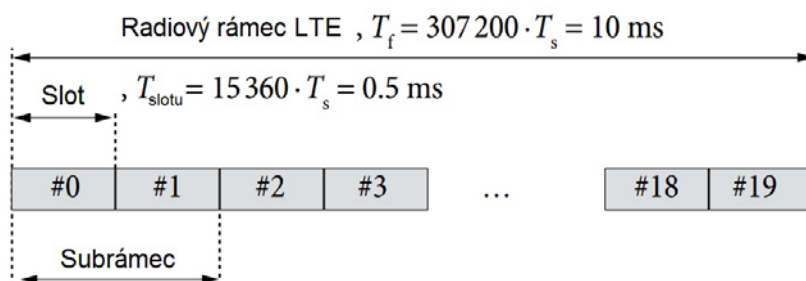
Obr. 21: MIMO technologie 2x2 [22]

Některé používané konfigurace MIMO: 2x2, 4x2, 4x4 (počet vysílacích antén x počet přijímacích antén). V České republice mobilní operátor T-Mobile otestoval nasazení technologie MIMO 4x4 na LTE s kmitočtovým pásmem 800 MHz [29]

Stejně jako v UMTS, perioda jednoho radiového rámce LTE T_f je 10 ms. Dva typy rámců jsou definovány pro LTE:

- Rámcová konstrukce typu 1 pro duplex s kmitočtovým dělením FDD (Frequency Division Duplex), který je založen na rozdělení frekvencí pro oba směry komunikace.
- Rámcová konstrukce typu 2 pro duplex s časovým dělením TDD (Time Division Duplex). Komunikace probíhá v obou směrech na jedné frekvenci, kdy se v jeden časový okamžik přenášejí data jedním směrem a v dalším okamžiku opačným směrem

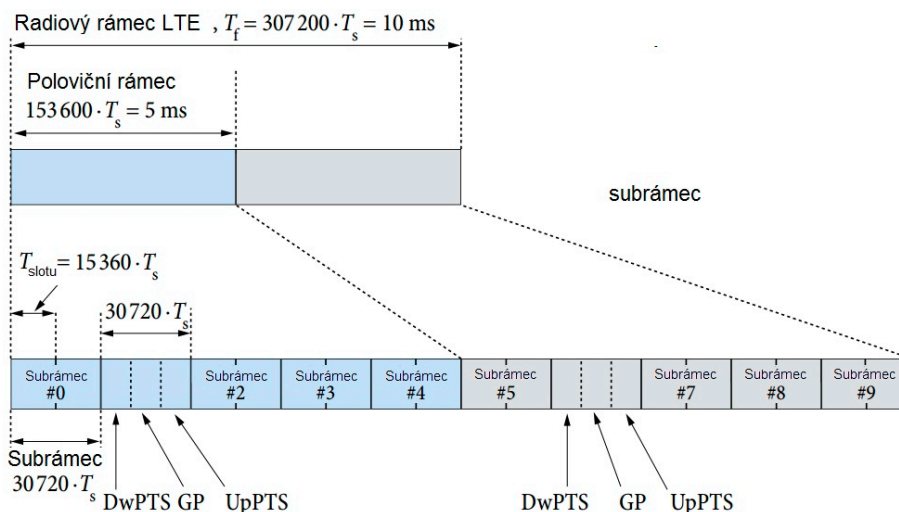
Rámcová konstrukce typu 1 je zobrazena na obrázku 22. Perioda radiového rámce $T_f = 10$ ms je rozdělena na 20 stejně velkých slotů, perioda každého je 0,5 ms. Jeden subrámec se skládá ze dvou po sobě jdoucích slotů, jinými slovy jeden radiový rámeček obsahuje deset subrámců.



Obr. 22: Rámcová konstrukce typu 1 pro FDD [22]

T_s je základní časová jednotka, která je rovna 32,55 ns nebo 30,72 MHz

Rámcová konstrukce typu 2 je zobrazena na obrázku 23. Perioda radiového rámce $T_f = 10$ ms se skládá ze dvou stejně velkých půlrámců o periodě 5 ms u každého. Každý půlrámeček se sestává z osmi slotů délky 0,5 ms a ze tří zvláštních polí: Downlink Pilot Timeslot (DwPTS), Guard Period (GP) a Uplink Pilot Timeslot (UpPTS).

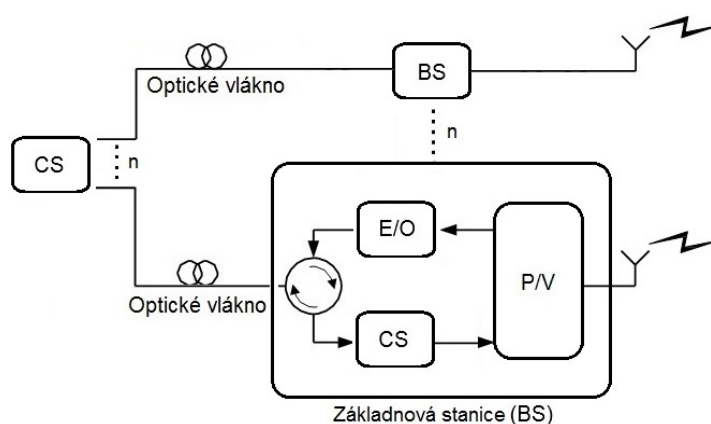


Obr. 23: Rámcová konstrukce typu 2 pro TDD [22]

2.3 RF signál přes optické vlákna

Bezdrátové sítě založené na RoF technologii byly navrženy jako nákladově efektivní řešení pro splnění stále rostoucí šířky pásma. Tato síť centrální stanice CS (Central Station) je spojena s četnými základnovými stanicemi BS (Base Station) přes optické vlákno. Téměř všechna zpracování, včetně modulace, demodulace, kódování, směrování se provádí na CS. To znamená, že síť RoF používají optická vlákna pro distribuci RF signálů mezi CS a BS. Z toho důvodu už není potřeba rozmístit tolik centrálních stanic, všechno může zpracovávat jedna centrála s dosahem do desítek km od základních stanic.

Obrázek 24 ukazuje obecnou RoF architekturu. Minimálně pro technologie RoF je potřebné „uložit“ RF signál na vhodný optický nosný signál a pak z optického signálu znovu dostat původní.



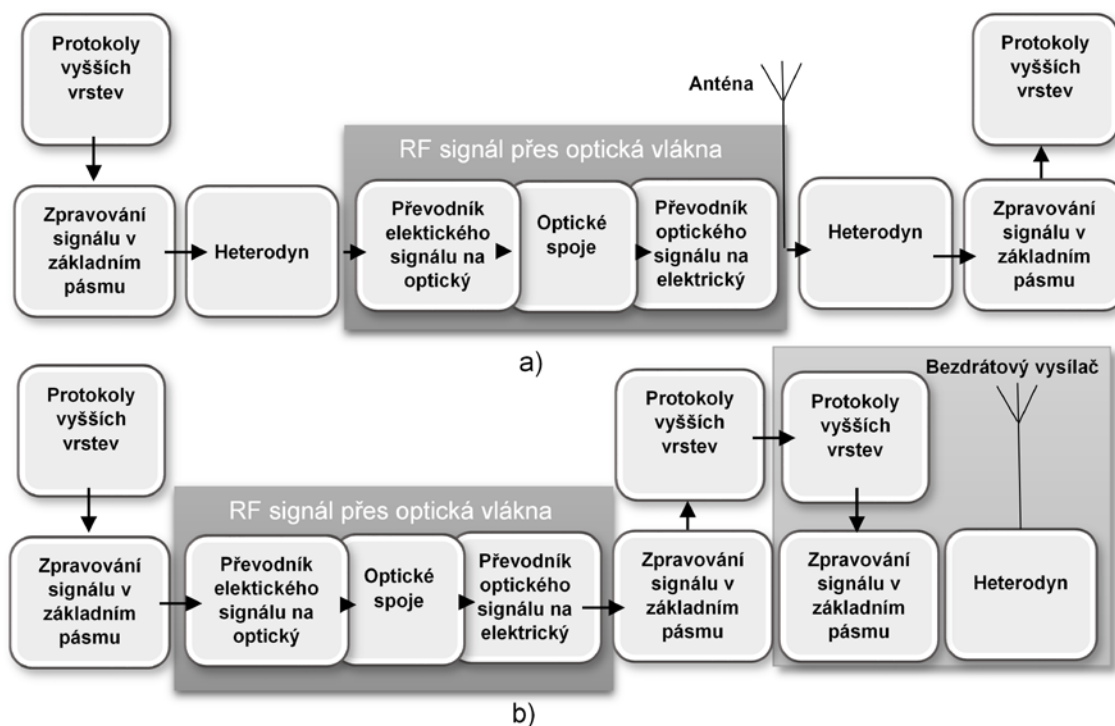
- Základnová stanice (BS)
- E/O: Převodník elektrického signálu na signál optický
 - O/E: Převodník optického signálu na signál elektrický
 - P/V: Přijímač/Vysílač
 - BS: Základnová stanice
 - CS: Centrální stanice

Obr. 24: Základní schéma RoF [3]

2.3.1 Koncept RF signálu přes optická vlákna

Základním principem RoF je přenos analogových radiových signálů prostřednictvím optických spojení; analogový radiový signál se používá pro modulaci světelné vlny.

Obr. 25 ukazuje diagramy radiového signálu přes optická vlákna a digitálního signálu v základním pásmu (s následujícím konvertováním do RF signálu), které lze použít k pochopení rozdílů a klíčových výhod a nevýhod jednotlivých přístupů. V diagramu jsou pouze základní funkční bloky, optické zesilovače a filtry nejsou zobrazeny.



Obr. 25: Srovnání sériového přenosu i bezdrátového přenosu signálů pomocí (a) RoF a (b) digitálního signálu se základním pásmem [30].

Na obr. 25a vidíme enkapsulaci informace z vyšších vrstev do fyzické vrstvy pro další zpracování signálu. Ještě než dojde k přenosu signálu v síti, je nutno provést tři operace se signálem, a sice **vzorkování**, čímž získáme signál diskretní v čase, **kvantování vzorků v amplitudě**, kdy získáme signál diskretní i v amplitudě, a následně **kódování**. Po určité modulaci (například Kvadrurní amplitudová modulace QAM - Quadrature Amplitude Modulation) heterodyn vytváří RF mikrovlnový signál, který signál konvertuje na optický, a to pomocí vysílačů. Na konci trasy se signál pomocí fotodiody konvertuje z optického na elektrický (analogový). V takovém případě jde signál buď přímo do antény, s následujícím vysíláním v bezdrátovém prostředí, nebo slouží k dalšímu zpracování. Obdobně jako na začátku, jenom v opačném směru, se signál konvertuje pomocí heterodynu v digitální signál, a to v základním pásmu, a poté už vyjadřuje data v Ethernet síti, zejména jde o de-enkapsulaci informace do vyšších vrstev.

V případě optického spoje digitálního signálu (obr. 25b) v základním pásmu vidíme stejné procesy, ale už nejsou potřebné heterodyny (zatím ignorujeme jednotlivé bloky s bezdrátovým vysílačem zprava na obrázku), používáme jenom digitální signál s určitou klíčovou modulací (například amplitudové klíčování ASK (Amplitude Shift Keying) a transformujeme jej do optické sítě. Tento způsob je jednodušší a z pohledu výkonnosti méně zatěžujeme celý systém, což umožňuje zvětšit šířku pásma a zvýšit rychlost práce optických prvků [30]. Z tohoto pohledu je výhoda digitálního signálu evidentní.

Ve skutečnosti je však využívání RoF žádoucí, protože bezdrátový signál může být přenášen do vzdáleného místa (obr. 25a). Jak už bylo zmíněno, po konverzi zpět do elektrického signálu můžeme tento signál vysílat přímo z antény, v případě digitálního signálu by šak musely být použity jednotlivé bloky s bezdrátovým vysílačem. Z toho vyplývá, že se alespoň některé optické i bezdrátové části komunikačního systému budou lišit, proto je třeba například mezi rámcovými protokoly Ethernet a Wi-Fi použít převádění.

Tímto jsme popsali koncepční rozdíly v systémech uvedených na obrázku 25. V další části si popíšeme hlavní výhody RoF v jednotlivých bodech:

- Efektivní využití šířky spektra

Rozsah úspory šířky pásma je závislý na určité modulaci. Například, IEEE 802.11n WiFi sítě nyní mohou vysílat více než 100 Mbit/s za použití šířky pásma kanálu méně než 40 MHz, což je RoF také dostačující, když 100 Mbit/s Ethernet na bázi optického vlákna používá kanálovou šířkou pásma přes 125 MHz [31].

- Centralizace

Všechna zpracování signálu jsou pouze v centrále, což umožňuje snadnější technickou údržbu a řízení. Do centrály jsou vzdáleně připojeny antény. Více centrálních jednotek by mohlo být umístěno na jedné centrále s vhodným přepínáním RF a distribucí signálů do vzdálených míst.

- Transparentnost

Další výhodou pro RoF systémy je jejich transparentnost. Představme si, že bezdrátové spojení bylo aktualizováno například 100 Mbit/s místo 10 Mbit/s (třeba upgrade z IEEE 802.11b na IEEE 802.11n). V obou případech (obr. 25 a/b) by uživatelské zařízení mělo být (není zobrazeno) obnoveno. V RoF jsou bloky na levé straně, která odpovídá za zpracování a průceschopnost signálu, musejí být obnoveny, pro digitální signál se základním pásmem budou vyměněny bloky s bezdrátovým vysílačem. Pro více základních stanic je výhoda RoF zřejmá.

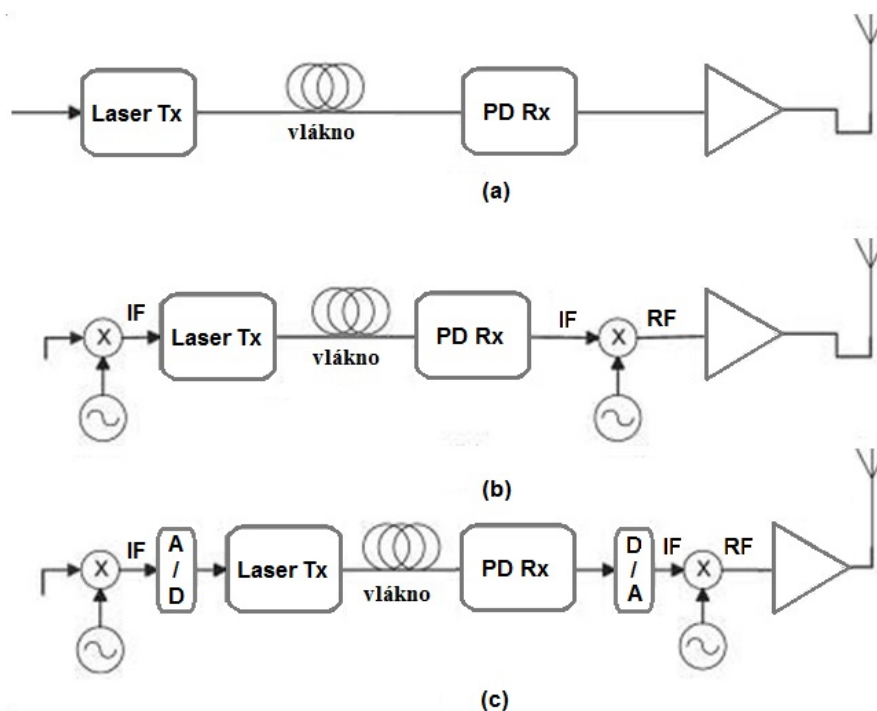
- Jednoduchost

Výhodou RoF, jak již bylo stručně uvedeno, je: jednoduchost. Pro přepravu bezdrátových signálů - pokud opět porovnáme 2 schémata (obr. 25 a/b). Vidíme, že dochází k významnému snížení počtu aktivních prvků v RoF systému. Toto zjednodušení může vést k více kompaktním anténním jednotkám, které jsou užitečné pro umístění ve stísněných prostorech. Nicméně argumentem proti tomu jsou vysoké náklady na jednotlivé komponenty RoF technologie. Ve skutečnosti komponenty pro přenos digitálního signálu přes drátové a bezdrátové spojení jako Ethernet a Wi-Fi, jsou vyráběny ve vysokém množství, což předpokládá velmi nízké náklady. I když se RoF může zdát lepší variantou, zároveň může být dražší, protože součásti, které jsou potřebné, nejsou sériově vyráběny.

To nás přivádí k hlavní nevýhodě RoF; bezdrátový RF signál, který je přenášen anténou, je již ovlivněn optickým spojením. V digitálním signálu v základním pásmu je schopen regenerace signálu v optickém propojení a má kontrolu nad případnými chybami, takže se ve vysílacím signálu v konečném důsledku vyskytuje jen minimum chyb. To a všudypřítomnost levných digitálních linek vyústilo v situaci, kdy RoF systémy zůstaly jenom ve specializovaných aplikacích. Pro použití RoF technologie se hledají podstatnější důvody.

2.3.2 Druhy přenosu RoF

Základním principem RoF je přenos analogového radiového signálu přes optické vlákno. Nicméně přesné provedení se může lišit a níže je uvedeno několik kategorií přenosu radiových signálů (obr. 26):



Obr. 26: Kategorie RoF přenosu: (a) RF over fiber, (b) IF over fiber a (c) digitální IF over fiber [30]

Obrázek 26a. Nejjednodušším způsobem přenášení dat je vysokofrekvenční signál RF (Radio Frequency) over Fiber. Radiový signál se používá s využitím modulace laserovým vysílačem, následně je vysílán přes optické vlákno a detekován fotodiodou. Po vhodném zesílení a filtraci RF může být signál přenášen bezdrátově. To je obvod pro Downlink bezdrátového spojení, ale podobné funkce lze odvodit i pro uplink (dojde k zesílení přijatého bezdrátového signálu, laserového vysílače, vlákna a pak fotodiodového přijímače).

Obrázek 26b. To je alternativní přístup známý jako "IF (intermediate frequency) over Fiber". RF signál přechází na nižší, mezifrekvenční pásmo. Tento signál se používá pro modulování laserovým vysílačem. Po detekci fotodiodou je IF signál konvertován na požadovaný RF signál s následujícím vysíláním. Na úkor dalších RF komponentů, tento přístup má výhody pro používání laserových vysílačů a fotodiodových přijímačů, které pracují na nižší frekvenci, čímž dochází ke snížení účinků poruch pro optická vlákna, zejména chromatická disperze. Tyto výhody mohou být významné především v případě, že provozní frekvence je vysoká (například pro milimetrové vlny).

Konečně obrázek 26c. Tady vidíme postup, ve kterém digitalizujeme RF signál (obvykle po konverzi na IF, aby pro převod snížil požadavky na šířku pásma). Ale to není stejné jako přeprava digitálního signálu v základním pásmu, jak bylo uvedeno na obrázku 2b. V našem případě je analogový radiový signál digitalizován před laserovým vysílačem a pak je z fotodiody převeden zpět do analogového tvaru. Například pro šířku pásma 40 MHz bezdrátového signálu je potřeba vzorkovací kmitočet 100 MHz, ten se kvantuje v 10 bitové hloubce (1024 kvantizačních úrovní) a dostáváme 1 Gbit/s signál (pro vyšší úrovně QAM a OFDM). Díky zvětšené šířce pásma a přidáním vysokorychlostních A/D a D/A převodníků, digitalizovaný RF/IF over Fiber přístup poskytuje určitou úroveň odolnosti proti snížení SNR, což se v přístupech obrázek 26a/b nevyskytuje.

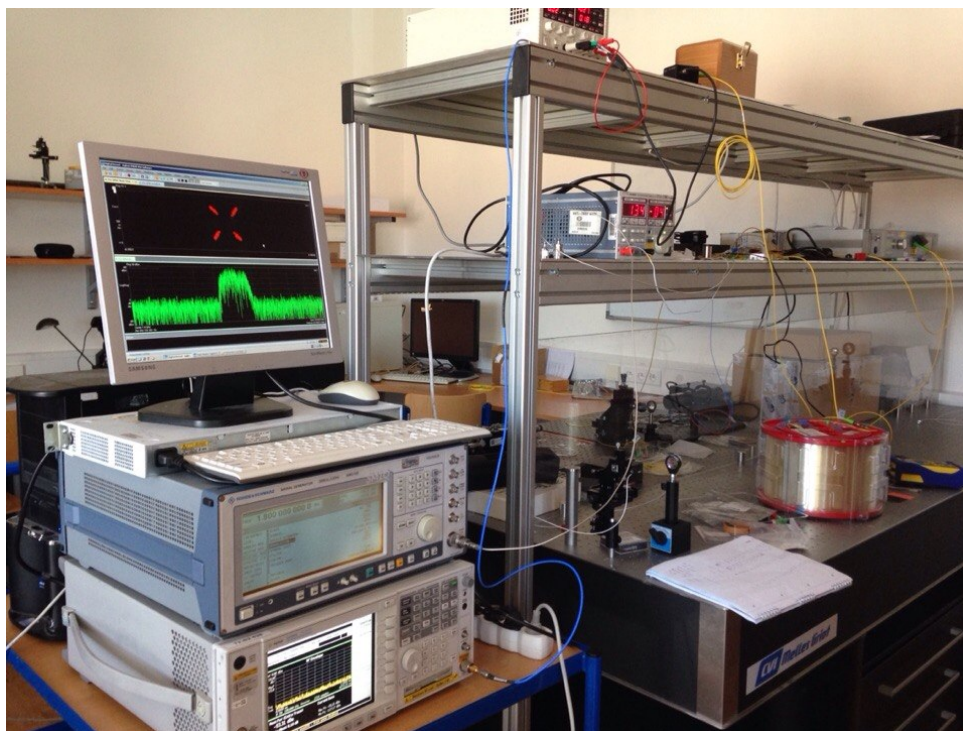
3. Praktická část

Praktická část se skládá ze dvou částí. Nejdříve jsme změřili jednoduchý RoF systém s QPSK modulací. Pak jsme porovnali změřené výsledky se simulací v prostředí “OptiSystem” 13. kanadské společnosti “Optiwave“. Tento profesionální software umožňuje návrh a následné simulování optických sítí na úrovni fyzické vrstvy.

Dále jsme navrhli přenosový systém pro technologie LTE s pomocí RoF systému s OFDM (QAM64) modulací. Byla analyzována odolnost celého systému proti rušení, a to jak v elektrické části, tak v optické.

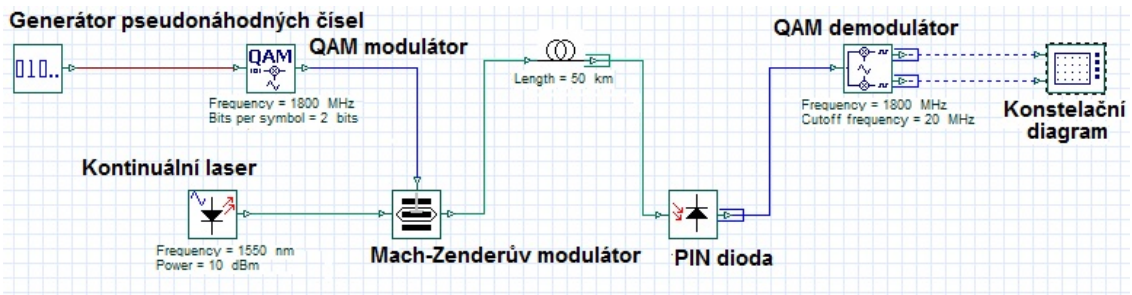
3.1 Laboratorní měření RoF

Tato kapitola se věnuje praktickému měření v laboratoři na katedře elektromagnetického pole. Měřená soustava je zobrazena na obrázku 27.



Obr. 27: Experimentální laboratoř a měřicí soustava

Přenosový systém byl připojen dle obr. 28:



Obr. 28: Blokové schéma měření v simulaci

Zvolili jsme RoF přenos s QPSK modulací. Bylo potřebné užití generátoru pseudonáhodných čísel a QAM modulatoru – za tímto účelem byl použit generátor signálu německé společnosti “Rohde & Schwarz”, který nejdříve z posloupnosti bitů vytvoří symboly, přičemž každý symbol bude nabývat 2 bity (QPSK modulace) a následně namoduluje užitečný signál na nosnou v hodnotě 1800 MHz. Dále Mach-Zenderův modulátor namoduluje RF signál na optickou nosnou vlnu s frekvencí 193.4 THz (1550 nm).

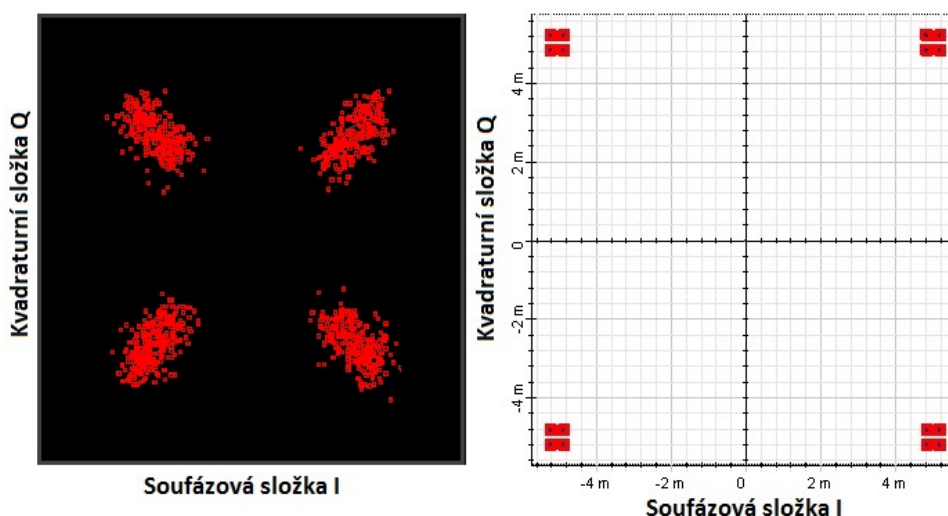
Na přijímací straně se provádí inverzní proces. Po přechodu 50 km optického vlákna signál dojde do PIN diody americké společnosti “Newport”. Dioda zkonvertuje optický signál do elektrického tvaru. Nakonec signál bude vypracován spektrálním analyzárem společnosti “Agilent Technologies”, který obsahuje QAM demodulátor. Tento modulátor vydělí z RF signálu reálnou a imaginární složku užitečného signálu, resp. soufázovou I a kvadrurní Q složku. Po spojení počítače s analyzárem zkontrolujeme správnost posloupnosti symbolů nahlédnutím do konstelačního diagramu. Zobrazíme to pomocí proprietárního softwaru “Analog Demodulation Measurement Application”.

Seznam měřících přístrojů a jejich nastavení nalezneme v tabulce 2:

Prvek sítě	Parametr prvku	Hodnota parametru
Kontinuální laser CW “IDPHOTONICS“ CoBrite-DX4	Výkon Frekvence	8 dBm 193,4 THz
Signálový generátor “R&S” SMIQ 03B	Modulace Symbolová rychlost (Bitová rychlost) Frekvence	QPSK 50 ksym/s (100 kbit/s) 1800 MHz
PIN Dioda “Newport” 1544-B	Responsivita	0.85 A/W
Spektrum Analýzer “Agilent” E4440A	Spektrum	3 Hz až 26.5 GHz
SMF	Délka trasy Měrný útlum vlákna (vlnová délka)	50,587 km 0,19 dB/km (1550 nm)
Mach-Zenderův modulator “COVEGA” Mach-10™ 082	-	-

Tabulka 2: Seznam měřících přístrojů a jejich nastavení

Jedním z hlavních cílů této kapitoly bylo porovnání reálného měření a simulování. Na obrázku 29 je zobrazen konstelační diagram QPSK modulace. Výsledné hodnoty EVM jsou pro laboratorní měření 13%, pro simulaci 5%.



Obr. 29: Konstelační diagram QPSK modulace

a) z měření b) ze simulací

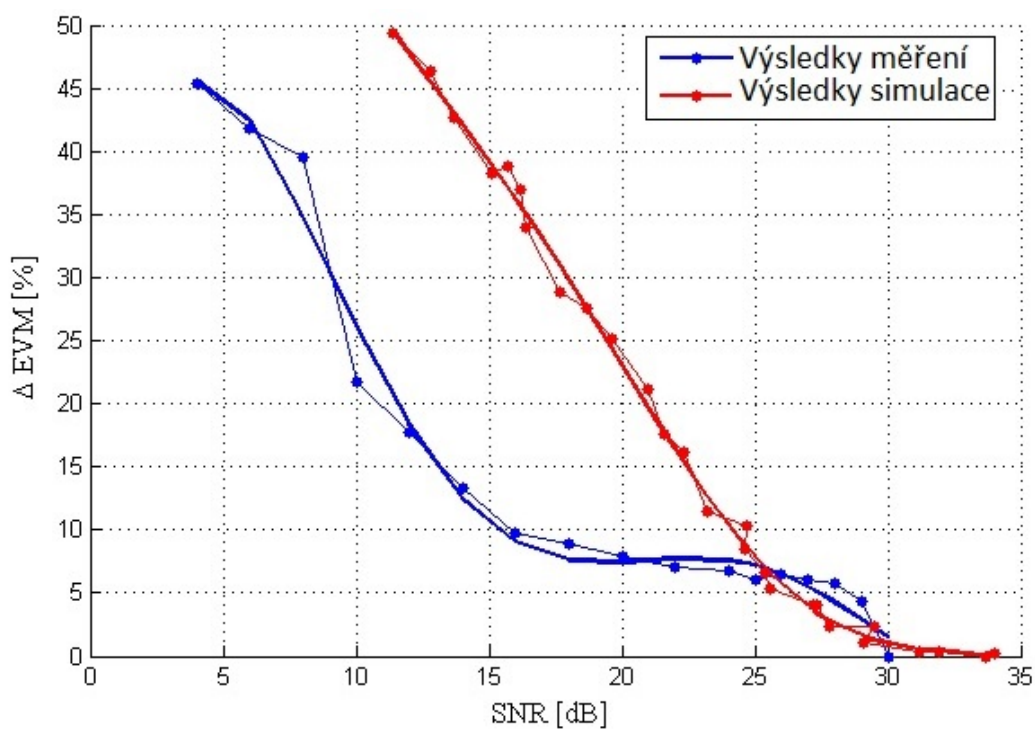
Každý komunikační systém požaduje odolnost proti rušení. Proto jsme nejdříve použili optický atenuátor a postupně snižovali úroveň šumu a zároveň jsme pozorovali konstelační diagram a hodnotu EVM . Jakmile již nebylo možné rozlišit jednotlivé stavy symbolů, považovali jsme hodnotu za kritickou a dále již byl přenášen jenom šum. V elektrické části jsme postupovali podobným způsobem, ale tentokrát jsme postupně snižovali hodnotu odstupe signálu od šumu SNR (Signal-to-Noise Ratio).

Pro názornou ukázkou tvorby grafu, zavedeme vzorec pro absolutní hodnotu ΔEVM :

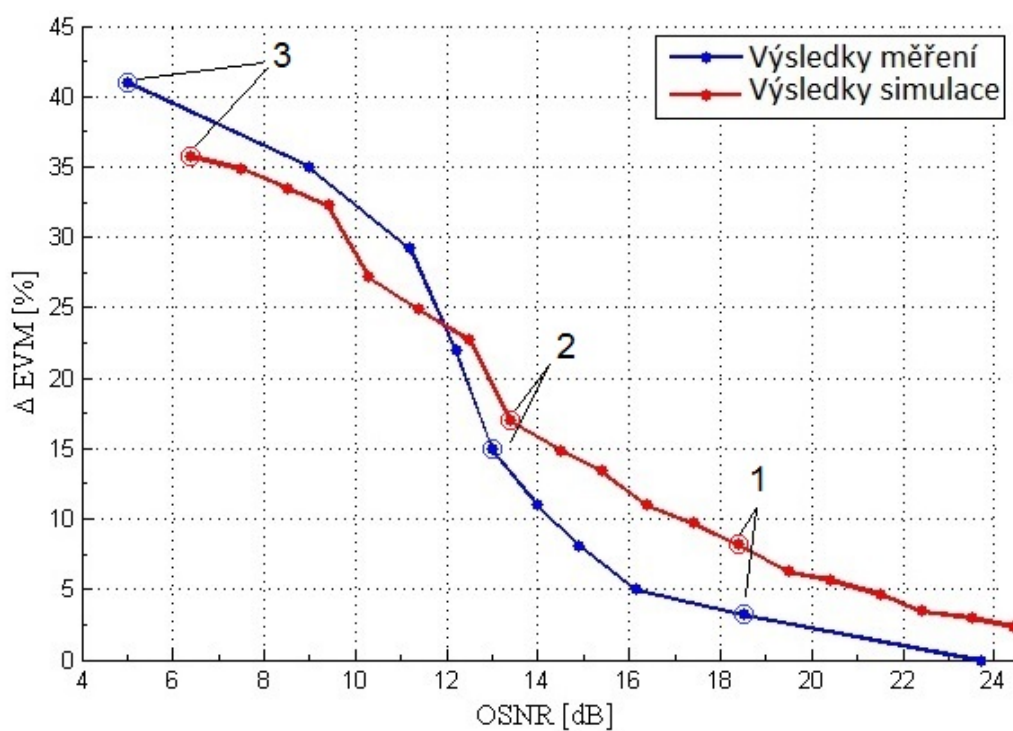
$$\Delta EVM_n = EVM_n - EVM_1, \quad (12)$$

kde n je číslo měření EVM , EVM_1 je referenční hodnota pro daný graf.

Grafy závislosti ΔEVM na SNR (obr. 30) a ΔEVM na OSNR (obr. 31) byly vypracovány v programu Matlab a jsou uvedeny níže:



Obr. 30: Grafy závislosti ΔEVM na SNR

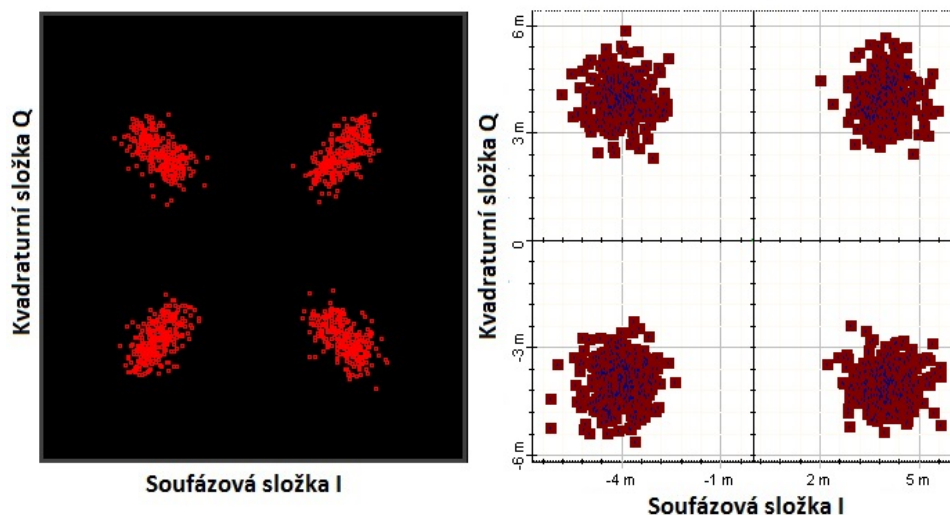


Obr. 31: Grafy závislosti ΔEVM na OSNR

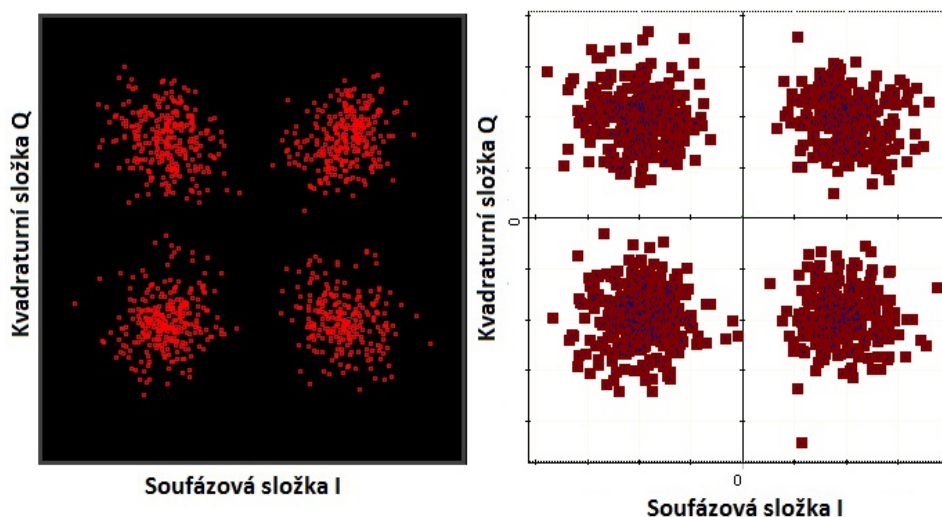
Pro měřený signál (obr. 30) je zřejmé, že hodnota ΔEVM v rozmezí SNR od 30 dB do 17 dB je stabilní a není tak citlivá, ale s dalším postupným snižováním hodnot SNR klesá exponenciálně. Co se týče grafu ze simulace, tak je téměř lineární, což znamená, že program používá odlišné algoritmy pro šum v elektrické části RoF systému. Nicméně pro hodnoty ΔEVM na $OSNR$ jsou grafy velice podobné.

Pro názornost si ukážeme konstelační diagramy grafu ΔEVM na $OSNR$ v jednotlivých bodech a porovnáme je se simulací (obr. 32-34):

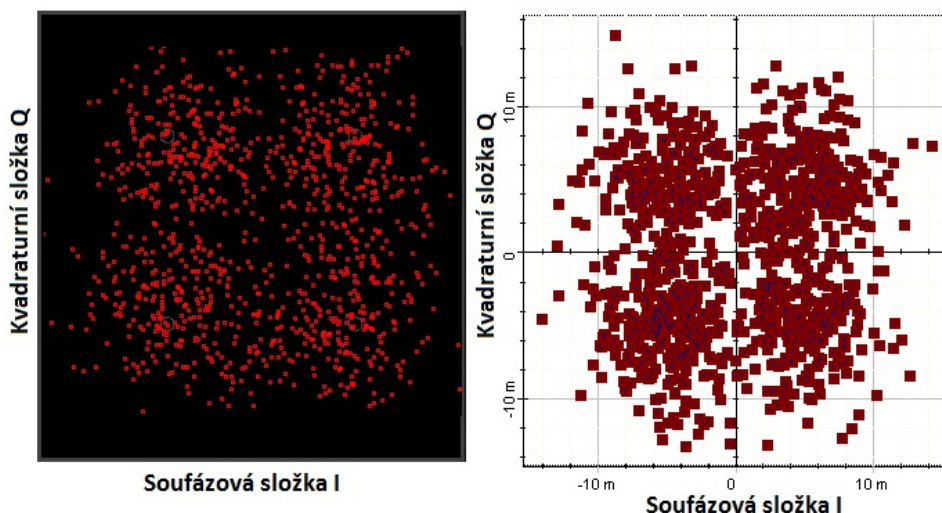
- začátek grafu (obr. 28, bod 1),
- střed grafu (obr. 28, bod 2),
- konec grafu (obr. 28, bod 3).



Obr. 32: Konstelační diagram QPSK modulace s $P_{\text{útlumu}} 1 \text{ dB}$ a $OSNR 18,5 \text{ dB}$ a) pro měření $EVM 16,3\%$,
b) pro simulaci $EVM 13,3\%$



Obr. 33: Konstelační diagram QPSK modulace s $P_{\text{útlumu}} 5 \text{ dB}$
a $OSNR 13 \text{ dB}$ a) pro měření $EVM 28\%$,
b) pro simulaci $EVM 22,1\%$



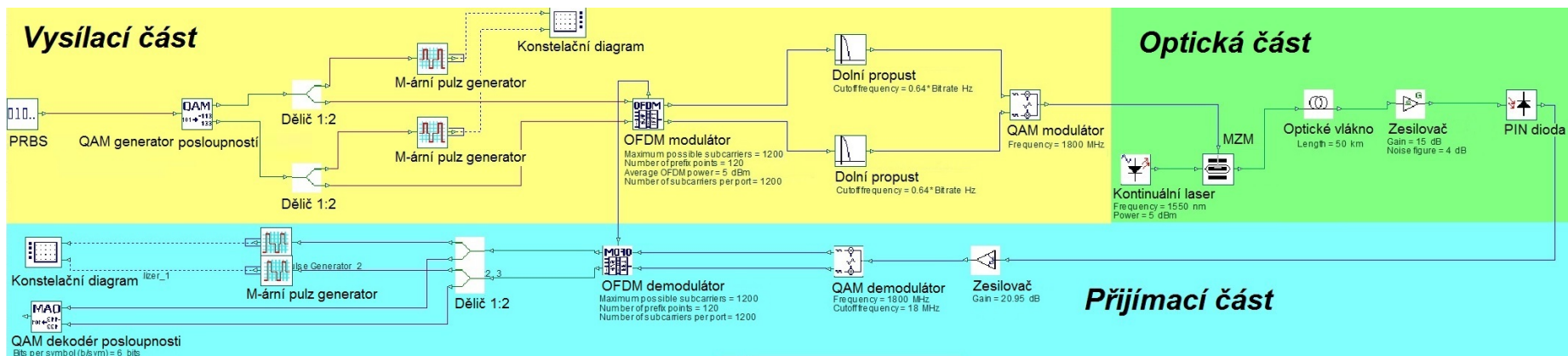
Obr. 34: *Konstelační diagram QPSK modulace s Pútlumu 9 dB
a OSNR 5 dB a) pro měření EVM 54% b) pro EVM simulaci 41%*

Simulované měření bude vždy do jisté míry idealizované, neboť nelze nikdy zahrnout všechny vlastnosti reálných sítí (parazitní jevy apod.). Rozdíly ve výsledcích mohou být taky způsobeny různými parametry jednotlivých přístrojů a použitých komponentů. To je skutečnost, se kterou je třeba počítat. Ale jak jsme si již ověřili, RoF systém lze realizovat a představuje množství výhod, kromě toho při větší zkušenosti a hlubších znalostech simulace může usnadnit provedení telekomunikačních spojů. V optické oblasti při směně OSNR se simulace blížily měřeným hodnotám,

3.2 Simulace LTE v prostředí OptiSystem

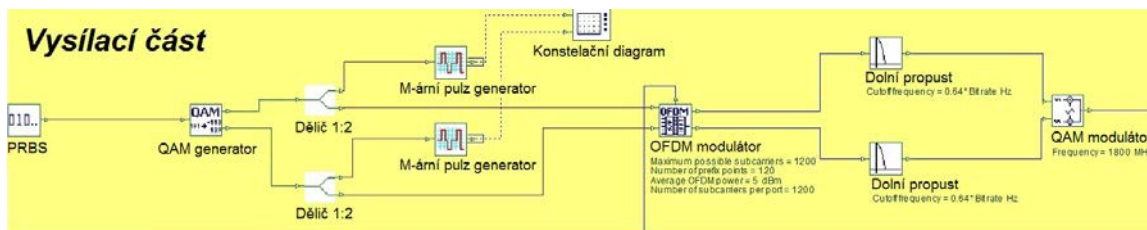
Jedním z hlavních cílů této práce bylo provést analýzu a simulování měření přenosu LTE vláknovou optikou. Nasazení sítí v nízkofrekvenčním přenosovém pásmu je atraktivnější z hlediska nákladů a ideální pro pokrytí oblastí s nízkou hustotou obyvatel (předměstské a venkovské oblasti) - mají lepší penetraci uvnitř budov, velkou oblast pokrytí, ale malou přenosovou rychlost ve srovnání s horními frekvenčními pásmy. Proto jsme zvolili optimální frekvenční pásmo 1800 MHz.

Komunikační systém se dělí na tři části (obr. 35):



Obr. 35: Schéma LTE přes optická vlákna

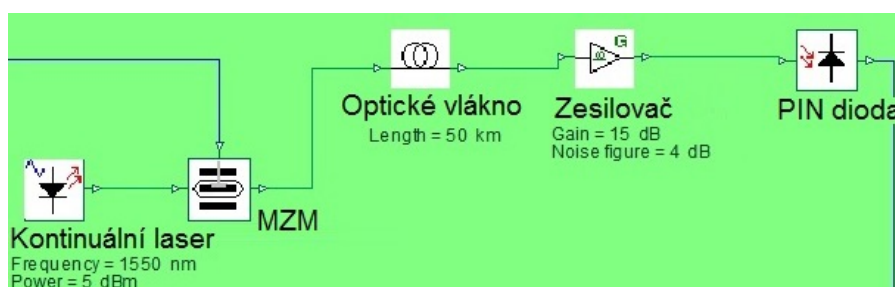
- Vysílací část komunikačního systému je zobrazena na obrázku 36:



Obr. 36: Vysílací část komunikačního systému

Vysílací část je tvořena generátorem pseudonáhodné bitové posloupnosti PRBS (Pseudo-Random Bit Sequence generator), jehož přenosová rychlost je 60 Mbit/s. Dále z binární posloupnosti QAM generátor (QAM sequence Generator) vytvoří dvě paralelní symbolové posloupnosti s celkovou rychlostí 10 Msym/s, a to kvůli zvolené modulaci 64QAM. Pro ověření správnosti jsme přidali dělič proudu v poměru 1:2, nyní jedna část signálu slouží pro zobrazení konstelačního diagramu a druhá část pro další zpracování v OFDM modulatoru. Sériově paralelní převodník převede posloupnost symbolu na 1200 paralelních větví a zároveň bude OFDM modulatorem provedeno 1200 modulací. Ve výsledku získáme 1200 subnosných. Posléze po sumarizaci a pomocí IFFT převedeme OFDM signál z frekvenční do časové oblasti. Hned potom reálná a imaginární složka OFDM signálu prochází přes dolní propust, což má za následek zvýšení SNR. V QAM modulatoru bude reálná složka vynásobena nosnou vlnou $\cos(\omega t)$, imaginární složka pak bude vynásobena $\sin(\omega t)$, po sečtení dvou nosných vln dostaneme RF signál se zvolenou frekvencí 1800 MHz a šířkou pásma 60 MHz.

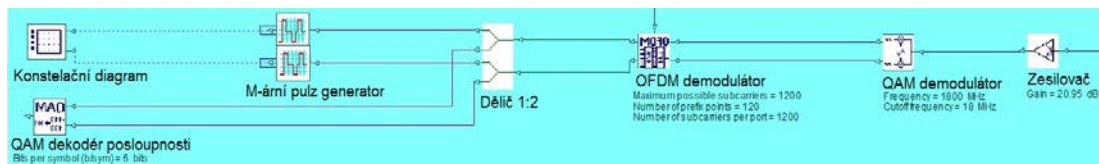
- Optická část komunikačního systému je zobrazena na obrázku 37:



Obr. 37: RF signál přenesený optickým vláknem

MZM modulatorem modulujeme RF signál na nosnou vlnu s frekvencí 193,4 THz (1550 nm) a přenášíme jej optickým vláknem s následujícím zesílením do PIN diody.

- Přijímací část komunikačního systému je zobrazena na obrázku 38:



Obr. 38: Přijímací část komunikačního systému

Na přijímací straně bychom teoreticky mohli přidat anténu, což by fungovalo jako základnová stanice. V našem případě provedeme další zpracování a zkontrolujeme kvalitu našeho signálu, ale před tím potřebujeme získat původní symbolovou posloupnost. Po PIN diodě bude RF signál zesílen a demodulován QAM demodulátorem. Tímto způsobem dostaneme reálnou a imaginární složku OFDM signálu. Použitím FFT převedeme signál znovu do frekvenční oblasti a S/P převodníkem vytvoříme 1200 subnosných, s následující demodulací OFDM demodulátorem získáme původní symbolovou posloupnost.

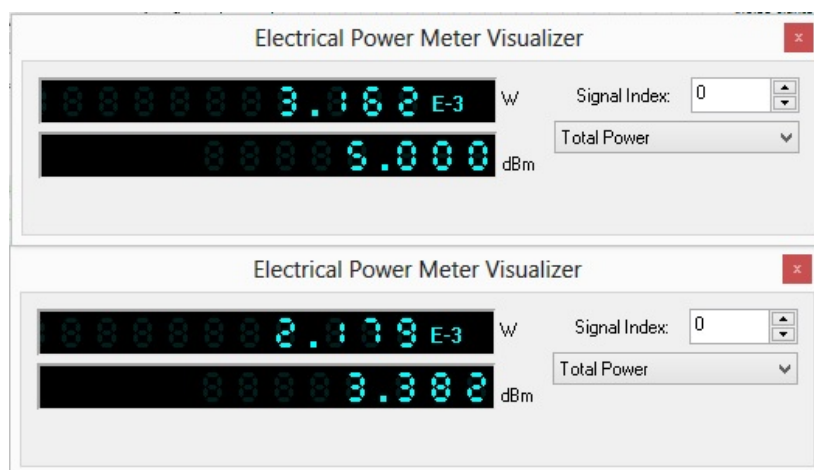
Z tabulky 3 můžeme vidět všechny potřebné parametry:

Prvek sítě	Parametr prvku	Hodnota parametru
Nastavení simulace	Symbolová rychlost	10 Msym/s
	Bitová rychlost	60 Mbit/s
	Šířka pásma	10 MHz
OFDM modulator/demodulator	Počet subnosných	1200
	Výkon	5 dBm
QAM modulator	Nosná frekvence	1800 MHz
CW laser	Výkon	5 dBm
	Frekvence	193,4 THz
Optické vlákno	Délka	50 km

Tabulka 3: Seznam simulačních přístrojů a jejich nastavení

3.2.1 Analýza v simulačním prostoru

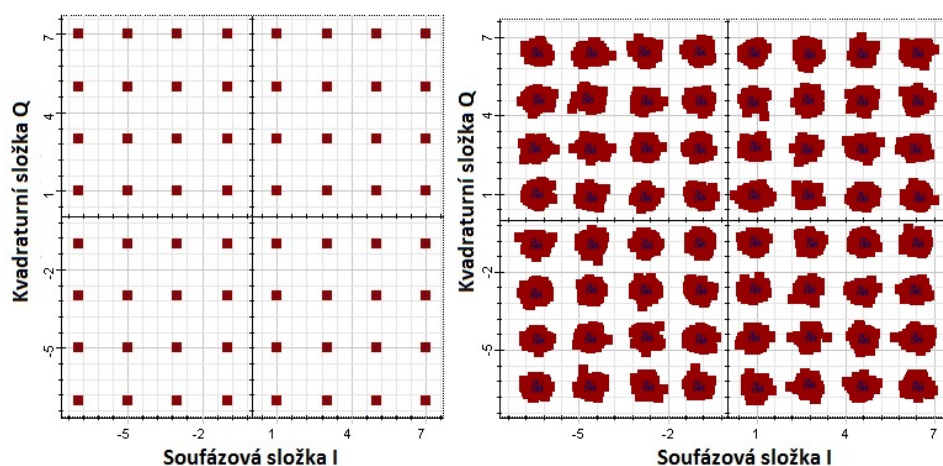
Hodnoty EVM byly moc závislé na výkonu výstupního signálu z QAM modulatoru a výkonu vstupujícího do QAM demodulatoru. Testovacím způsobem, pomocí vhodných zesilovačů, jsme dostali optimální výkony signálů pro hodnotu EVM (obr. 39):



Obr. 39: Výkony signálů

a) výstupní z QAM modulatoru b) vstupující do QAM demodulatoru

Po vhodném nastavení mezních filtrů jsme nakonec dosáhli reálné hodnoty EVM pro 64QAM modulaci (obr. 40):.

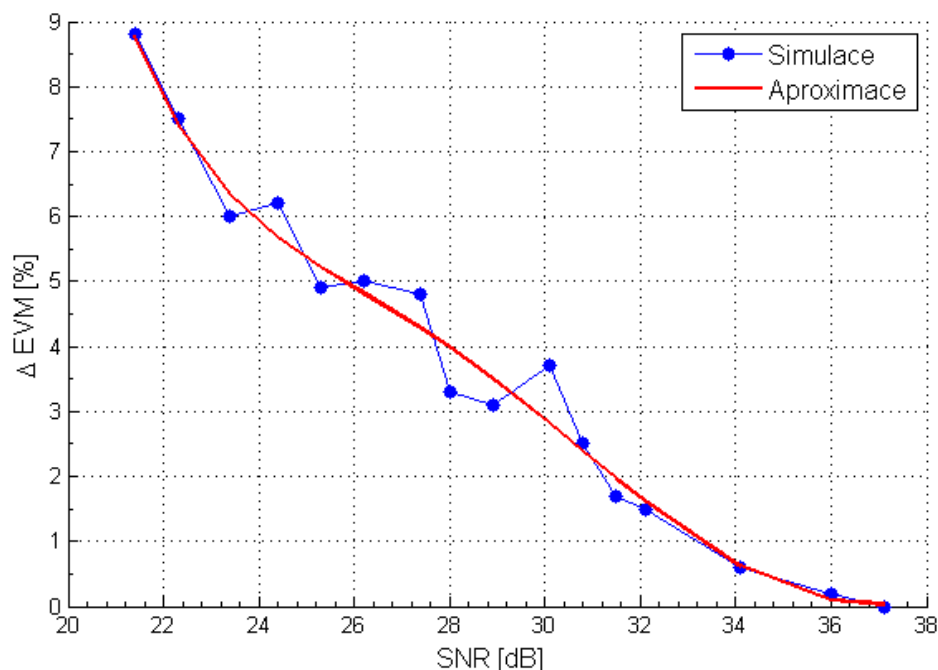


Obr. 40: Konstelační diagram 64QAM modulace

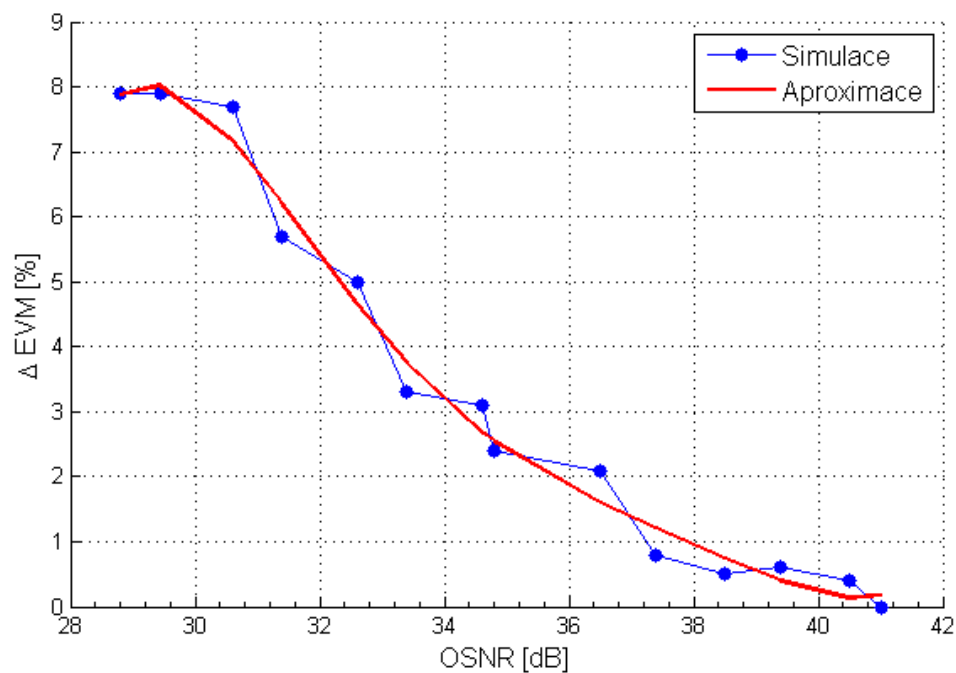
a) ve vysílací části EVM $\approx 0\%$ b) výsledné EVM 7,9%

Stejně jako v první části jsme zjistili odolnost modelu proti rušení. Ale po použití atenuátorů jsme stanovili, že přidáním šumu se zároveň zvětšuje na stejnou hodnotu signál, což není vhodné pro naše testy. Proto jsme přidávali zesilovače s hodnotou zesílení 0 dB, ale s vysokým výkonem šumu. Tímto způsobem byla provedena substituce nehodícího se prvku.

Grafy závislosti ΔEVM na SNR (obr. 41) a ΔEVM na $OSNR$ (obr. 42) :



Obr. 41: Graf závislosti ΔEVM na SNR



Obr. 42: Grafy závislosti ΔEVM na $OSNR$

Grafy jsou téměř exponenciální a je názorně vidět, že 64QAM potřebuje vysokou hodnotu poměru signálu od šumu, a to pro kvalitní přenos dat. Při porovnání s QPSK modulací je to zřetelně vidět (tab. 2). Nicméně je třeba myslet na to, že hodnoty SNR (OSNR) pro 64QAM modulaci byly odečteny ručně ze spektrálního analyzátoru odečtením vzdálenosti od maximální hodnoty výkonu signálu a výkonu šumu, takže se nejedná o přesné hodnoty, ale bezpodmínečně je vidět, že čím větší počet bitů přenáší jeden symbol, tím větší má být hodnota SNR (OSNR).

	Hraniční hodnota SNR [dB]	Hraniční hodnota OSNR [dB]
QPSK	12	7
64QAM	22	30

Tabulka 4: Porovnání hodnot SNR a OSNR při QPSK a 64QAM modulaci

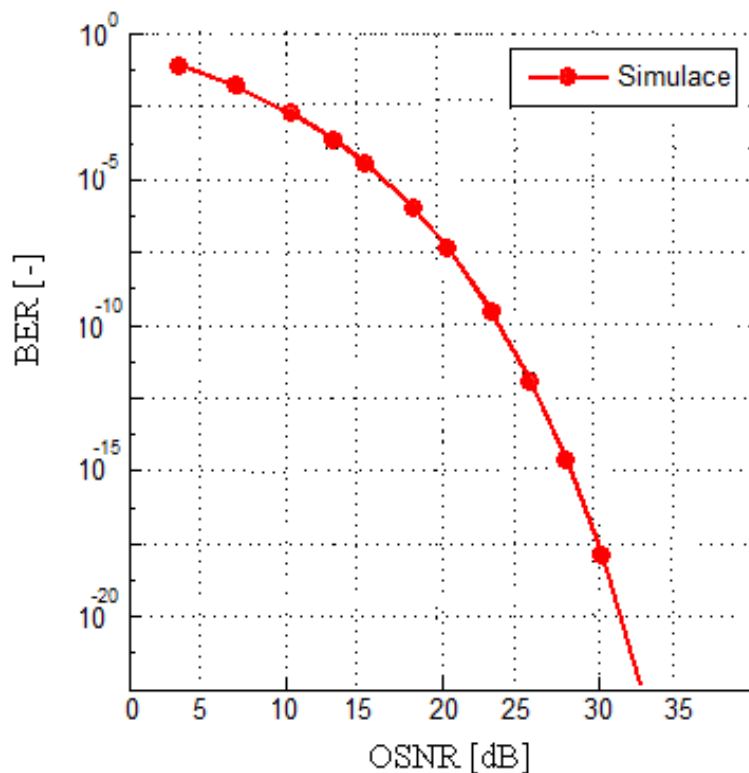
Pro názornost spočítáme hodnotu BER, když máme EVM ve vzorku:

$$BER = \frac{1-M^{-\frac{1}{2}}}{\frac{1}{2}\log_2 M} \operatorname{erfc}\left(\frac{3/2}{(M-1)EVM_{\text{průměrný}}^2}\right)^{\frac{1}{2}}, \quad (13)$$

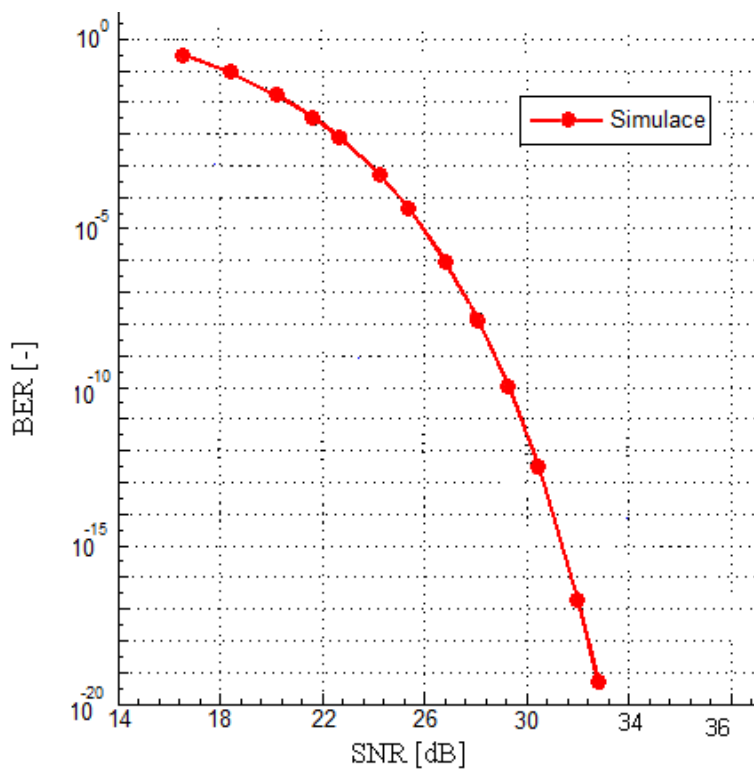
kde M je počet stavů zvolené modulace, erfc je doplňková chybová funkce

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (14)$$

Grafy závislosti BER na SNR (obr. 43) a BER na OSNR (obr. 44) :



Obr. 43: Graf závislosti BER na OSNR



Obr. 44: Graf závislosti BER na SNR

4 Závěr

V této práci byla nastíněna činnost RoF systému pro technologie LTE.

V první části bylo uvedeno seznámení s charakteristikou optického vláknového systému, dále byl proveden úvod do radiového přenosového systému, a to pro základní techniky a popis jednotlivých komponentu využívaných v systému LTE přes vláknovou optiku.

Ve druhé části jsme se věnovali měření RoF systému s QPSK modulací, porovnali výsledky s analogickým modelem v simulaci. Dále vytvořili simulační model technologie LTE použitím OFDM s 64QAM modulací přes optická vlákna. Provedli plnou analýzu simulací: EVM, BER v závislosti EVM na SNR a EVM na OSNR.

Zjistili jsme z porovnání s měřením, že simulační program velmi realisticky pracuje v optické oblasti a dosažené výsledky možná uvažovat při praktické realizaci systému. Ale výsledky z RF části přenosového systému jsou výrazně odlišné. Celkově RoF technologie vykazuje velmi dobré přenosové charakteristiky i při sníženém SNR v RF části či OSNR v části optické.

Seznam použitých zkratek:

LTE	Long Term Evolution
RoF	Radio over fiber
RF	Radio frequency
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
EVM	Error vector magnitude
BER	Bit error rate
SNR	Signal-to-noise ratio
OSNR	Optical signal-to-noise ratio
SMF	Single-mode fiber
MMF	Multi-mode fiber
MZM	Mach–Zehnder modulator
SD MZM	Single-Drive Mach–Zehnder modulator Dual-
DD	Drive Mach–Zehnder modulator Central
CS	Station
BS	Base station
PD	Photodiode
A/D	Analog-to-digital
D/A	Digital-to-analog
S/P	Serial to Parallel
P/S	Parallel to serial
ASK	Amplitude-shift keying
FSK	Frequency-shift keying
PSK	Phase-shift keying
FFT	Fast Fourier Transformation
3GPP	3rd Generation Partnership Project
MIMO	Multiple Input Multiple Output
FDD	Frequency Division Duplex
TDD	Time Division Duplex
GSM	Global System for Mobile
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System

Seznam použité literatury:

- [1] Ing. Leoš Boháč Ph.D., Ing. Mgr. Michal Lucki, Ph.D. *"Optické komunikační systémy"*. 2010.
- [2] M. S. Borella, J. P. Jue, D. Banerjee, B. Ramamurthy, and B. Mukherjee, *"Optical Components for WDM Lightwave Networks"*. V angličtině. Proc. IEEE, vol. 85, no. 8, pp. 1274-1307, Aug. 1997.
- [3] H.B.,Kim, *"Radio over Fiber Based Network Architecture"*. V angličtině. IEEE Proceedings in Optoelectronics, vol. 143, no. 6, pp. 329, October, 2005.
- [4] Sýkora, CSC., doc. Ing. Jiří. České Vysoké učení technické v Praze, FEL. *"Typy a vlastnosti optických vláken"* [online]. [cit. 2015-05-18]. Dostupné z: <http://access.feld.cvut.cz/view.php>
- [5] Kořán, Ing. Pavel. LAO (Lasery a Optika). *"Seriól na téma lasery - základní princip laseru a jejich dělení"*. V angličtině. [online]. [cit. 2015-05-18]. Dostupné z: <http://www.lao.cz/lao-info-49/serial-na-tema-lasery---zakladni-princip-laseru-a-jejich-deleni-127>
- [6] Nosek, Tomáš. *"Polovodičový laser"*. [online]. Praha 2013, s. 1-25 [cit.2014-12-25]. Dostupné z: http://www1.fs.cvut.cz/stretech/2013/sbornik_2013/98.pdf
- [7] J. Hecht, *"Understanding Fiber Optics"*. V angličtině. 4 ed.: Prentice Hall, 2002.
- [8] A. Bahrami, T. Kanesan, W. P. Ng, Z. Ghassemlooy, A. A. El Aziz, and S. Rajabhandari, *"Performance Evaluation of Radio-over-Fibre (RoF) System Using Mach-Zehnder Modulator (MZM) and On-Off Keying (OOK) Modulation Schemes"*. V angličtině. no. 2, 2010.
- [9] Ghafoor, B.Sc, M.Sc Salman. *"Radio Over Fiber Systems"*. V angličtině. Southampton, 2012. Dostupné z: <http://eprints.soton.ac.uk/340694/1.hasCoversheetVersion/report.pdf>. Doctoral thesis. University of southampton. Vedoucí práce Prof. Lajos Hanzo.
- [10] Ruske J.-P., Tünnermann A. *"New applications for integrated optical devices // Photonic international"*. V angličtině. 2007. №1.p.122-125
- [11] Вобликов Е.Д., Волынцев А.Б., Журавлев А.А., Кичанов А.В., Пономарев Р.С., Шевцов Д.И. Электронный журнал "Труды МАИ". *"Интегрально-оптический модулятор на основе интерферометра Маха-Цендера с асимметричной топологией волноводов"*. V ruštině. Dostupné z: <https://www.mai.ru/upload/iblock/3c6/3c63218fbaeff21eabf59de9a0ee419.pdf>
- [12] Государственный Университет им. М. В. Ломоносова *"Выбор оптимального метода модуляции сигнала в современных цифровых системах радиосвязи. Моделирование в среде"*. V ruštině. AWR design environment [online]. 2008. In: Москва [cit. 2015-05-08]. Dostupné z: <http://ru.scribd.com/doc/71619475/Методы-модуляции-сигнала-в-цифр-системах-связи#scribd>

-
- [13] Balada, Radek. "*Klasifikace typu digitální modulace*" [online]. Brno, 2010, 13.04.2015 [cit. 13.04.2015]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=27173. Diplomová práce. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ. Vedoucí práce Ing. Karel Povalač.
- [14] Ing. Martin Hudlička, Ph.D., Dr. Mohammed Salhi, Dr. David A. Humphreys. "*Charakterizace širokopásmových signálových generátorů a analyzátorů*" [online]. 2015-04-15 [cit. 2015-04-15]. Dostupné z: http://web.cvut.cz/ces/mt/prezentace/CES_Hudlicka_VSAVSG_v1.pdf
- [15] Žižka, Bc. Josef. "*Digitální modulator pro vícecestavové modulace: High order modulation digital modulator*". Brno, 2012. ID:106899. Dostupné z: http://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=51599. Diplomová práce. Vysoké Učení Technické v Brně. Vedoucí práce doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.
- [16] Sýkora, Jan. "*Teorie digitální komunikace*". 1. vyd. Praha : ČVUT, 2002. 329 s. ISBN 80-01-02478-4.
- [17] JAREŠ, Petr a České vysoké učení technické v Praze Fakulta elektrotechnická (ed.). "*Moderní modulační metody a jejich aplikace*" [online]. [cit. 2015-05-13]. Dostupné z: http://data.cedupoint.cz/oppa_e-learning/2_KME/163.pdf
- [18] Kadlček, Bc. Václav a . 2009. "*Modelování silové sítě pro datovou komunikaci: modelling of power line communication for data transmission*" [online]. Brno [cit. 2015-05-14]. Dostupné z: <https://dspace.vutbr.cz/bitstream/handle/11012/11119/DP-xkadlc00.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Diplomová práce. Vysoké Učení Technické v Brně. Vedoucí práce Ing. PETR MLÝNEK.
- [19] Agilent Technologies. 2003. "*OFDM Modulation: WLAN DesignGuide*". V angličtině. [online]. USA: December [cit. 2015-05-14]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2003c/dgwlan/dgwlan013.html>
- [20] Otýpka, Ing. Bc. Miloslav. "*Modulace OFDM: Ortogonální multiplex s frekvenčním dělením*" [online]. [cit. 2015-05-14]. Dostupné z: <http://coptel.coptkm.cz/index.php?action=2&doc=7981&docGroup=147&cmd=0&instance=1>
- [21] Švirák, Martin. "*Simulace radiových únikových kanálů*". Elektrovue: Časopis pro elektrotechniku [online]. 31.10.2002, 2015-04-13 [cit. 2015-04-13]. Dostupné z: <http://www.elektrovue.cz/clanky/02043/index.html>
- [22] C. Gebner, "*Long Term Evolution: A concise introduction to LTE and its measurements requirements*". V angličtině. Chapter 5, ISBN 978-3-939837-11-4
- [23] 4G Americas "*3G: Third Generation Mobile Systems*". V angličtině. (Aktualně: prosinec.2013). [Online]. <http://www.4gamericas.org/index.cfm?fuseaction=page§ionid=365>
- [24] UMTS world "*TDD Technical Summary*". V angličtině. (Aktualně: listopad.2013) [Online]. <http://www.umtsworld.com/technology/tdcdma.htm>

-
- [25] 3GPP "About 3GPP". V angličtině. (Aktualně: listopad.2013) [Online]. <http://www.3gpp.org/About-3GPP>
- [26] ČTÚ (Český telekomunikační ÚŘAD). "Veřejné širokopásmové mobilní sítě: v pásmech 800 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz a 2600 MHz" [online]. 2014, 2015-05-12 [cit. 2015-25-19]. Dostupné z: <http://lte.ctu.cz/pokryti/>
- [27] Telesystem Innovations - TSI. "LTE in a Nutshell: The Physical Layer" [online]. Canada, 2010, 2015-04-19 [cit. 2015-04-19]. Dostupné z: <http://www.tsiwireless.com/docs/whitepapers/LTE%20in%20a%20Nutshell%20-%20Physical%20Layer.pdf>
- [28] Baker, Matthew. "LTE-Advanced Physical Layer". V angličtině. [online]. Peking, 17 – 18 Prosinec , 2009, 2015-04-19[cit. 2015-04-19]. Dostupné z: ftp://www.3gpp.org/workshop/2009-12-17_ITU-R_IMT-Adv_eval/docs/pdf/REV-090003-r1.pdf
- [29] Telegeography authoritative Telecom data. "T-Mobile conducts 800MHz 4x4 MIMO test in Czech Republic". V angličtině. [online]. [cit. 2015-05-21]. Dostupné z: <https://www.telegeography.com/products/commsupdate/articles/2015/03/13/t-mobile-conducts-800mhz-4x4-mimo-test-in-czech-republic/>
- [30] Nathan J. Gomes, Paulo P. Monteiro, Atílio Gameiro "Next generation wireless communications using radio over fiber". V angličtině. Srpen, 2012.
- [31] Wake, D., Nkansah, A., Gomes, N.J. et al. (2010) "A comparison of radio over fiber link types for the support of wideband radio channels". V angličtině. OSA/IEEE J. Lightwave Technol., Special Issue on Very High Throughput Wireless Systems, 28, pp. 2416–2422.