

Datová komunikace viditelným světlem vozidla s okolím na bázi softwarově definovaného rádia

SDR-Based FPGA System for V2X-VLC Communications

Bc. Martin Dratnal

Diplomová práce

Vedoucí práce: prof. Ing. Radek Martinek, Ph.D.

Ostrava, 2022

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Martin Dratnal

Studijní program:

N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601T013 Telekomunikační technika

Téma:

Datová komunikace viditelným světlem vozidla s okolím na bázi
softwarově definovaného rádia
SDR-Based FPGA System for V2X-VLC Communications

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

Diplomová práce se zaměřuje na experimentální ověření možností datové komunikace viditelným spektrem světla vozidla s okolím (V2X-VLC) na bázi softwarově definovaného rádia s využitím akcelerace výpočtů na FPGA (FPGA-Based-SDR). Cílem diplomové práce je integrace modulární technologie V2X-VLC-SDR do vytipovaných světlometů vozidel. S využitím technologie V2X-VLC-SDR bude možné pro různé druhy světlometů testovat vliv natočení vozidel na fungování systému a propustnost testovací VLC platformy, testování maximální dosažitelné vzdálenosti pro efektivní komunikaci, předávání kritických sensorických dat mezi vozidly (geometrie, prvky bezpečnosti), rychlost reakce na přijaté informace apod.

Postup řešení:

1. Literární rešerše současného stavu problematiky datové komunikace viditelným spektrem světla vozidla s okolím (V2X-VLC).
2. Integrace modulární technologie V2X-VLC-SDR do vytipovaných světlometů vozidel. Stanovení optimálního umístění přijímače, studie vlivu natočení vozidel, příprava scénářů pro měření.
3. Experimentální ověření v rámci statických testů (nepohybující se vozidla) pro určení maximální efektivní komunikační vzdálenosti a propustnost systému.
4. Experimentální ověření technologie v rámci připravených scénářů: předávání kritických sensorických dat mezi vozidly (geometrie, prvky bezpečnosti), rychlost reakce na přijaté informace, přenos informací z brzdového světla apod.
5. Diskuse dosažených výsledků.

Seznam doporučené odborné literatury:

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Radek Martinek, Ph.D.**

Konzultant diplomové práce: Ing. Lukáš Danys
doc. Ing. Petr Šimoník, Ph.D.

Datum zadání: 01.09.2021

Datum odevzdání: 30.04.2022

prof. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry

prof. Ing. Jan Platoš, Ph.D.
děkan fakulty

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá současným stavem problematiky komunikace viditelným světlem mezi vozidly. Práce je rozdělena na dvě hlavní části, přičemž první část slouží jako popis V2X-VLC komunikace a rešerše k vybraným experimentům s důrazem na využití V2X-VLC. Druhá část je praktická, ve které jsou prováděny měření s využitím předního světlometu na automobilu.

Klíčová slova

Komunikace vozidla s okolím, komunikace viditelným světlem, OFDM, M-QAM, LED, přední světlomet, bitová chybovost.

Abstract

The master thesis deals with the current state of the visible light communication between vehicles. The thesis is divided into two main sections, with the first section serving as a description of V2X-VLC communication and a review of selected experiments with emphasis on the use of V2X-VLC. The second section is practical, in which in which measurements are carried out using the headlight on the car.

Keywords

Vehicle to everything communication, visible light communication, OFDM, M-QAM, LED, headlight, bit error rate.

Poděkování

Rád bych poděkoval panu prof. Ing. Radku Martinkovi, Ph.D. za jeho vedení a odbornou pomoc. Dále bych chtěl poděkovat panu Ing. Lukášovi Danysovi za jeho vstřícnost a odbornou pomoc při vytváření a realizaci praktické části.

V neposlední řadě chci poděkovat svým nejbližším za projevenou podporu.

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratk	8
Seznam obrázků	10
Seznam tabulek	12
1 Úvod	13
2 Vehicle-to-Everything Visible Light Communication	15
2.1 Způsoby komunikace	16
2.2 Aplikace	16
3 VLC experimenty	18
3.1 Komunikace pomocí viditelného světla na bázi obrazových snímačů pro automobilové aplikace	18
3.2 Testování komunikačního spojení mezi infrastrukturou a vozidlem ve venkovních podmínkách	20
3.3 Kompatibilní systém pro venkovní komunikaci viditelným světlem ve vozidlech	22
4 OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing	25
4.1 Popis OFDM	25
4.2 Matematický popis OFDM	27
4.3 Cyklický prefix	29
5 Praktická část	31
5.1 Měřené parametry	32
5.2 Použité komponenty	33
5.3 Realizace měření světlometu na přímou viditelnost	38
5.4 Realizace měření světlometu na limitní vzdálenost	49
6 Závěr	55

Literatura	57
Přílohy	59
A Seznam příloh	60

Seznam použitých zkratek a symbolů

3GPP	– The 3rd Generation Partnership Project
5G	– Fifth-generation technology standard for broadband cellular networks
BER	– Bit Error Rate
BPSK	– Binary Phase Shift Keying
CMOS	– Complementary Metal–Oxide–Semiconductor
DCO-OFDM	– Direct Current-Biased Optical OFDM
DFT	– Discrete Fourier transform
FDM	– Frequency-Division Multiplexing
FFT	– Fast Fourier transform
FPGA	– Field Programmable Gate Array
I2V	– Infrastructure-to-Vehicle
IEEE	– Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI	– Intersymbol Interference
LED	– Light-Emitting Diode
LTE	– 3GPP Long Term Evolution
OCI	– Optical Communication Image sensor
OOK	– On-Off Keying
OFDM	– Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ISI	– Intersymbol Interference
ITS	– Intelligent Transportation System
PDR	– Packet Delivery Ratio)
POC	– Phase-Only Correlation
PWM	– Pulse-Width Modulation
QAM	– Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	– Quadrature Phase Shift Keying
RSS	– Received Signal Strength
SDR	– Software Defined Radio
SNR	– Signal-to-Noise Ratio

SDR	– Software Defined Radio
USRP	– Universal Software Radio Peripheral
V2I	– Vehicle-to-Infrastructure
V2N	– Vehicle-to-Network
V2P	– Vehicle-to-Pedestrian
V2V	– Vehicle-to-Vehicle
V2X-VLC	– Vehicle-to-Vehicle Visible Light Communication
VLC	– Visible Light Communication

Seznam obrázků

1.1	Elektromagnetické spektrum [4].	14
2.1	Rozdělení Vehicle-to-Everything komunikace viditelným světlem [7].	15
3.1	Výhody použití obrazového snímače jako přijímače komunikace viditelným světlem [13].	19
3.2	Měřené datové rychlosti společně s PDR na nejmenší prakticky možnou vzdálenost 5 metrů s rostoucí vzorkovací frekvencí [17].	24
4.1	Blokové schéma OFDM.	26
4.2	Vztah mezi frekvenční a časové doméně OFDM signálu [21].	26
4.3	Princip vzájemné interference symbolů [24].	30
5.1	Schéma zapojení.	31
5.2	Čelní panel aplikace LabVIEW.	34
5.3	NI USRP-2954R.	35
5.4	Přední světlomet Škoda Fabia III.	35
5.5	Fotodetektor Thorlabs PDA36A-EC.	36
5.6	Zesilovač ZX60-100VH+.	37
5.7	Zesilovač ZFL-1000LN+.	37
5.8	Srovnání přenosových rychlostí pro M-QAM modulace.	38
5.9	Měření BER na vzdálenost 2 metrů od světlometu na nosné frekvenci 3 MHz.	39
5.10	Měření BER na vzdálenost 2 metrů od světlometu na nosné frekvenci 3,8 MHz.	40
5.11	Měření BER na vzdálenost 5 metrů od světlometu na nosné frekvenci 1,8 MHz.	41
5.12	Měření BER na vzdálenost 5 metrů od světlometu na nosné frekvenci 2,2 MHz.	41
5.13	Měření BER na vzdálenost 7 metrů od světlometu na nosné frekvenci 1,4 MHz.	42
5.14	Měření BER na vzdálenost 7 metrů od světlometu na nosné frekvenci 1,8 MHz.	42
5.15	Měření BER na vzdálenost 10 metrů od světlometu na nosné frekvenci 1 MHz.	43
5.16	Měření BER na vzdálenost 10 metrů od světlometu na nosné frekvenci 1,4 MHz.	43
5.17	Konstelační diagramy BER pro 16-QAM, krok 2 metry.	45

5.18	Konstelační diagramy BER pro 32-QAM, krok 2 metry.	46
5.19	Srovnání vysílaného OFDM spektra s přijímaným pro 16-QAM, krok 2 metry.	47
5.20	Srovnání vysílaného OFDM spektra s přijímaným pro 32-QAM, krok 2 metry.	48
5.21	Srovnání BER se vzdáleností od světloometu na nosné frekvenci 1 MHz.	49
5.22	Měření limitních vzdáleností v garáži na fakultě elektrotechniky a informatiky.	50
5.23	Měření BER na vzdálenost 15 metrů od světloometu.	51
5.24	Měření BER na vzdálenost 20 metrů od světloometu.	52
5.25	Měření BER na vzdálenost 25 metrů od světloometu.	52
5.26	Srovnání BER při hledání limitní vzdálenosti pro 4-QAM modulaci.	53
5.27	Srovnání BER se vzdáleností od světloometu do 32 metrů.	53

Seznam tabulek

3.1	Shrnutí I2V VLC experimentu.	21
5.1	Vybrané vlastnosti fotodetektoru PDA36A-EC.	36

Kapitola 1

Úvod

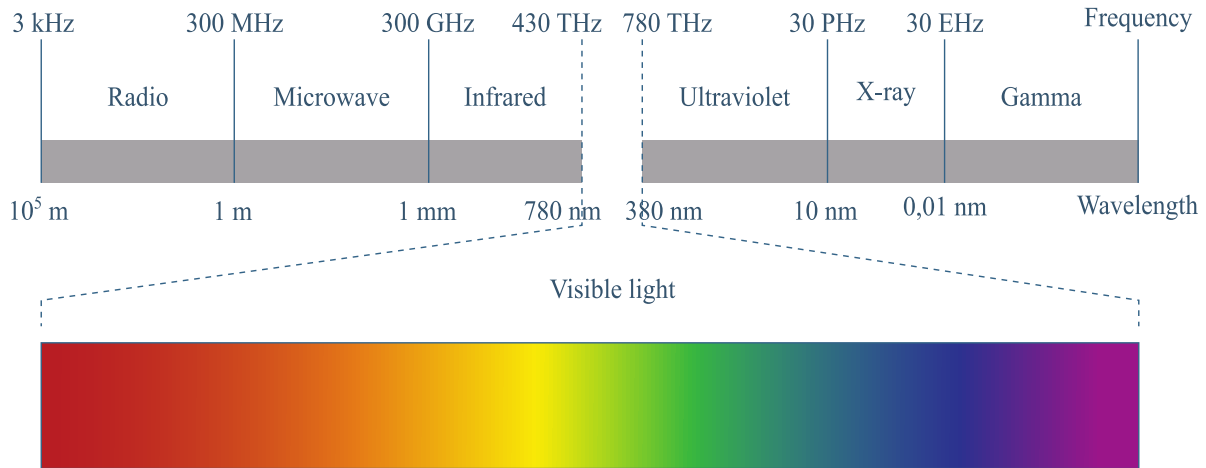
Automobilový průmysl v současné době pracuje na zvyšování bezpečnosti a pohodlí řidičů pomocí umělé inteligence a přístrojových systémů, které snímají podmínky prostředí a přizpůsobují reakci vozidla. Spolupráce mezi vozidly a silniční infrastrukturou je na vzestupu s využitím různých technologií včetně komunikace viditelným světlem (VLC). Komunikace pomocí viditelného světla (VLC) slibuje širokou přijatelnost díky své schopnosti poskytovat lokalizované, vzájemně se nerušící buňky založené na použití světla s využitím nelicencovaného spektra. V poslední době se LED diody velmi rozšířily v automobilovém osvětlení díky své dlouhé životnosti, nízké ceně, vysoké odolnosti vůči vibracím a lepším bezpečnostním parametrům. VLC se proto stává atraktivním řešením pro realizaci komunikace mezi vozidlem a vozidlem (V2V) [1].

V zájmu snížení počtu dopravních nehod se zkoumají různé způsoby komunikace mezi vozidly, jako je komunikace mezi vozidlem a infrastrukturou (V2I), mezi vozidlem a vozidlem (V2V), mezi infrastrukturou a vozidlem (I2V) a mezi vozidlem a chodcem. Vývoj normy IEEE 802.11P [2] pro komunikaci mezi vozidly na krátkou a střední vzdálenost a přidělení vyhrazeného frekvenčního pásma VLC pro inteligentní dopravní systém (ITS) otevřely cestu pro budoucí implementace.

Komunikace viditelným světlem je výkonnou alternativou k rádiové komunikaci. VLC je optická bezdrátová komunikační technologie, která využívá neregulované frekvenční pásmo viditelného světla (380 až 780 nm). Implementace VLC pro komunikaci uvnitř budov je praktičtější, protože lidé žijící v městských oblastech tráví většinu času uvnitř budov. Tato implementace VLC může zvýšit stávající kapacitu datové komunikace s využitím stejné infrastruktury, která již existuje. Lze ji použít v místech, kde mohou být rádiové vlny nebezpečné, například v nemocnicích, jaderných elektrárnách a dalších oblastech citlivých na elektromagnetické záření [1].

Spektrum viditelného světla přináší řadu zajímavých příležitostí pro studie zahrnující VLC. Na rozdíl od rádiových frekvencí není spektrum viditelného světla licencováno, a proto mohou zařízení vysílat na libovolné frekvenci. Zatímco ve spektru rádiových vln se frekvence pohybuje od kHz do GHz, ve viditelném spektru je frekvence v řádu THz. Navíc na rozdíl od infračerveného

a ultrafialového záření, které mohou být škodlivé pro lidské zdraví, nepředstavuje viditelné světlo žádné nebezpečí. V neposlední řadě, rádiové vlny mohou překonávat překážky jako jsou zdi, takže běžná bezdrátová síť může být kdykoli zachycena narušiteli. V systémech VLC se obvykle přenáší to, co vidíme. Jinými slovy, díky vlastnostem světla se vnitřní systém VLC stává mnohem bezpečnějším [3].



Obrázek 1.1: Elektromagnetické spektrum [4].

Diplomová práce je rozdělena do dvou hlavních částí - teoretické a praktické. V první části je teoreticky popsán úvod do problematiky komunikace viditelným spektrem světla. Druhá kapitola popisuje komunikaci vozidla s jeho okolím, dále způsoby komunikace a aktuální využití technologie. Třetí kapitola shrnuje vybrané experimenty s využitím softwarově definovaného rádia a komunikace pomocí viditelného světla. Čtvrtá kapitola popisuje modulaci OFDM, které se využívá v praktické části diplomové práce.

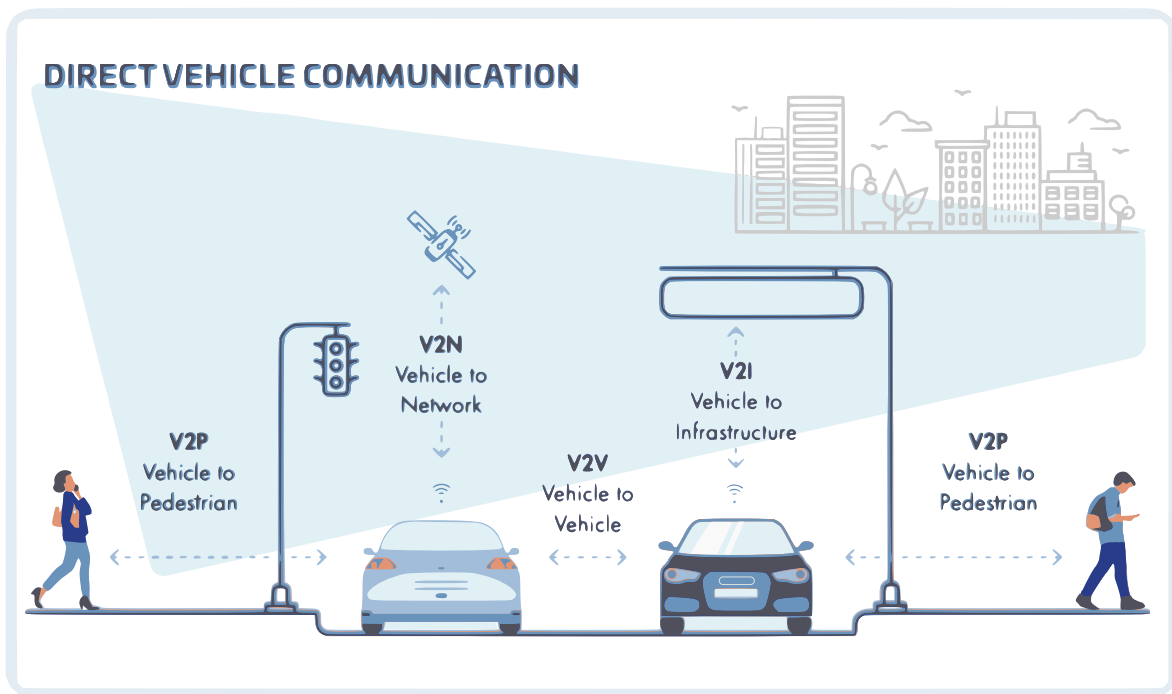
Druhou částí diplomové práce je praktická část. Zde probíhalo měření bitové chybovosti ve dvou zvolených scénářích. V prvním scénáři se měřila bitová chybovost a přenosová rychlost komunikačního systému v závislosti na vzdálenosti od vysílače. V druhé části se zkoumaly limity využití komunikace s důrazem na bitovou chybovost a použité modulační schéma.

Závěrečná kapitola obsahuje shrnutí a diskuzi dosažených výsledků.

Kapitola 2

Vehicle-to-Everything Visible Light Communication

Vehicle-to-Everything komunikace je jedním z klíčových komponent inteligentního dopravního systému (ITS) [5], který se zabývá komunikací a koordinací mezi vozidly a jejich prostředím. Přesněji se odkazuje na komunikace mezi vozidly a jinými subjekty, které se obvykle nacházejí na silnicích, jako jsou jiná vozidla, chodci a prvky dopravní infrastruktury. Děje se tak za účelem zajištění hospodárnější, efektivnější a bezpečnější pozemní dopravy [6].



Obrázek 2.1: Rozdělení Vehicle-to-Everything komunikace viditelným světlem [7].

2.1 Způsoby komunikace

K pokrytí všech různých dopravních situací navrhl projekt 3GPP čtyři různé tématické scénáře. Ty zahrnují komunikaci mezi vozidlem a sítí (V2N), vozidlem a infrastrukturou (V2I), vozidlem a vozidlem (V2V) a vozidlem a chodcem (V2P), jak je znázorněno na obrázku 2.1. V závislosti na specifické službě nebo aplikační oblasti lze zvolit vhodný způsob komunikace [5]. Mezi tyto scénáře patří:

1. Komunikace V2N: týká se komunikace mezi vozidlem a aplikačním serverem V2X. To se obvykle provádí pomocí mobilní sítě, jako je například LTE nebo 5G [8]. Prostřednictvím tohoto připojení lze nabídnout různé služby, jako je například pokročilý infotainment, optimalizace provozu, aktualizace navigačních podkladů nebo bezpečnostní protokoly.
2. Komunikace V2I: nalézá uplatnění zejména při varování řidičů před nebezpečnou lokalitou na pozemní komunikaci, upozornění na (dočasnou) práci na silnici nebo informování o nepříznivých meteorologických podmínkách, například o námraze na vozovce. Také lze tento typ komunikace využít k předání informací do palubní jednotky vozidla o aktuálním zobrazení významu dopravních značek, světelných signálů a podobně [9].
3. Komunikace V2V: týká se přímé komunikace mezi dvěma vozidly. Tento komunikační režim umožňuje kooperativní jízdu prostřednictvím výměny různých zpráv, jako je varování před kolizí/vyhýbání se kolizi, varování před změnou jízdního pruhu nebo varování průjezdu zásohových vozidel, například záchranné služby.
4. Komunikace V2P: označuje přímou komunikaci mezi vozidly a zranitelnými účastníky silničního provozu, jako jsou chodci, cyklisté nebo osoby na invalidním vozíku. Přesněji řečeno, všichni účastníci silničního provozu jsou upozorněni na možné bezpečnostní rizika [5].

2.2 Aplikace

Jak už bylo zmíněno, V2X komunikaci lze použít k poskytování služeb rozličného charakteru. Každá z těchto a služeb má různé požadavky na propustnost přenosového kanálu, latenci systému a nosnou frekvenci. V souladu s těmito požadavky jsou tyto služby často rozděleny do čtyř hlavních kategorií:

1. Autonomní/kooperativní řízení: První kategorií je autonomní a kooperativní řízení, které se zaměřuje hlavně na komunikaci V2V mezi vozidly v těsné blízkosti. Tato aplikace má extrémně přísné požadavky, zejména pokud jde o latenci a propustnost komunikace. Přesněji řečeno, taková služba vyžaduje propustnost ≥ 5 Mbps a latenci ≤ 10 ms [5], [10].
2. Bezpečnost provozu: Druhou nejdůležitější aplikační oblastí je celková bezpečnost provozu. To představuje obecnější pohled na aplikaci pro autonomní/kooperativní řízení. Aplikace

pro bezpečnost silničního provozu mají mnoho cílů, včetně: snížení počtu a závažností kolíží mezi vozidly, ochrana zranitelných účastníků silničního provozu a snížení škod na majetku. Dle očekávání mají tyto služby velmi vysoké nároky. Například systém automatického brzdění má minimální požadavek na latenci 20-50 ms [5]. Kromě toho se pro systém rozpoznávání dopravních značek odhaduje požadovaná propustnost méně než 1 Mbps, kdežto u systému virtuálních zrcátek se propustnost odhaduje až na 700 Mbps u nezpracovaných snímků s vysokým rozlišením při frekvenci snímků 15 Hz, přičemž v důsledku komprese dochází až k desetinásobnému snížení [11].

3. Efektivita provozu: Třetí kategorií aplikací a služeb V2X je zvýšení efektivity provozu. Tato kategorie aplikací se zaměřuje na úkoly, jako jsou koordinace časování křižovatek, plánování trasy pro různá vozidla či zájmové skupiny a sdílení obecných informací včetně zeměpisné polohy a stavu vozovky. Tolerovaná latence pro takové aplikace se pohybuje mezi 100-500 ms a propustnost mezi 10-45 Mbps [5].
4. Infotainment: Čtvrtou kategorií jsou inteligentní infotainmenty. Jedná se o soubor služeb, jejichž cílem je poskytovat obecné informace, které se přímo netýkají řízení nebo zábavy (streamování videa). Takové aplikace mají obvykle nižší požadavky. Lze například tolerovat i latence kolem 100 ms [10], například stahování map do navigace, které se nepoužijí hned. Dále se odhaduje požadavek na propustnost kolem 80 Mbps, což se srovnatelné s požadavkem konvenčních mobilních služeb [5].

Kapitola 3

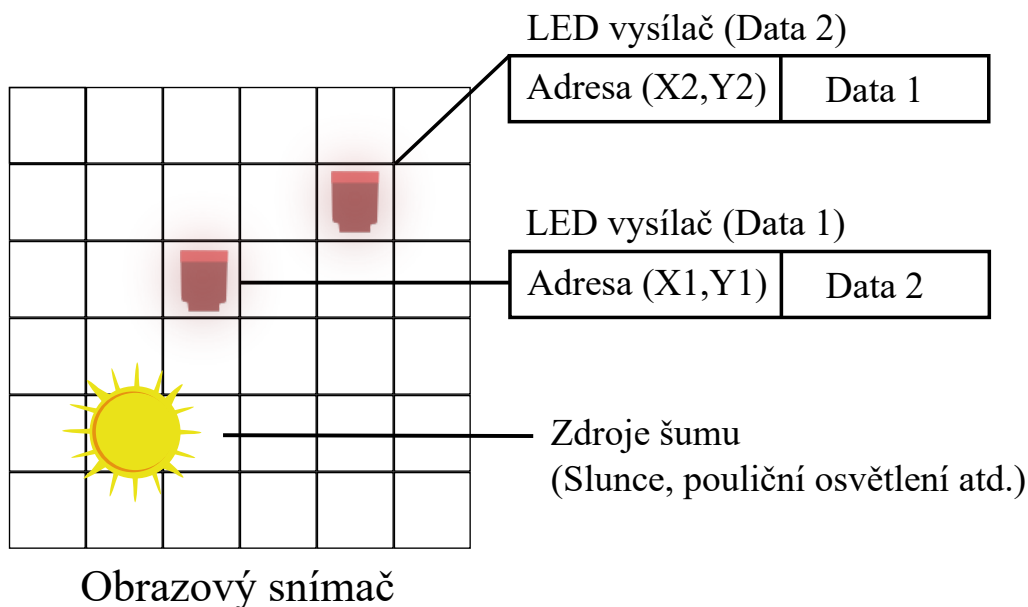
VLC experimenty

V této kapitole jsou srovnány vybrané experimenty V2X-VLC komunikace s ohledem na kvalitu přenosu, přenosovou rychlost platformy a využitím softwarově definovaného rádia.

3.1 Komunikace pomocí viditelného světla na bázi obrazových snímačů pro automobilové aplikace

Profesor Takaya Yamazato [12] v roce 2017 provedl experiment zaměřující se na Vehicle-to-Vehicle (V2V) a Infrastructure-to-Vehicle (I2V) komunikace viditelným světlem za použití obrazového snímače [13].

Zvláštní výhodou použití obrazového snímače CMOS je díky obrovskému počtu dostupných pixelů jeho schopnost prostorově oddělit zdroje. To znamená, že se přijímač může zaměřit pouze na relevantní pixely, na které dopadá LED světlo a zbytek jednoduše zahodí, respektive s ním nebude pracovat. Zahozené pixely mohou obsahovat zdroje šumu jako například sluneční paprsky nebo pouliční osvětlení, jak je znázorněno na obrázku 3.1. Všimli si také, že Signal-to-noise ratio (SNR) je poměrně vysoké i venku. Další zajímavou vlastností obrazových snímačů je, že mají stabilní SNR, pokud promítaný obraz LED vysílače zabírá jen několik pixelů. Jinými slovy, přijatá úroveň SNR zůstává stabilní po určitou komunikační vzdálenost. Je ale potřeba si dát pozor na vyzařovací úhel, protože při konstantní vzdálenosti se změna úhlu nad limitní hodnotu projeví změnou měřených parametrů. Většina obrazových snímačů je navržena podle charakteristik lidského oka. To znamená, že obnovovací frekvence je obecně omezena na 30 fps, anebo na násobek 30 fps. Tato frekvence je ovšem pro potřeby komunikace viditelným světlem pomalá. Proto použili obnovovací frekvenci 1000 fps.



Obrázek 3.1: Výhody použití obrazového snímače jako přijímače komunikace viditelným světlem [13].

Jako vysílač použili LED matici sestávající se z více LED diod uspořádaných do čtvercové mřížky (32x32 LED matice). Signál modulovali PWM modulací (Pulse-Width Modulation). Pokud se používají velmi rychlé obrazové snímače nebo speciálně konstruované obrazové snímače, jako senzory OCI (Optical Communication Image sensor), je možné použít i DCO-OFDM (DC-biased Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Volba modulace závisí na dostupné šířce pásma přijímače. Pro DCO-OFDM šířka pásma obvykle vyžaduje alespoň několik MHz. Bohužel i při použití snímkovací frekvence 1000 fps je šířka pásma mnohem užší než je tomu při nasazení OCI senzoru nebo fotodiody. Proto je LED matice, která může obvykle vysílat více signálů současně, obvykle realizována pomocí jednoduché PWM modulace. Na přijímací straně použili dva obrazové přijímače: vysokorychlostní obrazový snímač a OCI senzor.

V případě první série experimentů tým použil vysokorychlostní obrazový snímač Phototron Fastcam 1024PCI. Proces dekódování je složen ze dvou jednotek: jednotky pro zpracování obrazu a jednotky pro dekódování VLC dat. Charakteristická část přijímače spočívá v jednotce zpracování obrazu, která detekuje vysílač LED matice a kontinuálně jej sleduje. Pomocí vysokorychlostního obrazového snímače byly snímky pořizovány rychlostí 1000 snímků za sekundu (intervaly 1 ms), zatímco pole LED blikalo v intervalech 2 ms. Proto systém následně odstranil všechny obrázky na pozadí kromě LED diod a LED matice (LED matice bliká frekvencí 500 Hz a snímky jsou zachyceny rychlostí 1000 snímků za sekundu). Po detekci a sledování LED matice normalizovali hodnotu jasu LED diod a dekódovali data.

U druhého experimentu tým použil OCI senzor [14] jako přijímač. OCI senzor se skládá z ko-

munikačních pixelů a obrázku z pixelů. Komunikační pixely jsou pro příjem optických signálů a jejich konstrukce je stejná jako v případě fotodiod. Díky této funkci mohou OCI senzory přijímat vysokorychlostní VLC signály a zpracovávat obrázky stejně jako konvenční obrazové snímače.

Při experimentech umístili LED matici na zem a vysokorychlostní kameru umístili na palubní desku automobilu. Jeli rychlostí 30 km/h směrem přímo k LED poli. Komunikační vzdálenost byla od 30 m do 70 m. Jeho tým dosáhl bezchybného přenosu dat až do 45 metrů. Pomocí OCI senzoru dosahovali přenosové rychlosti 55 Mbit/s. Prováděli také experiment na simultánní přenos textových informací. V tomto případě byl datový tok 2 kbit/s a bylo dosaženo bezchybného provedení od 20 do 110 metrů, což uvádí jako vhodný rozsah pro bezpečnostní aplikace na křižovatkách [13].

Jedním z problémů, se kterými se tým potýkal, bylo jak se vyrovnat s vibracemi vozidla. S delší LED maticí se očekává nižší přesnost rozsahu. Je to proto, že vzdálenost měřená na souřadnicích kamery je malá. Ve skutečnosti je pro LED matici promítaná šířka pomocí 35mm objektivu pouze 9 pixelů na 60 m. V takových případech může chyba dosahu být až 3,5 metrů na vzdálenost 60 metrů. Řešením je odhadnout předpokládanou šířku LED matice v rozlišení subpixelů pomocí algoritmu shody vzorců, neboli POC (Phase-Only Correlation). V POC jsou amplitudové složky Fourierově transformovaných obrazů nahrazeny konstantou. Obecně se POC používá k detekci posunutí polohy stejného objektu [13].

Z jejich experimentů potvrdili účinnost POC algoritmu, a to s chybou odhadu menší než 0,5 m pro rozsah 30-60 metrů. Dále tým také uvádí, že to odpovídá přesnosti odhadu 0,1 pixelu na subpixel.

3.2 Testování komunikačního spojení mezi infrastrukturou a vozidlem ve venkovních podmínkách

V roce 2021 tým Alin-Mihai Căileana provedl experiment, při kterém dosáhli spojení mezi infrastrukturou a vozidlem (I2V) komunikace viditelným světlem na 188 metrů, při zachování hodnoty BER nad 10^{-3} a přenosové rychlosti 100 kb/s. Pro tyto testy byl jako vysílač viditelného světla použit komerční dopravní semafor a k přeměně optického paprsku na elektrický signál byl použit přijímač založený na bázi fotodiod [15].

Komunikace viditelným světlem téměř vždy vyžaduje komunikaci na přímou viditelnost (Line of Sight) mezi vysílačem a přijímačem. V mnoha dopravních situacích je obtížné dosáhnout komunikačního dosahu delšího než 100 metrů, hlavně kvůli překážkám a také tvaru silnice. To ovšem neplatí na dálnicích, kde je větší přímá viditelnost mezi vozidly běžná. Kromě toho je rychlost vozidel na dálnicích vyšší, což znamená, že k reakci na potenciálně nebezpečnou událost ve stejném časovém intervalu jsou zapotřebí delší vzdálenosti. Proto se rozhodli otestovat systém pro limitní komunikační vzdálenost [15].

Jejich prototyp se skládal z 200mm emitoru VLC na bázi komerčních světelných diod LED na vysílací straně a přijímače VLC na bázi fotodiod. Vysílač, tedy emitor viditelného světla je schopný přenášet data (například informace týkající se barvy semaforu, údaje o křižovatce) pomocí modulace optického výkonu signalizačního světla. Pro červenou barvu má emitor zářivý výkon $190 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ ve vzdálenosti jednoho metru, a vyzařovací úhel přibližně 15° [15]. To jsou podle týmu podobné hodnoty výkonu jako mají klasické semaforey na křižovatkách. Lze tedy dosáhnout podobných výsledků jako ve skutečném provozu. Semafor je řízen mikrokontrolérem o frekvenci 180 MHz a je zodpovědný za generování, kódování a modulaci dat. Jak je uvedeno ve standardu IEEE 802.15.7 pro bezdrátové optické komunikace krátkého dosahu využívající viditelné světlo [16], semafor používal modulaci On-Off Keying (OOK), kódování Manchester a přenosové rychlosti mezi 11 a 100 kb/s.

Na přijímací straně byl PIN fotodetektor Thorlabs PDA100A s přepínatelným zesílením 0-70 dB. K eliminaci části optického šumu přicházejícího ze stran a ke zlepšení SNR na úroveň přijímače použili čočku o průměru 5 cm. Použití čočky omezuje zorný úhel dopadajících paprsků na 20° a dále směřuje paprsky přímo na aktivní plochu fotodetektoru. Použití čočky významně zlepšuje SNR. Dále použili optický filtr typu pásmová propust, který propouští pouze signály o vlnových délkách 600-680 nm.

Cílem jejich experimentu bylo určit maximální komunikační vzdálenost, kterou může systém založený na bázi viditelného světla zajistit, pokud je vysílač použit jako standardní semafor. Za tímto účelem nejprve systém otestovali ve vnitřních podmínkách na vzdálenost 40 metrů s umělým vytvořením parazitního světla ze zářivek a bez nich. Následně systém přesunuli ven. Prvně otestovali měřicí systém na vzdálenosti 68 metrů mezi vysílačem a přijímačem v přímém směru. Dále zvyšovali vzdálenost až na 188 metrů a pokaždé zaznamenali hodnotu BER. Experimenty ve venkovním prostředí byly prováděny za ideálních podmínek, tedy bez atmosférických jevů ovlivňujících komunikaci viditelným světlem.

Tabulka 3.1: Shrnutí I2V VLC experimentu.

Vzdálenost	BER	Přenosové podmínky
40 m	$<10^{-7}$	Vnitřní komunikace
68 m	$3,051 \cdot 10^{-7}$	Venkovní nekontrolovatelné denní podmínky, kdy byl přijímač VLC vystaven nepřímému slunečnímu záření
96 m	$3,950 \cdot 10^{-7}$	
130 m	$6,103 \cdot 10^{-7}$	
170 m	$1,520 \cdot 10^{-6}$	
180 m	$9,567 \cdot 10^{-4}$	
188 m	$1,370 \cdot 10^{-3}$	Venkovní podmínky se slabým slunečním světlem

Výsledky experimentu jsou shrnuty v tabulce 3.1. Výsledky byly měřeny při zpracování dat v reálném čase pro přenosovou rychlost 100 kb/s a bez použití opravných kódů. Z jejich práce

vyplývá, že při měření ve vnitřních prostorách jejich komunikační systém dosahoval hodnoty BER spolehlivě pod 10^{-7} . Ovšem jejich komunikační systém dokázal při nepřímém slunečním záření dosáhnout komunikační vzdálenosti 188 metrů, přičemž hodnota BER byla pod hranicí $< 10^{-3}$, což je stanovená hranice pro spolehlivý přenos dat. Sice je to hodnota, která je v automobilových aplikacích brána za poměrně nízkou, avšak jejich výsledky by dále mohly být zlepšeny pomocí samoopravovacích kódů, respektive algoritmů pro opravu chyb. Experimentální výsledky také ukazují, že jejich komunikační systém dokáže udržet hodnoty BER na hranici 10^{-6} při měření vzdálenosti až 170 metrů [15]. To jsou velmi slibné hodnoty pro budoucí využití technologie VLC v komunikačních aplikacích v oblastech bezpečnosti vozidel.

Experimentální výsledky prokázaly komunikační dosah až 188 metrů při hodnotě BER 10^{-3} a přenosových rychlostech 100 kb/s, přičemž na vzdálenostech pod 170 metrů je BER až 10^{-6} .

3.3 Kompatibilní systém pro venkovní komunikaci viditelným světlem ve vozidlech

V roce 2021 tým Muhammada Amjada a Falko Dresslera představil rozšířený systém založený na standardu softwarově definovaného rádia kompatibilního se standardem 802.11 pro komunikaci s vozidlem viditelným spektrem světla [17].

V jejich původní práci [18] představili prototyp Vehicular-VLC založený na softwarově definovaném rádiu (SDR), který byl schopen komunikace pomocí komerčně dostupného hardwaru. Jejich Vehicular-VLC prototyp byl založen v rámci GNU Radio, které je poměrně flexibilní, protože veškeré zpracování signálu probíhá v softwaru. Z výsledků PDR (Packet Delivery Ratio) jejich experimentálních měření ukázali, že jejich systém poskytuje spolehlivou komunikaci na vzdálenost 50 m pro různá schémata modulace a kódování, včetně 16-QAM. Během všech jejich měření používali jednoduchou optiku pro lepší příjem. Mimo jiné experimentálně potvrdili, že externí synchronizace pomáhá kompenzovat posun hodin SDR (clock drift), což dokazuje, že modulace vyššího řádu, jako je 64-QAM, lze také spolehlivě použít.

Na základě jejich původní práce poprvé experimentálně prozkoumali komunikační provedení ve venkovním prostředí a i za bílého dne dokazují, že jsou schopni komunikace na dálku viditelným světlem. Jejich práce také zkoumá problémy jasného slunečního světla a ukazuje, jak má sluneční světlo velký vliv na prahový šum fotodetektoru.

Jejich systém používá OFDM modulaci s různými modulačními schématy až do 64-QAM a je plně kompatibilní se standardem IEEE 802.11.

Experimenty byly prováděny na venkovním parkovišti. Na vysílací straně byl notebook, světlomet (18W LED VW Passat low beam), Ettus USRP N210 softwarově definované rádio a VLC front-end obvodové desky. Na přijímací straně byl fotodetektor Thorlabs PDA100A-EC s vestavěným zesilovačem a proměnným ziskem, další USRP N210 pro příjem zesíleného signálu

a notebook pro dekodování přijaté informace. Protože má použitý fotodetektor velkou plochu clony, která už tak umožňuje velkou citlivost, zavedli do něj jednoduchou optiku, aby mohli konvergovat světlo modulované intenzitou na cloně fotodetektoru. Použitá optika obsahuje dva bikonvexní objektivy s nastavitelnou vzdáleností pro jemné doladění ohniskové vzdálenosti. Optika byla umístěna před fotodetektor, aby zaostřila shromážděné dopadající světlo na clonu fotodetektoru [17].

Tým potřeboval upravit design systému tak, aby byl robustní i ve venkovním prostředí, tedy za přítomnosti jasného slunečního světla. Intenzita slunečního světla je sice vysoká, ale konstantní (nebo jsou změny velmi pomalé ve srovnání se signálem modulovaným intenzitou), takže jej lze filtrovat pomocí filtru typu horní propust. Nicméně naráželi na problém, kdy silné sluneční světlo dopadající na fotodetektor způsobuje jeho saturaci. Z jejich měření dospěli k výsledku, že v nejjednodušším případě, bez přidané optiky, je maximální osvětlení, které fotodetektor dokáže zvládnout, 24000 lux. Zavedením optiky může dále soustředit přímo dopadající světlo na clonu fotodetektoru, což snižuje kapacitu vstupního osvětlení pod 2000 lux [17].

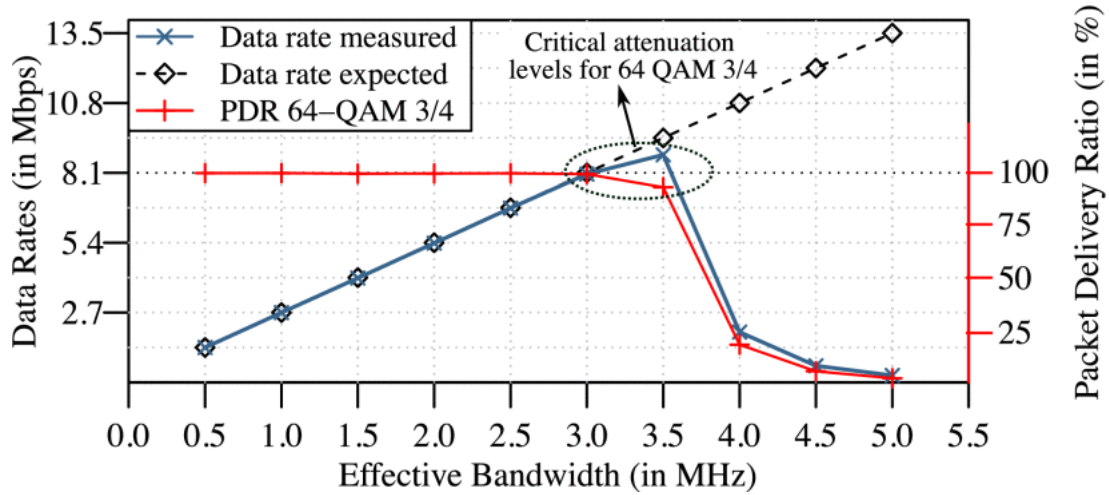
Tento problém saturace tým řešil ve dvou krocích. Za prvé, optimalizovali úhel pohledu. Je třeba poznamenat, že výběr úhlu pohledu je obvykle kompromisem mezi redukcí šumu a možným příjmovým úhlem. S přídavnou optikou přijímače je však možné vysoké snížení šumu s velkým příjmovým úhlem. Za druhé, silná DC složka je blokována v dřívější fázi umístěním DC-blokátoru před USRP. Svými výsledky dokázali, že použití DC-blokátoru se šum v základním pásmu blíží více kvantovanému šumu elektronických součástek, než šumu způsobeném okolním světlem, a tím pomáhají charakterizovat chování slunečního světla jako blízké DC, tj. že sídlí v základním pásmu a lze jej velmi efektivně omezit.

Pro měření použili modulace BPSK, QPSK, 16-QAM a 64-QAM. Pro každé modulační schéma použili 1000 OFDM paketů o velikosti 250 bytů a v přijímači získali hodnoty PDR a RSS (Received Signal Strength). Zisk zesilovače fotodetektoru se lišil od 0-70 dB během různých experimentů. Kromě toho se optický zisk přibližně 11,6 dB získával výhradně optikou přijímače. Maximální vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem byla 75 m, a to z důvodu prostorových omezení [17].

Při měření tým převedl signál ze základního pásma na frekvenci 2,3 MHz. Přestože tento převod na vyšší frekvenci oslabil signál v základním pásmu o přiměřený faktor kvůli chování LED diody s dolní propustí, činilo to jejich systém odolným vůči okolním zdrojům šumu. Se šířkou pásma 500 kHz jejich systém dosahoval maximální přenosové rychlosti 1,35 Mbit/s spolehlivě až do 40 m.

Pro další zkoumání maximální dosažitelné rychlosti přenosu dat uvažovali nejmenší prakticky možnou vzdálenost mezi vozidly 5 m mezi vysílačem (světlomety) a přijímačem (fotodetektor) a zvýšili vzorkovací frekvenci z 1 Msps na 10 Msps, čímž dosáhli efektivní šířky pásma 0,5 MHz až 5 MHz. Na obrázku 3.2 je vidět, že u šířek pásma vyšších než 3 MHz začne PDR rychle klesat a stejně tak i naměřený datový tok. Křivka se začne odchylovat od očekávané maximální přenosové rychlosti přenosu dat a po šířce pásma 3,5 MHz prudce klesá. Přestože se datový tok dále

zvyšuje z 8,1 Mbit/s na 8,8 Mbit/s v rozsahu mezi šířkou pásma 3 MHz až 3,5 MHz, je stále nižší než očekávaný tok 9,45 Mbit/s [17].



Obrázek 3.2: Měřené datové rychlosti společně s PDR na nejmenší prakticky možnou vzdálenost 5 metrů s rostoucí vzorkovací frekvencí [17].

Důvodem je, že přijímaná SNR dosahuje kritických úrovní pro šířky pásma od 3 MHz až 3,5 MHz v důsledku nízkoprůchodového chování světlometů, což zejména ovlivňuje vyšší OFDM nosné. Proto musí pro systém zvolit modulační schémata nižšího řádu, tj. QPSK a BPSK, aby udrželi 100 % PDR při vyšších šířkách pásma, ale žádné z těchto modulačních schémat nemůže překonat maximální dosaženou rychlost přenosu dat 8,8 Mbit/s, a to ani při šířce pásma 5 MHz.

Při měření maximální vzdálenosti pro všechny modulační schémata se ukázalo, že na vzdálenost 75 m dosahovali 100 % PDR modulační schémata nižšího řádu, tedy BPSK, QPSK i 16-QAM. Synchronizace externích hodin eliminovala nepravidelné poklesy PDR modulační schéma 64-QAM a systém dosahoval úspěšnosti přenosu paketů až 90 % ve vzdálenostech 50 a 55 m ve dne, respektive v noci [17].

Závěrem lze říci, že předložený systém lze snadno použít pro standardní komunikaci Vehicular-VLC pro typické venkovní jízdní scénáře. Z dosažených výsledků týmu vyplývá, že za dokonalých podmínek jsou spolehlivě schopni vysílat modulační schémata vyšších řádů (64-QAM) na vzdálenosti až 40 m. Kromě toho jsou i přes dopadající silné sluneční světlo stále schopni udržet vysoké komunikační vzdálenosti (až 75 m), ale musí snížit řád modulační schéma, aby byla zachována stejná chybovost paketů a vysoká spolehlivost. S využitím technik, jako je adaptivní modulační schéma a kódování, kde každá OFDM subnosná přiřazuje modulační schéma dynamicky podle přijatého SNR, lze optimalizovat rychlost přenosu dat na jednu subnosnou, což podle týmu povede k celkovému zlepšení kapacity spojení.

Kapitola 4

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing

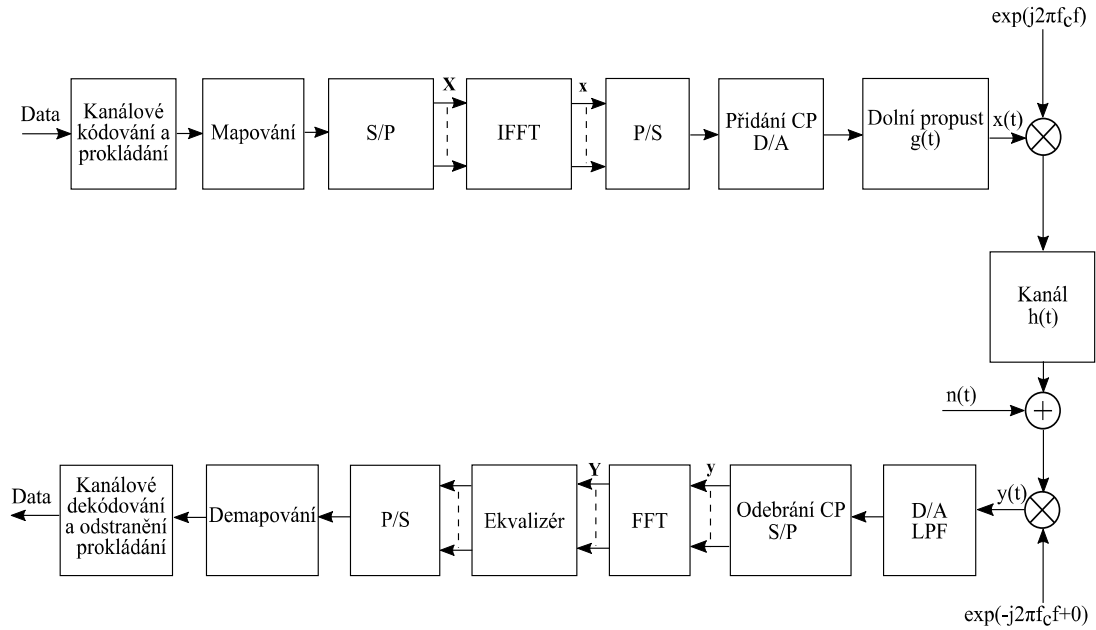
4.1 Popis OFDM

Základní koncept OFDM byl poprvé navržen Robertem W. Changem [19], který si uvědomil, že ortogonální signály s omezeným pásmem je možné kombinovat s významným překrytím, aniž by docházelo k mezikanálovému rušení [20].

OFDM je digitální modulační schéma s více nosnými, které rozšiřuje koncept modulace jedné subnosné pomocí použití více subnosných ve stejném, společném kanálu. Spíše, než vysílat vysokorychlostní datový tok dat s jedinou subnosnou, OFDM využívá velké množství těsně rozmístěných ortogonálních subnosných, které jsou přenášeny paralelně. Každá subnosná je modulována konvenčním digitálním schématem (M-QAM) při nízké symbolové rychlosti. Kombinace mnoha dílčích subnosných však umožňuje přenosové rychlosti podobné konvenčním modulačním schématům s jednou nosnou v rámci ekvivalentních šířek pásma. Modulace OFDM je založena na technice multiplexování s frekvenčním dělením (FDM). Ve FDM jsou různé toky informací mapovány na samostatné paralelní frekvenční kanály. Každý kanál FDM je od ostatních oddělen frekvenčním pásmem, aby se snížilo rušení mezi sousedními kanály.

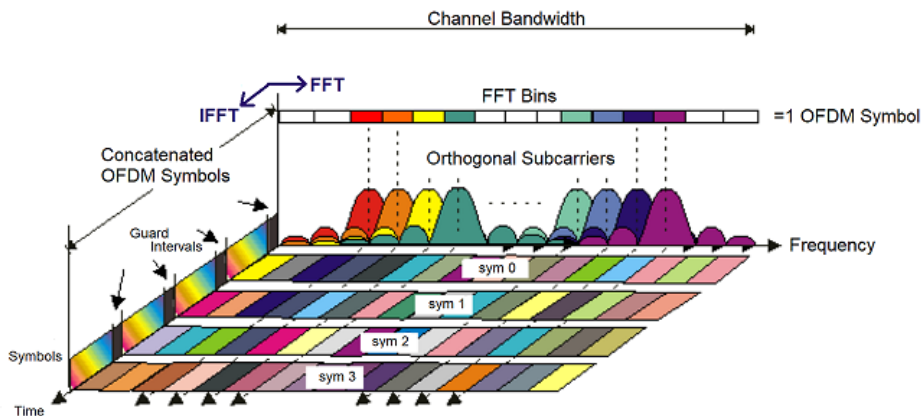
Schéma OFDM, znázorněno na obrázku 4.1, se liší od tradičních FDM následujícími vzájemně souvisejícími způsoby:

1. Více nosných přenáší informaci.
2. Dílčí nosné jsou navzájem ortogonální.
3. Ke každému symbolu je přidán ochranný interval, aby se minimalizovalo zpoždění kanálu a mezisymbolové rušení (ISI).



Obrázek 4.1: Blokové schéma OFDM.

Obrázek 4.2 znázorňuje hlavní koncepty OFDM signálu a vzájemný vztah mezi frekvenční a časovou doménou. Ve frekvenční doméně je více subnosných nezávisle modulováno komplexními daty. Na subnosných se ve frekvenční doméně provádí inverzní rychlá Fourierova transformace, aby se v časové doméně vytvořil OFDM symbol. Potom se v časové doméně vloží ochranné intervaly mezi každý ze symbolů, aby se zabránilo mezisymbolovému rušení v přijímači způsobené vícecestným šířením v rádiovém kanále. Po zřetězení více symbolů se vytvoří tzv. burst, tedy finální OFDM signál. Na přijímači se provede rychlá Fourierova transformace (FFT), aby se obnovily původní datové toky. Délka FFT je shodná s počtem nosných kmitočtů [20].



Obrázek 4.2: Vztah mezi frekvenční a časové doméně OFDM signálu [21].

4.2 Matematický popis OFDM

Ortogonalita je základní podmínkou OFDM systému. Slovo ortogonální v názvu modulace naznačuje, že existuje přesný matematický vztah mezi frekvencemi nosných v systému.

Je možné uspořádat nosné v OFDM signálu tak, aby se krajní pásma jednotlivých nosných překrývala a signály mohly být stále přijímány bez sousedního rušení nosné. Přijímač funguje jako sada demodulátorů, převádí každou nosnou na stejnosměrný signál, přičemž výsledný signál je poté integrován po dobu symbolu, aby obnovil nezpracovaná data. Pokud by všechny ostatní nosné překonaly frekvence, které mají v časové doméně celý počet cyklů v symbolové periodě (t), vede integrační proces k nulovému podílu všech těchto nosných. Nosné jsou tedy lineárně nezávislé (tj. ortogonální), pokud je vzdálenost nosných násobkem $\frac{1}{T}$.

Matematicky předpokládejme, že máme množinu signálů y , kde y_p je p -tý prvek v množině. Tyto signály jsou ortogonální v případě:

$$\int_a^b \Psi_p(t) \Psi_q^*(t) dt = \begin{cases} K & \text{pro } p = q; \\ 0 & \text{pro } p \neq q, \end{cases} \quad (4.1)$$

kde $*$ označuje komplexní sdružené a interval $[a, b]$ je perioda symbolu.

OFDM vysílá velké množství úzkopásmových nosných, těsně rozmístěných ve frekvenční doméně. Aby nebylo potřeba použít velké množství modulátorů a filtrů ve vysílači, a doplňkových filtrů a demodulátorů v přijímači, je žádoucí mít možnost používat moderní techniky zpracování digitálního signálu, jako je rychlá Fourierova transformace [20].

Matematicky lze každou nosnou popsat jako komplexní vlnu:

$$S_c(t) = A_c(t) e^{j[\omega_c t + \phi_c(t)]}. \quad (4.2)$$

Skutečný signál je část $S_c(t)$. Jak $A_c(t)$, tak $\phi_c(t)$, amplituda a fáze nosné, se mohou lišit podle jednotlivých symbolů. Hodnoty parametrů jsou konstantní po dobu trvání symbolu t .

OFDM se skládá z mnoha nosných. Komplexní signály $S_s(t)$ tedy představují:

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t) e^{j[\omega_n t + \phi_n(t)]}, \quad (4.3)$$

kde:

$$\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega. \quad (4.4)$$

Toto je samozřejmě spojitý signál. Pokud vezmeme v úvahu průběhy každé složky signálu za jednu periodu symbolu, pak proměnné $A_c(t)$ a $\phi_c(t)$ nabývají pevných hodnot, které závisí na frekvenci

konkrétní nosné a lze je tedy přepsat:

$$\begin{aligned}\phi_n(t) &\Rightarrow \phi_n \\ A_n(t) &\Rightarrow A_n.\end{aligned}\tag{4.5}$$

Pokud je signál vzorkován pomocí vzorkovací frekvence $\frac{1}{T}$, pak je výsledný signál reprezentován:

$$S_s(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j|(\omega_0+n\Delta\omega)kT+\phi_n|}.\tag{4.6}$$

V tomto okamžiku jsme omezili čas, během kterého analyzujeme signál na N vzorků. Je vhodné vzorkovat po dobu jednoho datového symbolu. Máme tedy vztah:

$$t = NT.\tag{4.7}$$

Pokud nyní zjednodušíme vztah 4.6 bez ztráty obecnosti tím, že necháme $\omega_0 = 0$, signál bude:

$$S_s(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j(n\Delta\omega)kT}.\tag{4.8}$$

Výsledný vztah může být porovnaný s obecnou formou inverzní Fourierovy transformace:

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) e^{j2\pi nk/N}.\tag{4.9}$$

Ve vztahu 4.8, funkce $A_n e^{j\phi_n}$ není ničím jiným, než definicí signálu ve vzorkované frekvenční doméně a $S_s(kT)$ je reprezentace v časové doméně. Oba vztahy (4.8 a 4.9) jsou ekvivalentní, pokud:

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{NT} = \frac{1}{t}.\tag{4.10}$$

To je ta stejná podmínka, která byla vyžadována pro ortogonalitu. Jedním z důsledků zachování ortogonalit je to, že OFDM signál lze definovat pomocí procedur Fourierovy transformace.

Fourierova transformace nám umožňuje spojit události v časové doméně s událostmi ve frekvenční doméně. Existuje několik variant Fourierovy transformace [22].

Většina aplikací zpracování signálů používá diskrétní Fourierovu transformaci (DFT). DFT je varianta normální transformace, ve které jsou signály vzorkovány v časové i frekvenční doméně. Podle definice se musí časový průběh neustále opakovat, což vede k frekvenčnímu spektru, které se ve frekvenční doméně neustále opakuje.

Rychlá Fourierova transformace (FFT) je pouze rychlá matematická metoda pro počítačové aplikace DFT. Proces reprezentace v časové doméně na reprezentaci ve frekvenční doméně používá samotnou Fourierovu transformaci, zatímco opačný proces používá inverzní Fourierovu transfor-

maci.

Ve vysílači je signál definován ve frekvenční doméně. Jedná se o vzorkovaný digitální signál a je definován tak, že diskrétní Fourierovo spektrum existuje pouze na diskrétních frekvencích. Každá OFDM nosná odpovídá jednomu prvku tohoto diskrétního Fourierova spektra. Amplitudy a fáze jednotlivých nosných závisí na přenášených datech. Přechody dat jsou synchronizovány na nosných a nemohou být zpracovány společně symbol po symbolu.

Definice (N-bodové) diskrétní Fourierovy transformace je:

$$X_p[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_p[n] e^{-j(2\pi/N)kn}, \quad (4.11)$$

a inverzní diskrétní Fourierova transformace:

$$x_p[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_p[k] e^{j(2\pi/N)kn}. \quad (4.12)$$

Přirozeným důsledkem této metody je, že nám umožňuje generovat nosné, které jsou ortogonální. Členy ortogonální množiny jsou lineárně nezávislé [22].

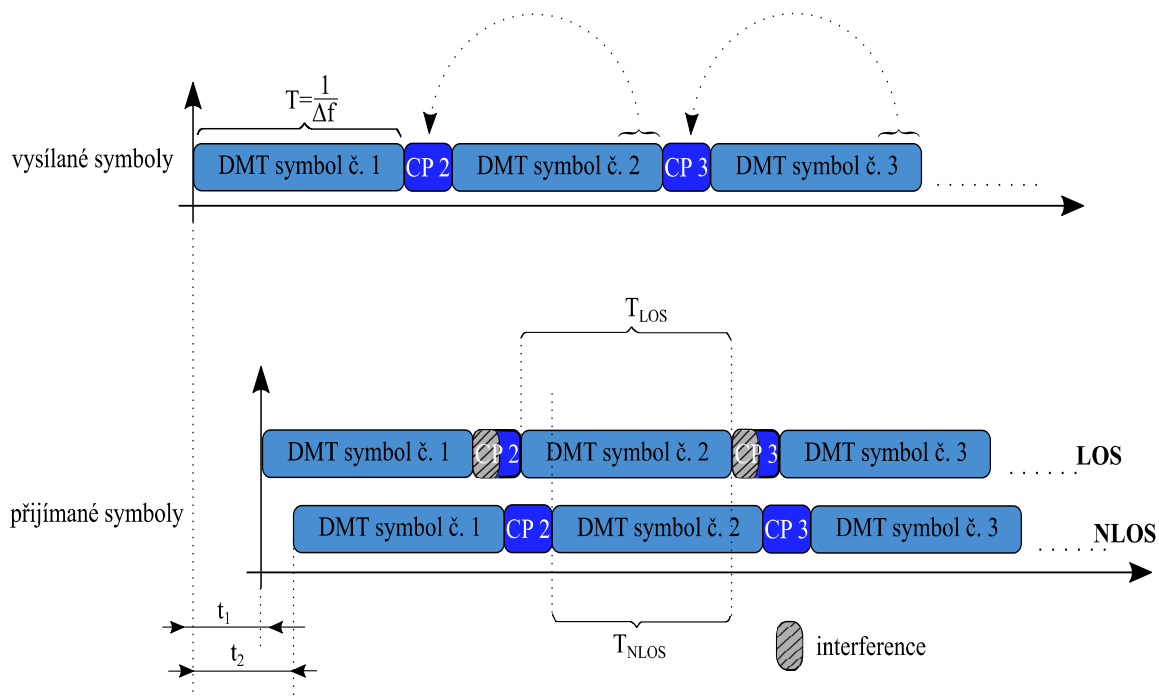
4.3 Cyklický prefix

Pro správné pochopení cyklického prefixu je potřeba si uvědomit, co je to ochranný interval v systémech využívající OFDM. Ochranný interval se vkládá mezi dva po sobě jdoucí OFDM symboly, aby bylo potlačeno mezisymbolové rušení, protože bezdrátové komunikační systémy jsou citlivé na vícecestné odrazy kanálů. Délka ochranného intervalu se obvykle určuje podle rozptylu vícecestného šíření nebo zpoždění v přenosovém kanálu. Mezi OFDM symboly ovšem nemůžou být jen prázdné intervaly, protože by docházelo k spektrálnímu rozptylu a tím k porušení podmínky ortogonalitity subnosných. Aby k tomu nedocházelo, je na začátek každého symbolu umístěna kopie konce symbolu, respektive je každý OFDM symbol cyklicky prodloužen přes jeho ochranný interval [23].

Aby bylo potlačení mezisymbolového efektivní, je potřeba zajistit, aby byla velikost ochranného intervalu větší, než je zpoždění vícecestným šířením. Zvětšením délky symbolu se ovšem snižuje datová propustnost komunikačního systému. To znamená, že s delším cyklickým prefixem se snižuje užitečná část symbolu pro přenos informace. Proto je délka cyklického prefixu obvykle kratší než čtvrtina délky užitečné části OFDM symbolu. V rámci 3GPP byly stanoveny dvě délky cyklického prefixu:

1. Standardní cyklický prefix - 4,69 μs ,
2. Prodloužený cyklický prefix - 16,69 μs [23].

Standardní délka cyklického prefixu se používá v městském prostředí, kde je vícecestné šíření způsobeno odrazem od objektů vzdálených 1-2 km. Prodloužený cyklický prefix se používá ve venkovských oblastech, kde jsou odrazy způsobující vícecestné šíření vzdálené od objektů přibližně 5 km [23]. Tyto délky cyklického prefixu by podle 3GPP měly stačit k potlačení většiny mezisymbolového rušení způsobené vícecestným šířením.



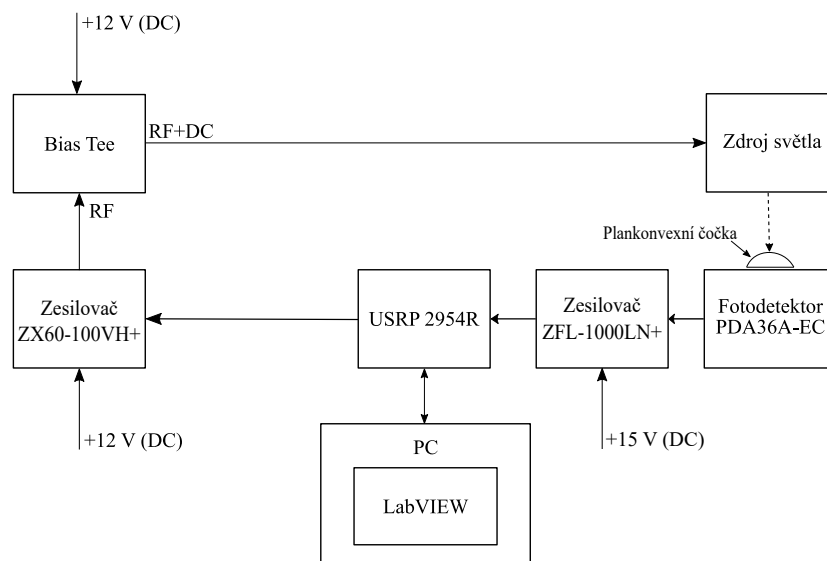
Obrázek 4.3: Princip vzájemné interference symbolů [24].

Kapitola 5

Praktická část

V praktické části diplomové práce probíhalo měření bitové chybovosti a přenosové rychlosti na technologii VLC, při kterém byl jako zdroj světla použit světlomet denního LED svícení na automobilu Škoda Fabia III. Při měření byla využita M-QAM modulace. Měření bylo rozděleno na dvě části. V první části se měřila bitová chybovost a dosažitelná přenosová rychlost v závislosti na přímé vzdálenosti a viditelnosti od světlometu, do 10 metrů od zdroje světla. V druhé části měření se zkoumaly limitní vzdálenosti na přímé viditelnosti od světlometu, při kterých byl systém schopný spolehlivé komunikace.

Na 5.1 je obecné schéma zapojení, které bylo stejné pro oba scénáře měření praktické části.



Obrázek 5.1: Schéma zapojení.

5.1 Měřené parametry

5.1.1 Bitová chybovost

Bitová chybovost (BER) je jeden z nejdůležitějších parametrů pro měření výkonu datového kanálu. Při přenosu dat v komunikačním kanálu existuje možnost, že se ve spoji objeví chyba. Pokud se ve přenášených informacích objeví chyby, může být ohrožena integrita komunikačního systému. V důsledku toho je nutné vyhodnotit výkonnost systému a bitová chybovost představuje ideální způsob, jak toho dosáhnout [25]. Jedná se o poměr chybně přijatých bitů vůči celkovému počtu přijatých bitů. Je to bezrozměrná veličina a lze ji vypočítat pomocí následující rovnice:

$$BER = \frac{N_{err}}{N_{bits}}, \quad (5.1)$$

kde N_{err} je počet chybně přijatých bitů a N_{bits} je počet všech přijatých bitů.

Faktory ovlivňující BER:

1. Rušení: úrovně rušení přítomné v systému jsou obvykle dány vnějšími faktory a nelze je změnit návrhem systému. Je však možné nastavit šířku pásma systému. Snížením šířky pásma lze snížit celkovou úroveň rušení. To ovšem omezuje datovou propustnost systému.
2. Zvýšení výkonu vysílače: je možné zvýšit úroveň výkonu systému tak, aby se zvýšil výkon na jeden bit. To je třeba vyvážit s ohledem na další faktory, například úroveň rušení okolních uživatelů, dopad zvýšení výkonu na velikost výkonového zesilovače, celkovou spotřebu energie, životnost baterií atd.
3. Snížení šířky pásma: pokud bude přijímána nižší úroveň šumu, zlepší se odstup signálu od šumu. To ovšem vede ke snížení datové propustnosti.
4. Modulace nižšího řádu: lze použít modulační schémata nižšího řádu, to avšak opět vede ke snížení datové propustnosti [25].

K dosažení uspokojivé hodnoty bitové chybovosti je nutné vyvážit všechny dostupné faktory a dodržet určité kompromisy.

5.1.2 Přenosová rychlost

Přenosová rychlost určuje počet bitů, které jsou přeneseny za jednotku času. Číslicový signál může obecně nabývat různých stavů v závislosti na použitém typu modulačním schématu. Například u dvoustavových modulací nese každý symbol informaci o jednom bitu, zatímco u čtyřstavových modulací (QAM) už každý symbol nese informaci o dvou bitech. Přenosová rychlost je definována vztahem pomocí modulační rychlosti:

$$V_p = V_m \cdot \log_2 m \text{ [bit/s]}, \quad (5.2)$$

kde m je počet stavů číslicového signálu a V_m je rychlost modulace. Z 5.2 je jasné, že s více-stavovou modulací roste přenosová rychlost (přenášíme více bitů v jednom symbolu), ale zároveň snižujeme modulační rychlost, což je výhodné z hlediska možnosti použití užší šířky pásma. Nevýhodou je, že s rostoucím počtem stavů narůstá bitová chybovost, protože je obtížnější rozlišit přesné umístění jednotlivých stavů [26].

5.2 Použité komponenty

Měření probíhalo na počítači se softwarem LabVIEW Communications od společnosti National Instruments. V tomto programu se měřil parametr BER a přenosová rychlost. Také tady probíhalo nastavení celého měření.

Dále bylo použito zařízení USRP (Universal Software Radio Peripheral), fotodetektor, výkonové zesilovače, Bias Tee a světlomet denního LED svícení automobilu Škoda Fabia III jako zdroj světla.

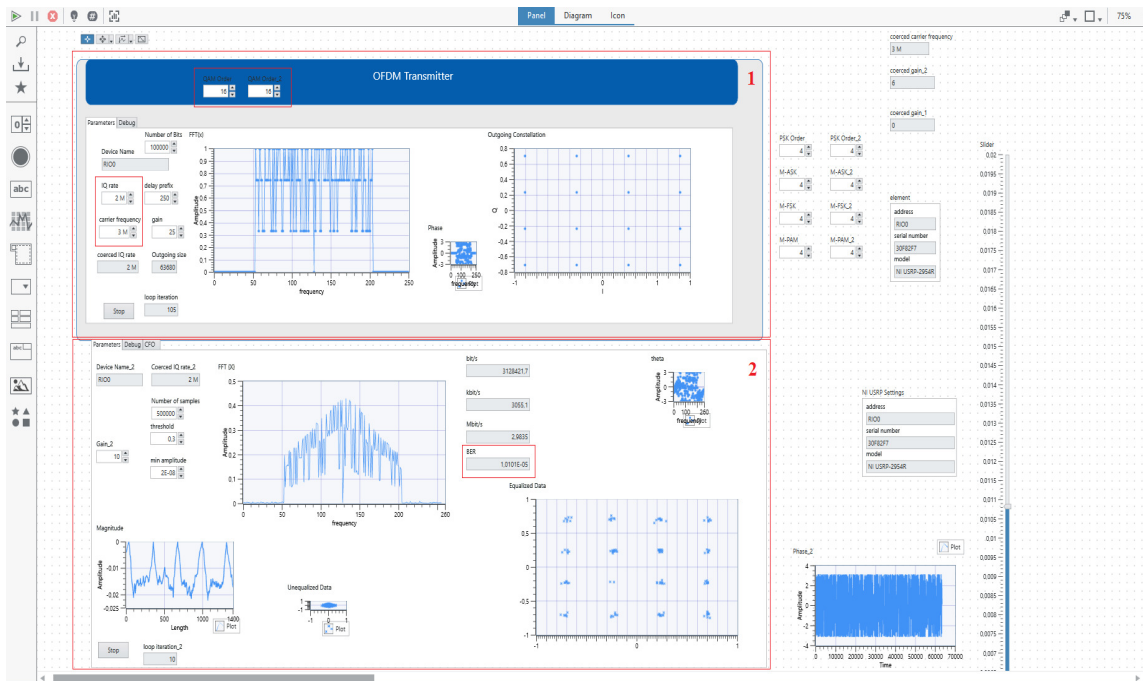
Technická dokumentace použitých zařízení je uvedena v příloze.

5.2.1 Program pro měření praktické části

Aplikace pro měření a vyhodnocování výsledků byla implementována v grafickém programovacím prostředí LabVIEW Communications. Aplikace slouží zároveň jako OFDM vysílač i přijímač a využívá QAM pro modulace jednotlivých subnosných. Začíná se generováním pseudonáhodné sekvence 125 bitů. Následně se známá pseudonáhodná sekvence mapuje na symboly podle M-QAM modulace. Lze si to představit jako vysílaný konstelační diagram. Efektivně vznikne 625 symbolů. Dále se všechny symboly rozdělí na 5 sad, tedy v jedné sadě je 125 symbolů. Za každý šestý symbol se vloží pilotní nosná, aby došlo ke frekvenční korekci mezi přijímaná a vysílanou stranou. Celkem to je 150 symbolů v jednotlivých sadách. Následně se vloží 53 nul před a za datové nosné, čímž nám vznikne 256 symbolů, abychom mohli použít inverzní rychlou Fourierovu transformaci, která pracuje na mocninách dvou. To můžeme vidět na vysílaném symbolu. Vytvoří se tím část symbolu, kdy se nic nevysílá, což nám zajistí větší robustnost proti vícecestnému šíření, ale snižuje se tím efektivní část symbolu, kterou můžeme použít pro data, čímž se také sníží i přenosová rychlost celého systému. Dále se provede inverzní rychlá Fourierova transformace, která převede symboly z frekvenční oblasti do časové a vloží se cyklický prefix. V tomto případě se vloží 64 posledních symbolů na začátek a vzniká nám signál, který vysíláme na dané nosné frekvenci a šířce pásma. Proces demodulace signálu je obdobný, pouze v opačném pořadí. Tento popis reflektuje blokové schéma OFDM 4.1.

Na obrázku 5.2 je vidět čelní panel použitého programu. Obrázek je rozdělen na dva hlavní bloky. V prvním bloku lze vidět nastavení řádu M-QAM modulace, pro měření byly použity řády 4-QAM,

8-QAM, 16-QAM, 32-QAM a 64-QAM, dále nastavení hodnoty IQ rate, která udává šířku pásma, ale zároveň chrání pásmo tak, aby nebyla překročena hranice zkreslení spektra. Krok šířky pásma byl 0,2 MHz pro všechna měření. Dále vidíme nastavení hodnoty nosné frekvence. V první části měření se měnil krok nosné frekvence po 0,4 MHz, od 1 MHz do 3,8 MHz. V druhé části měření byla hodnota nosné frekvence vždy stejná, respektive 1 MHz. Na obrázku je také graf vysílaného OFDM symbolu a konstelační diagram použitého modulačního schématu. Druhý blok slouží jako přijímací část. Můžeme zde vidět hodnotu BER, přenosovou rychlost systému, nebo přenesený OFDM symbol a jeho konstelační diagram.



Obrázek 5.2: Čelní panel aplikace LabVIEW.

5.2.2 NI USRP-2954R

USRP je zařízení, které spadá do skupiny softwarově definovaných rádií od společnosti National Instruments (obrázek 5.3). Jedná se o unikátní nástroj, který lze využít k širokému množství aplikací, přičemž programátor je limitován pouze hardwarovými vlastnostmi daného zařízení.

Zařízení použité při měření obsahuje dva vstupní a dva výstupní konektory pro připojení pomocí SMA konektoru, a jeden PCIe x4 konektor pro komunikaci s počítačem (National Instruments toto rozhraní označují jako MXIe). V počítači byla pracovní deska NI PCIe-8371. Pro napájení slouží napájecí konektor 9-16 V (DC), 7,5 A. Obsahuje také JTAG port pro ladění FPGA (Field Programmable Gate Array) zařízení. V našem případě byla základní deska USRP nahrazena Ettus LFRX a LFTX, protože jsme potřebovali pracovat ve frekvenčním rozsahu po 10 MHz, což původní základní desky neumožňují.



Obrázek 5.3: NI USRP-2954R.

5.2.3 Světlomet

Pro měření byl použit pravý přední světlomet 6V1941016D na automobilu Škoda Fabia III. Bylo použito pouze denní svícení, matice 4 LED diod.



Obrázek 5.4: Přední světlomet Škoda Fabia III.

5.2.4 Fotodetektor

Při měření byl použit fotodetektor PDA36A-EC od společnosti Thorlabs (obrázek 5.5). Jedná se o křemíkový PIN detektor s nastavitelným zesílením až 70 dB [27]. Při měření BER v první části nebylo zesílení potřeba (měření v přímé vzdálenosti od světlometu do 10 metrů). V druhé části měření, při měření limitních vzdáleností, bylo použito zesílení 10 dB. Fotodetektor byl umístěn na stolku v držáku s nastavitelnou výškou, aby bylo možné pohybovat s fotodetektozem a zároveň si udržovat konstantní výšku.

Tabulka 5.1 popisuje vybrané vlastnosti fotodetektoru. Celá specifikace je uvedena v příloze.

Tabulka 5.1: Vybrané vlastnosti fotodetektoru PDA36A-EC.

PDA36A-EC	
Rozsah vlnových délek	350-1100 nm
Zesílení	0-70 dB, krok 10 dB
Aktivní plocha	3,6 x 3,6 mm (13 mm ²)



Obrázek 5.5: Fotodetektor Thorlabs PDA36A-EC.

5.2.5 Plankonvexní čočka

Jedná se o spojku, která směřuje dopadající záření do ohniska fotodetektoru. Na přední straně je čočka spojkou, zatímco na straně fotodetektoru je čočka rovinná. Plankonvexní čočka byla použita pro obě části měření.

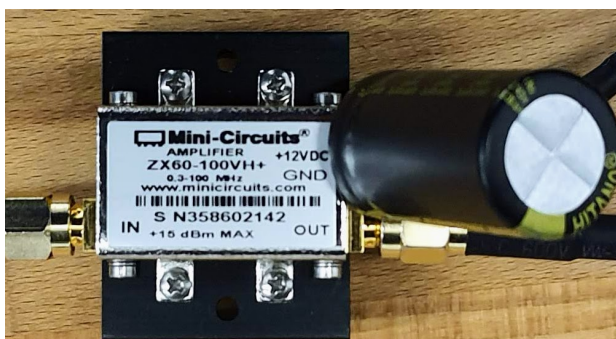
5.2.6 Bias Tee

Jedná se o tří-konektorový součtový člen, který sčítá vysílaný vysokofrekvenční signál (vstup RF) přivedený z USRP a stejnosměrný signál ze zdroje (vstup DC). Výsledkem je signál (RF+DC),

který kmitá kolem stejnosměrné úrovně signálu ze zdroje a my můžeme modulovat část optického signálu. Při modulaci celého optického signálu by docházelo k poklesu intenzity světla [28].

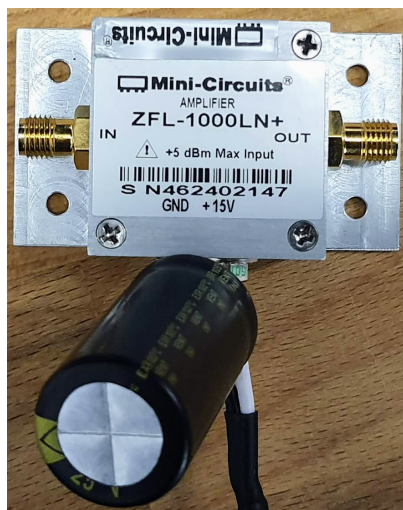
5.2.7 Zesilovače

Na vysílací straně byl použit stíněný zesilovač ZX60-100VH+ s impedančním přizpůsobením 50Ω , který zesiloval RF signál z USRP o 36 dB/1 W. Maximální vstupní výkon je 15 dBm. Je napájený stejnosměrným napětím 12 V. Jeho pracovní rozsah frekvencí je 0,3-100 MHz. Oba zesilovače jsou navíc opatřeny kondenzátorem, aby bylo eliminováno okolní rušení z elektrické sítě.



Obrázek 5.6: Zesilovač ZX60-100VH+.

Na přijímací straně byl použit stíněný, nízkošumový zesilovač ZFL-1000LN+ s impedančním přizpůsobením 50Ω , který zesiloval přijímaný signál z fotodetektoru o 20 dB. Je napájený stejnosměrným napětím 15 V. Maximální vstupní výkon je 5 dBm. Jeho pracovní rozsah frekvencí je 0,1-1000 MHz.



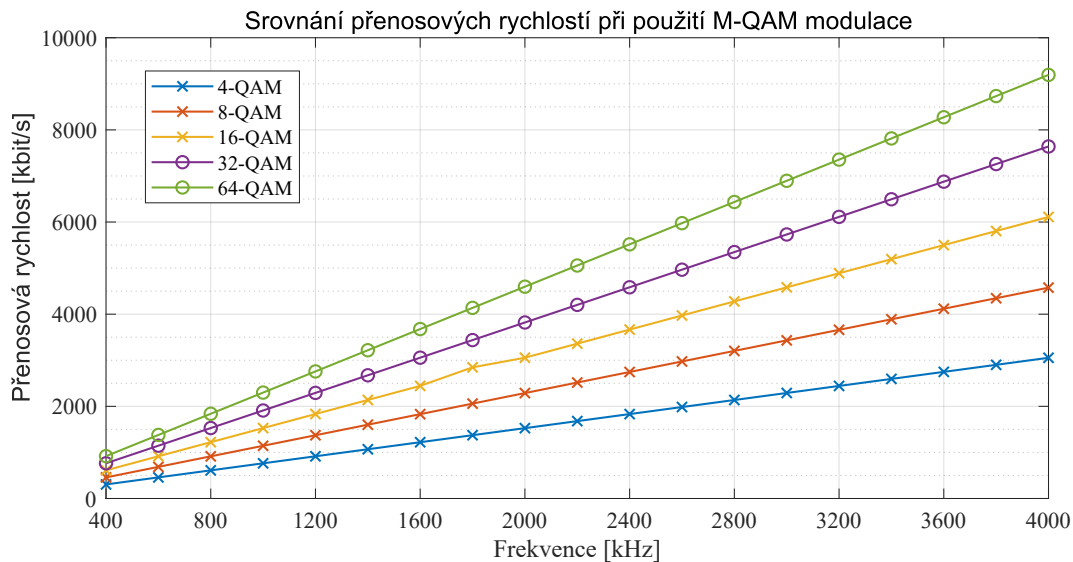
Obrázek 5.7: Zesilovač ZFL-1000LN+.

5.3 Realizace měření světloometu na přímou viditelnost

Měření probíhalo v laboratoři automobilové elektroniky a diagnostiky vozidel na Fakultě elektrotechniky a informatiky VŠB-TUO. Světlomet byl přímo v automobilu Škoda Fabia III ve výšce 61 centimetrů, poloha automobilu byla statická. Pohybovalo se pouze s fotodetektořem, který byl umístěn v držáku na stolku ve výšce 46 cm. Tato výška byla zvolena vzhledem k tomu, že denní svícení světloometu nesvítí rovně před sebe, ale se sklonem, aby nedocházelo k oslňování ostatních účastníků silničního provozu. Fotodetektor byl vždy umístěn přímo naproti středu světloometu, ve vzdálenosti od 1 do 10 metrů, s krokem 1 metr. Při měření byla použita plankonvexní čočka. Zesílení na fotodetektoru nebylo použito.

Měřila se hodnota bitové chybovosti a přenosová rychlost pro použité modulace 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM a 64-QAM. Hodnota nosné frekvence se nastavovala od 1 do 3,8 MHz s krokem 0,4 MHz. Také se nastavovala hodnota IQ rate (vysvětleno v 5.2.1) primárně od 400 do 4000 kHz. Následně se hodnota IQ rate zvyšovala až na hodnotu, pro které byla hodnota BER ještě relevantní.

Všechny naměřené hodnoty včetně grafů a kódů v MATLABu jsou uvedeny v příloze.

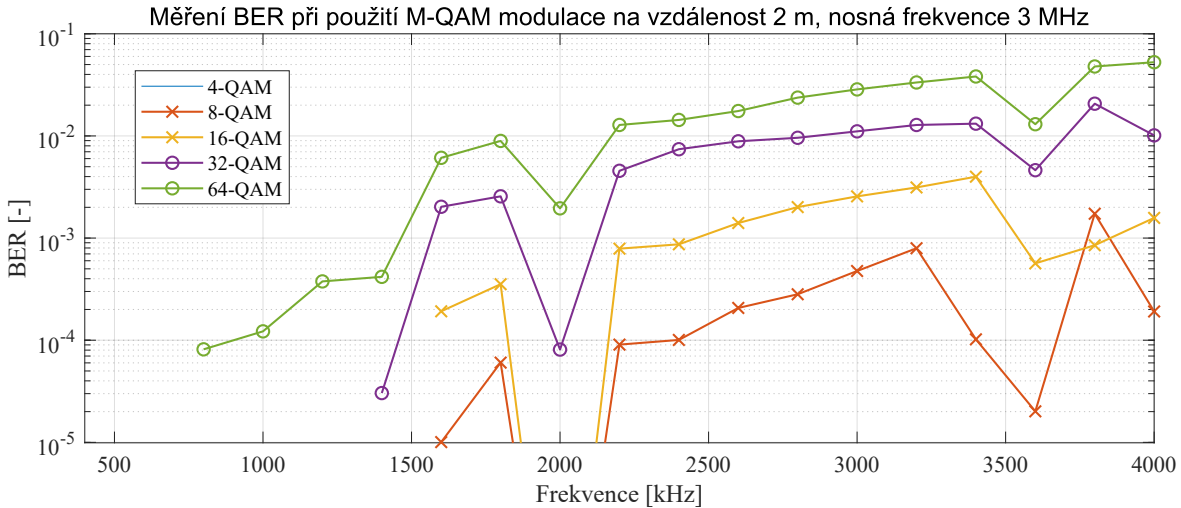


Obrázek 5.8: Srovnání přenosových rychlostí pro M-QAM modulace.

Přenosové rychlosti jsou stejné pro všechny nosné. Lze pozorovat, že zvyšování přenosových rychlostí pro jednotlivé typy modulací roste téměř lineárně. Je jasné, že modulace 4-QAM bude mít nižší přenosové rychlosti už jen proto, že dokáže převést pouze dva bity na stav, zatímco 64-QAM dokáže převést 6 bitů na stav. Na stejné šířce pásma tak 64-QAM dosahuje vyšších přenosových rychlostí, ovšem za cenu vyšší bitové chybovosti, protože je složitější rozeznat přenášené symboly od šumu. Při použité šířce pásma 4000 kHz je 4-QAM modulace schopna využívat přenosové

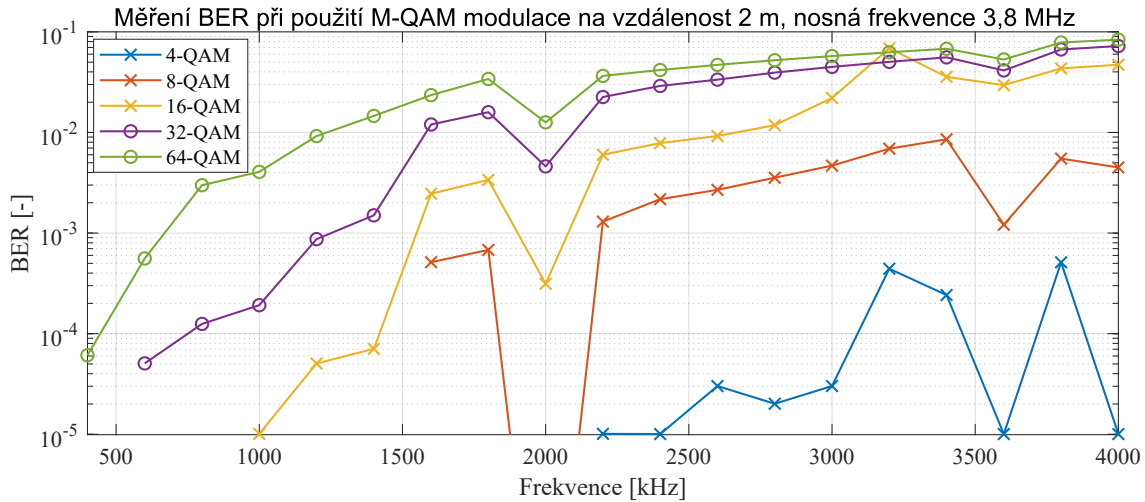
rychlosti až 3053 kbit/s, kdežto 64-QAM se při stejném scénáři dostane až na trojnásobek, tedy 9193 kbit/s. Všechny naměřené přenosové rychlosti jsou uvedeny v příloze.

Na obrázcích 5.9 a 5.10 vidíme srovnání použitých modulačních schémat a hodnot bitové chybovosti na vzdálenost 2 metrů od světloometu. Na 5.9 vidíme, že při použití nosné frekvence 3 MHz je 4-QAM modulace tak malá, že je pro nás neměřitelná, a to ani při šířce pásma 4000 kHz. To je ovšem způsobeno omezeným počtem přenášených symbolů, nebo hardwarovými vlastnostmi USRP. Na grafu také vidíme, že použití 8-QAM modulace téměř zaručuje kvalitní přenos, neboť se spíše stabilně drží pod hodnotou BER 10^{-3} , což je udávaná hranice, při které lze přijímaný signál ještě zpracovat nebo opravit různými samoopravnými kódy. Mezitím je modulace 16-QAM použitelnou na všech šířkách pásma, chybovost u 64-QAM, překračuje hranici řádu 10^{-3} při šířce pásma 2200 kHz. Na všech grafech také vidíme, že při použití šířky pásma 2000 kHz, ale i 3600 kHz hodnota BER klesá mnohdy i o několik řádů. To je pravděpodobně způsobeno hardwarovými vlastnostmi USRP, které zjevně pracuje v okolí 2000 kHz, respektive 3600 kHz nejlépe.



Obrázek 5.9: Měření BER na vzdálenost 2 metrů od světloometu na nosné frekvenci 3 MHz.

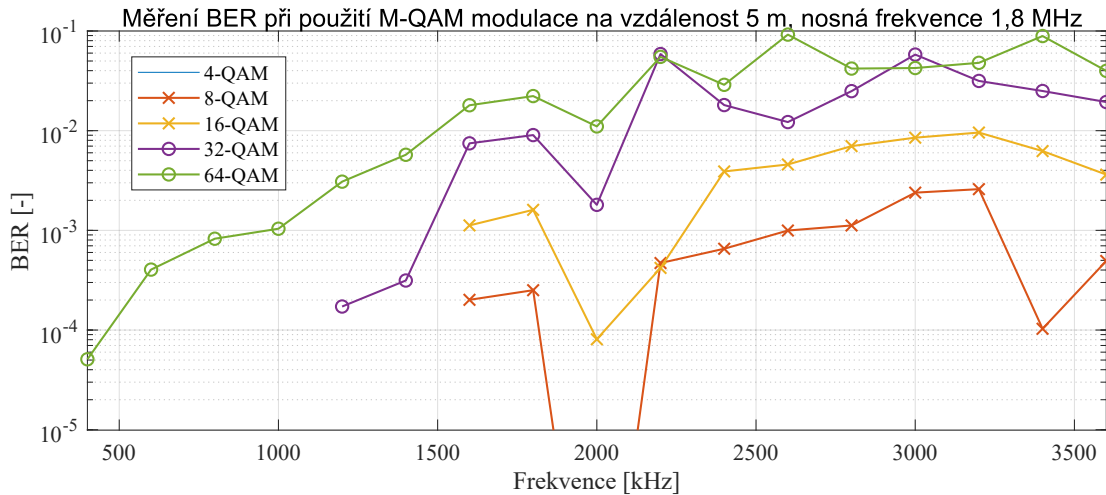
Na obrázku 5.10 vidíme, že zvýšení nosné frekvence výrazně zhoršuje hodnotu BER, která se u modulace 4-QAM začíná projevovat při použité šířce pásma 2200 kHz. Tento typ modulace se ovšem stabilně drží na hodnotách BER 10^{-4} , což nám opět zaručuje kvalitní přenos dat. Když se podíváme na hranici BER 10^{-3} , tak 32-QAM modulace se ještě dá použít při šířce pásma 1400 kHz. Modulace 64-QAM se dostává přes tuto hranici při šířce pásma 1400 kHz. Je tedy nutné použít užší přenosový kanál, aby byla komunikace na vyšších modulačních schématech dobře detekovatelná a kvalitní, ovšem za cenu nižší přenosové rychlosti. Ze srovnání 5.8 avšak vidíme, že i přes použití šířky pásma 1200 kHz u modulace 32-QAM je přenosová rychlost relativně srovnatelná, jako u modulace 4-QAM a šířky pásma 3000 kHz.



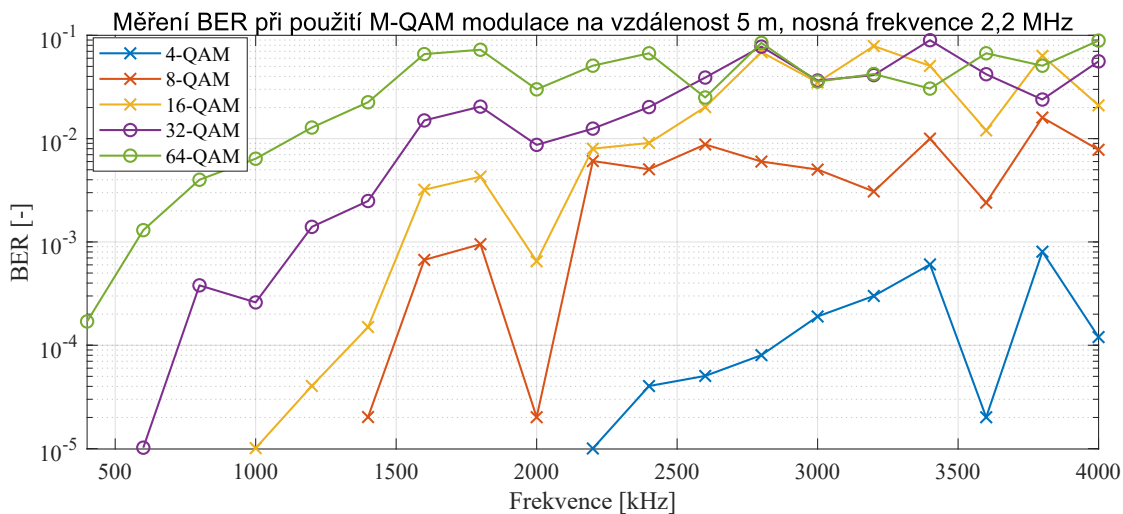
Obrázek 5.10: Měření BER na vzdálenost 2 metrů od světloometu na nosné frekvenci 3,8 MHz.

Na 5.11 a 5.12 můžeme vidět srovnání modulací a hodnot BER na vzdálenost 5 metrů od světloometu. Na grafu 5.11 není vidět 4-QAM modulace, ale jak už bylo zmíněno, bitová chybovost je pro nás tak malá, že je pouze neměřitelná. Výsledek je podobný jako při měření na 2 metrech a nosné frekvenci 3 MHz. Modulace 8-QAM se drží pod hranicí bitové chybovosti 10^{-3} na téměř všech šířkách pásma. Stejně jako v případě 5.9 se modulace 32-QAM pod hranicí BER 10^{-3} ještě drží při šířce pásma 1400 kHz, ovšem propad na 2000 kHz není tak velký, jako v případě měření na dvou metrech. U modulace 64-QAM se chybovost při šířce pásma 1000 kHz drží na hranici potencionálně opravitelného signálu, následně se ale zhoršuje a už při šířce pásma 1600 kHz je bitová chybovost na hodnotách 10^{-2} , což je nepoužitelný signál. Ani samoopravovací kódy by tuto hodnotu chybovosti nedokázaly zlepšit na užitečný signál, protože přijímaný signál je velmi zarušený. Můžeme si všimnout, že použité šířky pásma jsou do 3600 kHz a ne do 4000 kHz, jako na předchozích grafech. To je způsobeno tím, že nosná frekvence 1,8 MHz jednoduše nedokáže zajistit širší vysílací kanál (rovnoměrně rozděleno 1800 kHz vlevo a vpravo vysílacího pásma nosné frekvence).

Na 5.12 vidíme srovnání při použité nosné frekvenci 2,2 MHz. Opět vidíme, že 4-QAM modulace je do šířky pásma 2000 kHz neměřitelná, dále se ale stále drží pod hranicí BER 10^{-3} , a to až do šířky pásma 4000 kHz. Použitelné šířky pásma pro modulace 8-QAM jsou pouze do 2000 kHz, kde se ovšem na této hodnotě blíží k hranici nulové, respektive neměřitelné bitové chybovosti. Současně se 64-QAM při šířce pásma 1400 kHz pohybuje na hodnotách BER 10^{-2} a ani propad na 2000 kHz není tak razantní, aby se projevila nějaká změna v použitelnosti přijímaného signálu. Pro naše účely je 64-QAM použitelná při šířce pásma do 1000 kHz. Modulace 16-QAM a 32-QAM překračují hodnotu BER 10^{-3} na šířkách pásma 2600 kHz, respektive 1600 kHz. Následně se bitová chybovost velmi zhoršuje a postupně se dostává až na řád 10^{-2} .

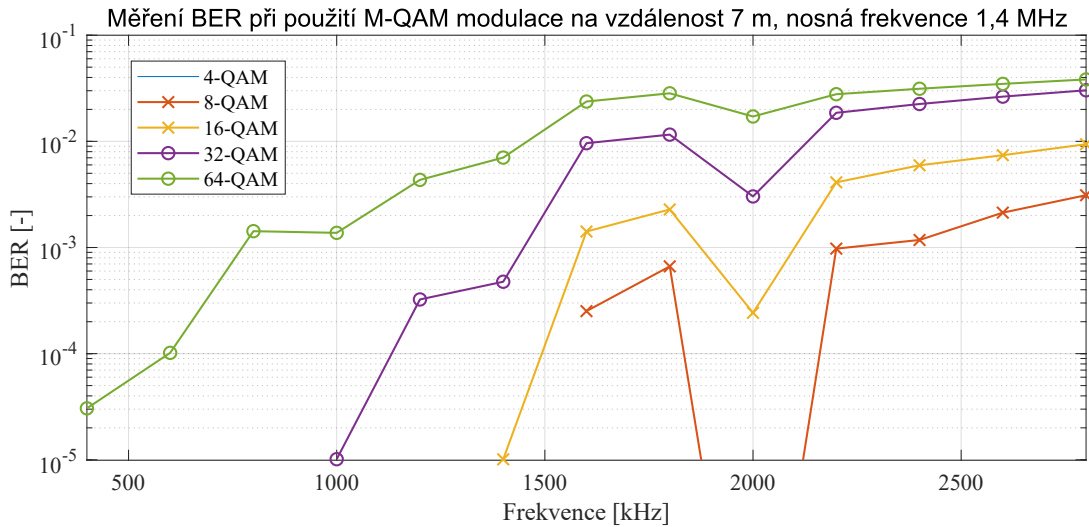


Obrázek 5.11: Měření BER na vzdálenost 5 metrů od světloometu na nosné frekvenci 1,8 MHz.

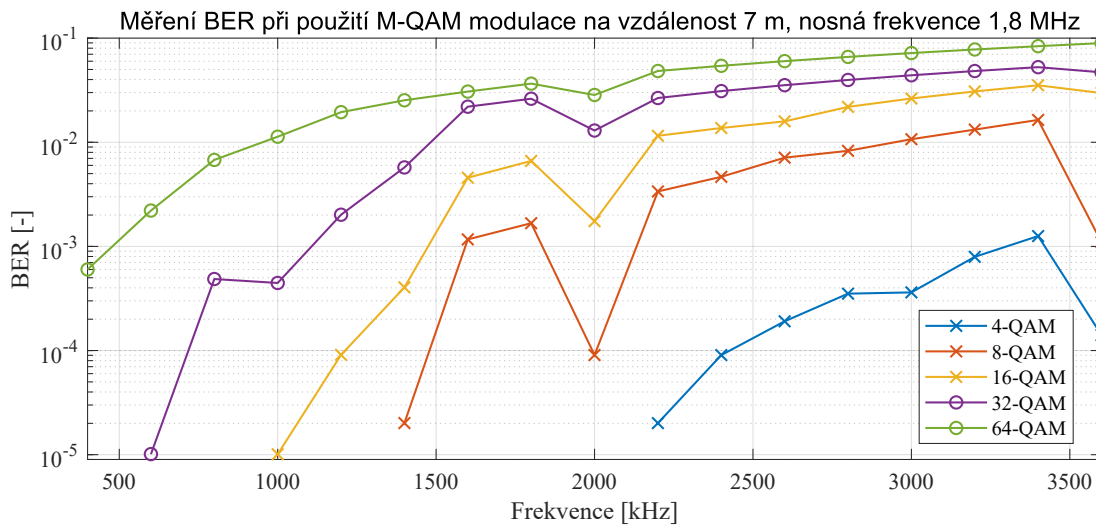


Obrázek 5.12: Měření BER na vzdálenost 5 metrů od světloometu na nosné frekvenci 2,2 MHz.

5.13 a 5.14 popisují srovnání na 7 metrech při použití nosné frekvence 1,4 a 1,8 MHz. Při použití nosné frekvence 1,4 MHz si můžeme všimnout, že modulace 8-QAM se začíná projevovat až na šířce pásma 1600 kHz, zatímco modulace 16-QAM na 1400 kHz, 32-QAM na 1000 kHz a 64-QAM už při nejnižší šířce pásma 400 kHz. U modulace 32-QAM je propad na 2000 kHz šířky pásma ještě zlepšením na hodnotu BER 10^{-3} , což ale neplatí pro modulaci 64-QAM. U modulace 32-QAM vidíme, že je použitelná do šířky pásma 1800 kHz, což je také hodnota, při které se zdatně začíná projevovat bitová chybovost u modulace 16-QAM. Modulace 64-QAM na nosné frekvenci 1,4 MHz relativně dobře použitelná do 1400 kHz, jinak se hodnota BER na 2800 kHz blíží k 10^{-1} , což je nežádoucí hodnota.



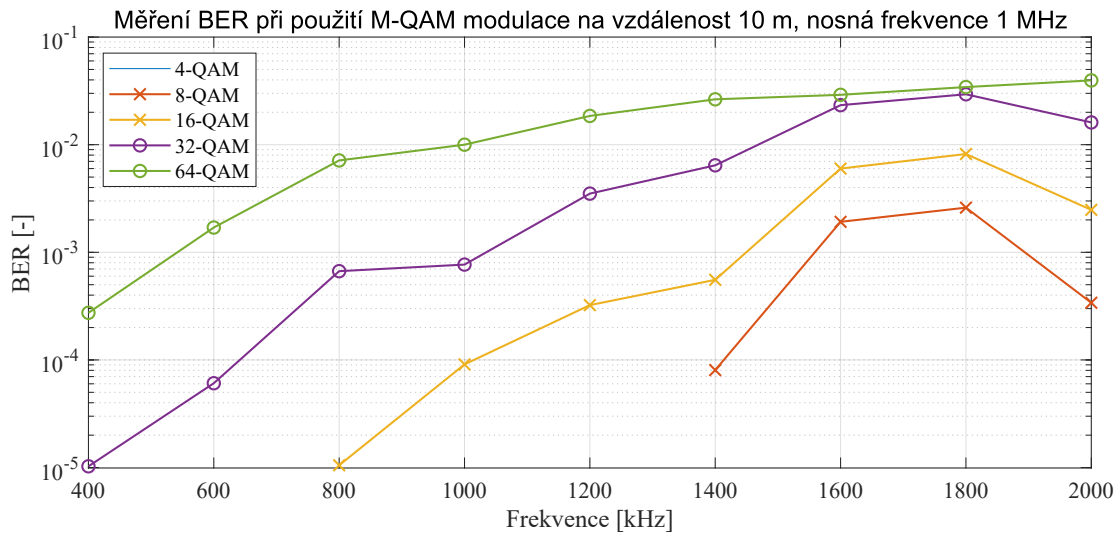
Obrázek 5.13: Měření BER na vzdálenost 7 metrů od světloometu na nosné frekvenci 1,4 MHz.



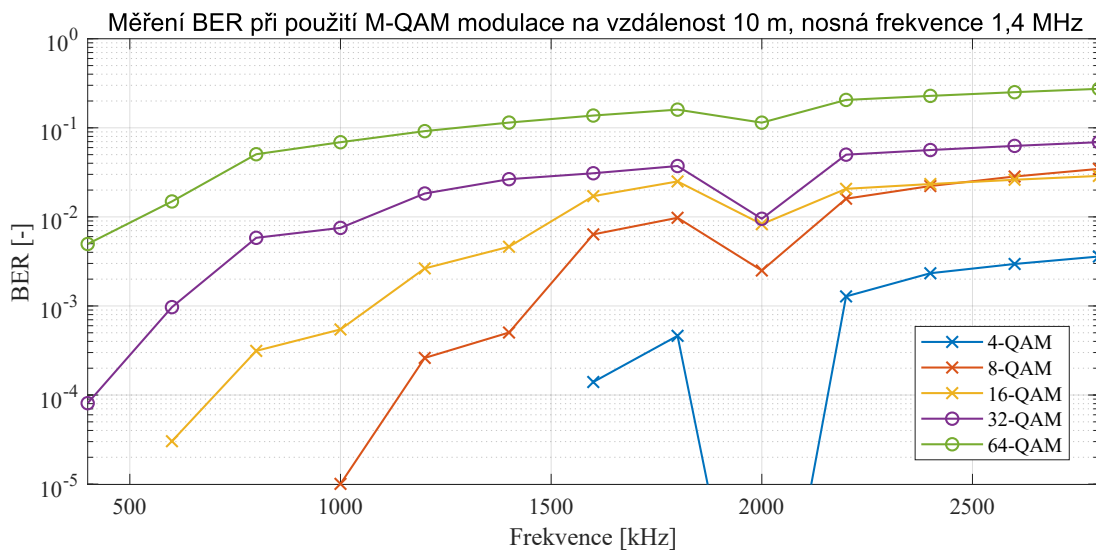
Obrázek 5.14: Měření BER na vzdálenost 7 metrů od světloometu na nosné frekvenci 1,8 MHz.

Jak znázorňuje 5.14, při použití nosné frekvence 1,8 MHz vidíme, že 4-QAM modulace se opět začíná projevovat na 2200 kHz, jako na grafech 5.12 a 5.10. Při šířce pásma 3400 kHz se hodnota 4-QAM modulace pohybuje nad hranici bitové chybovosti 10^{-4} . U modulace 8-QAM vidíme, že při šířce pásma 2200 kHz se bitová chybovost pohybuje na hranici řádu 10^{-3} , ovšem v tomto případě by bylo použití samoopravovacího kódu stále efektivní. To je možné říct i o modulaci 32-QAM a použití šířky pásma 2000 kHz, jelikož je hodnota BER velmi podobná. Modulace vyššího řádu 64-QAM se v tomto měřeném scénáři chovají podobně, jen s tím rozdílem, že 32-QAM ještě

dosáhne na rozpoznatelný přenos, tedy pod hranici BER 10^{-3} , při šířce pásma 1400 kHz, ale modulace 64-QAM je na 7 metrech od světloometu a nosné frekvenci 1,8 MHz použitelná pouze při šířce pásma 800 kHz a to ještě opatrně, pokud budeme brát v potaz hranici BER 10^{-3} . Za zmínku stojí použití šířky pásma 3600 kHz u modulace 8-QAM, protože hodnota BER spadla z řádu 10^{-2} až na hranici 10^{-4} . To je pravděpodobně způsobeno hardwarovými vlastnostmi použitého USRP.

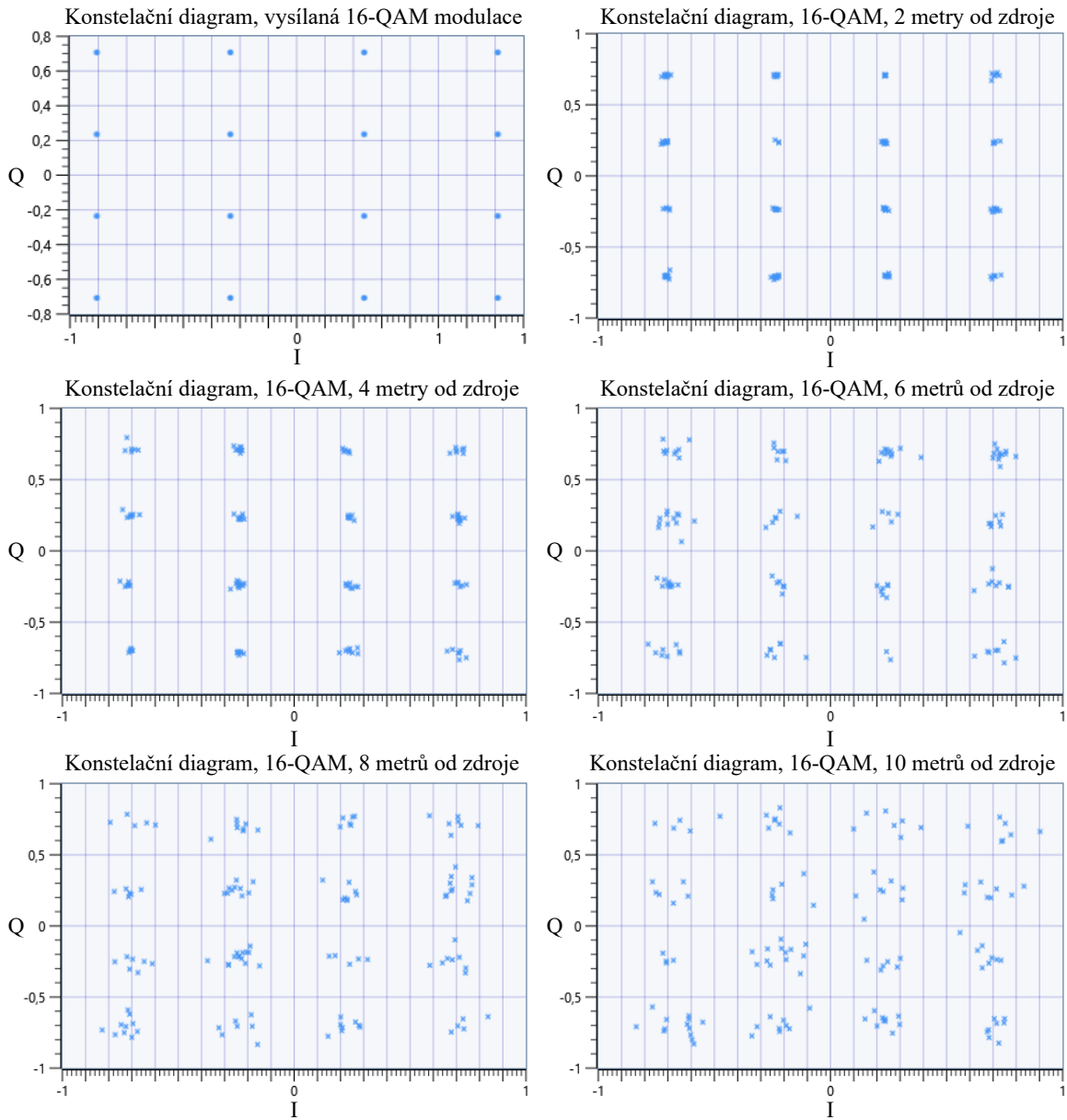


Obrázek 5.15: Měření BER na vzdálenost 10 metrů od světloometu na nosné frekvenci 1 MHz.

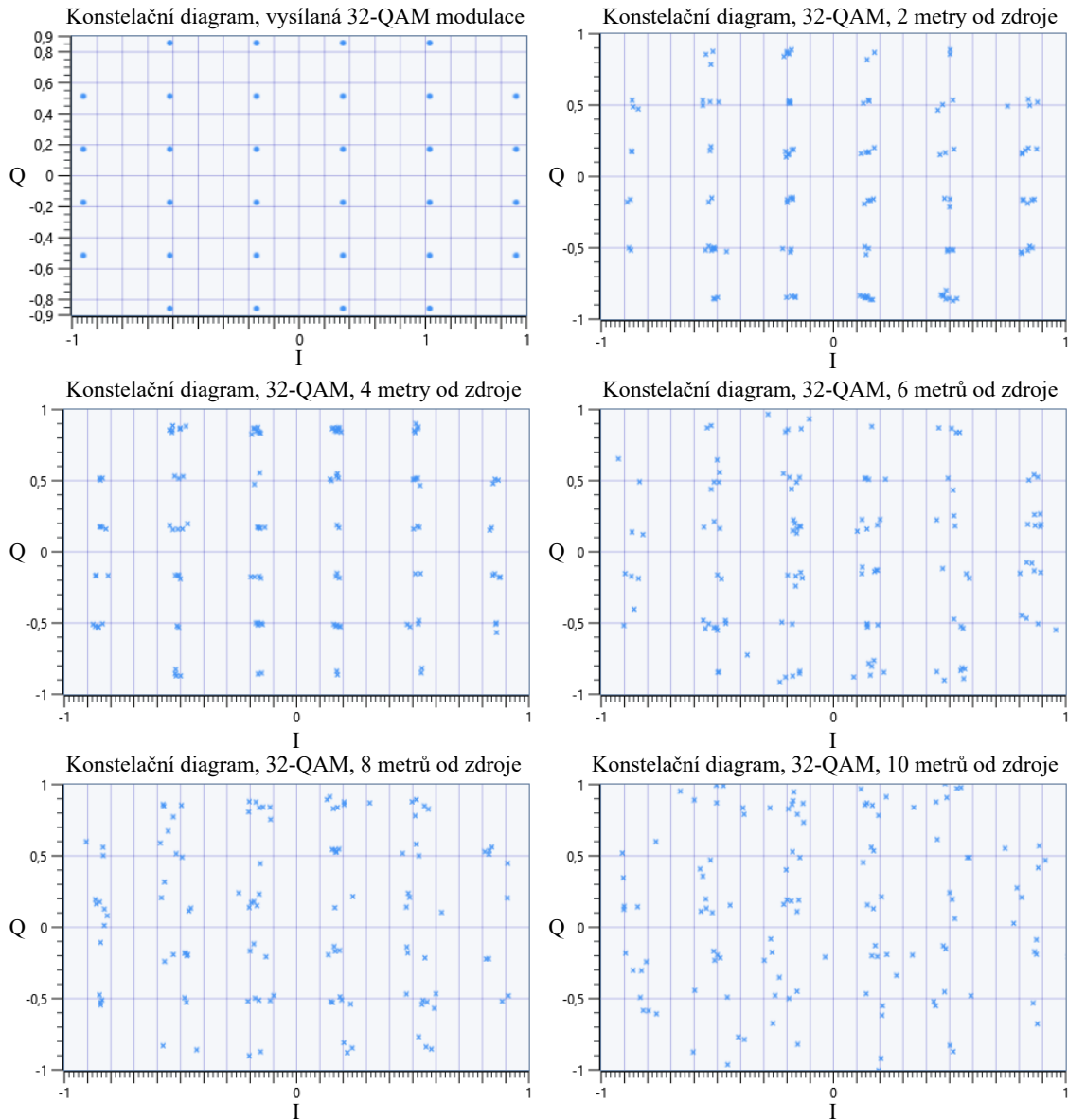


Obrázek 5.16: Měření BER na vzdálenost 10 metrů od světloometu na nosné frekvenci 1,4 MHz.

Obrázky 5.15 a 5.16 popisují srovnání komunikace na 10 metrech mezi světlometem a fotodetekto-rem na nosné frekvenci 1 a 1,4 MHz. Při použití nosné frekvence 1 MHz, což je základ v měření, si můžeme všimnout, že i modulační formáty 8-QAM a 16-QAM jsou použitelné na všech šířkách pásma. U modulačního formátu 32-QAM vidíme, že se bitová chybovost zhoršuje téměř lineárně, tedy pouze u 1000 kHz je mírná stagnace. Dále je pak komunikace na šířce pásma od 1600 kHz při použití modulačního formátu 32-QAM nepoužitelná co se týče chybovosti. Tento problém ovšem u 64-QAM nastává už při šířce pásma 1200 kHz. Dále se tato modulační formát blíží k hodnotě 10^{-1} a při vyšších šířkách pásma se užitečný signál nedá rozpoznat od šumu. Když byla zvýšena nosná frekvence na 1,4 MHz, tak se modulační formát 64-QAM stala skoro nepoužitelnou, vyjma šířky pásma 400 kHz, kde je na hranici chybovosti BER 10^{-3} . Při šířce pásma 2000 kHz se chybovost blíží až skoro k 0,25, což značí, že čtvrtina všech vysílaných symbolů je chybných, nebo se ztratila během přenosu. Modulační formát 32-QAM se dá relativně dobře použít při šířce pásma 600 kHz, kdy se hodnota bitové chybovosti pohybovala kolem řádu 10^{-4} . 16-QAM modulaci lze na 10 metrech a nosné frekvenci 1,4 MHz efektivně použít až do šířky pásma 1200 kHz, dále už se hodnota BER pohybuje v řádech 10^{-2} a horší. Pouze na 2000 kHz se hodnota BER opět přiblíží k hranici řádu BER 10^{-3} . Zatímco ostatní modulační formáty vykazovaly chybovost horší než řád 10^{-3} pouze do 1000 kHz šířky pásma, jako u 32-QAM, bitová chybovost 4-QAM modulační formátu se teprve začíná projevovat na 1600 kHz, na 2000 kHz nastává opět propad k téměř nulové chybovosti a dále se pro všechny šířky pásma drží pod hranicí BER 10^{-3} . To zároveň znamená, že na 10 metrech od světlometu při použití 4-QAM modulační formátu a šířky pásma 2000 kHz dosahujeme srovnatelné přenosové rychlosti, jako u použitelných hodnot chybovosti a dostupných šířek pásma ostatních modulačních schémat.

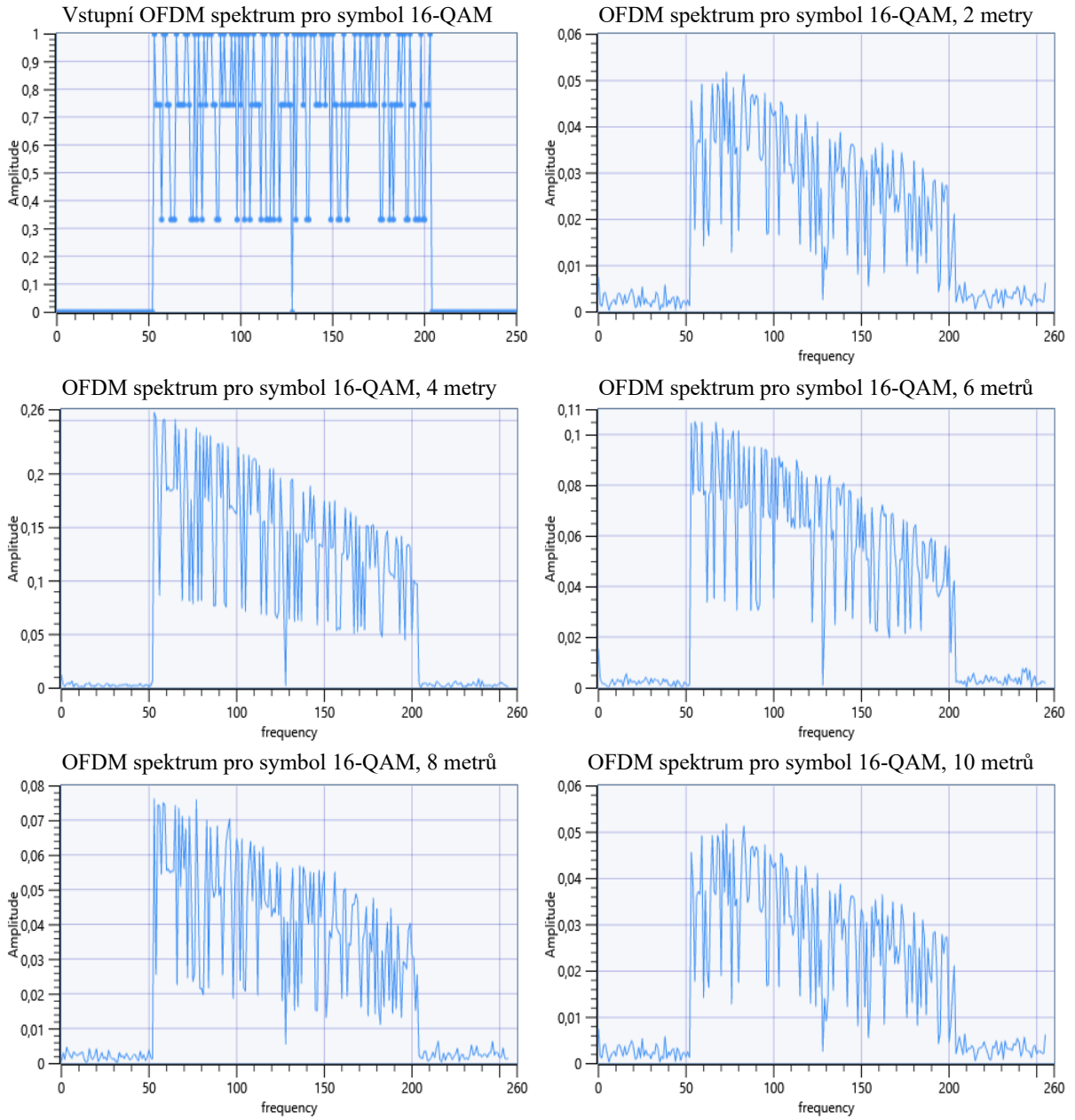


Obrázek 5.17: Konstelační diagramy BER pro 16-QAM, krok 2 metry.

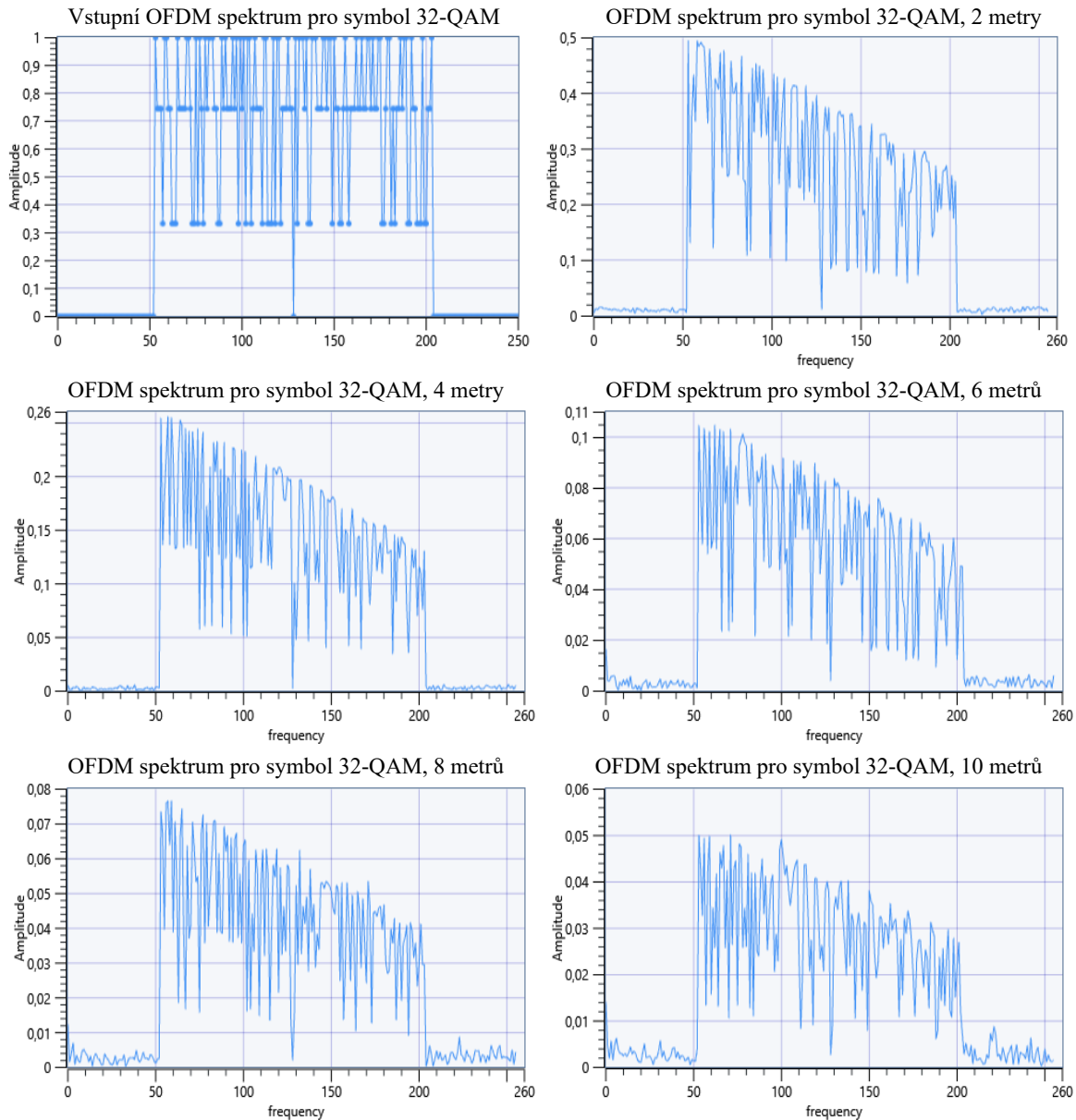


Obrázek 5.18: Konstelační diagramy BER pro 32-QAM, krok 2 metry.

Obrázky 5.17 a 5.18 srovnávají bitovou chybovost 16-QAM a 32-QAM modulace se zvyšující se vzdáleností od světlometu. Uvedené konstelační diagramy jsou měřeny pro nosnou frekvenci 1 MHz a šířku pásma 2000 kHz. Uvedené spektra jsou zobrazené v základním pásmu, tudíž osy X a Y neodpovídají reálným frekvencím. Jak vidíme na 5.17, při vzdálenosti do 7 metrů je bitová chybovost skoro nulová, respektive neměřitelná. BER se začne výrazněji projevovat až na 10 metrech od světlometu, kdy se ale stále drží na řádech 10^{-3} (5.21). Na 5.18 vidíme, že 32-QAM modulace má podobný průběh bitové chybovosti jako 16-QAM, jen se podle srovnání na 10 metrech dostává nad hranici řádu BER 10^{-3} .



Obrázek 5.19: Srovnání vysílaného OFDM spektra s přijímaným pro 16-QAM, krok 2 metry.

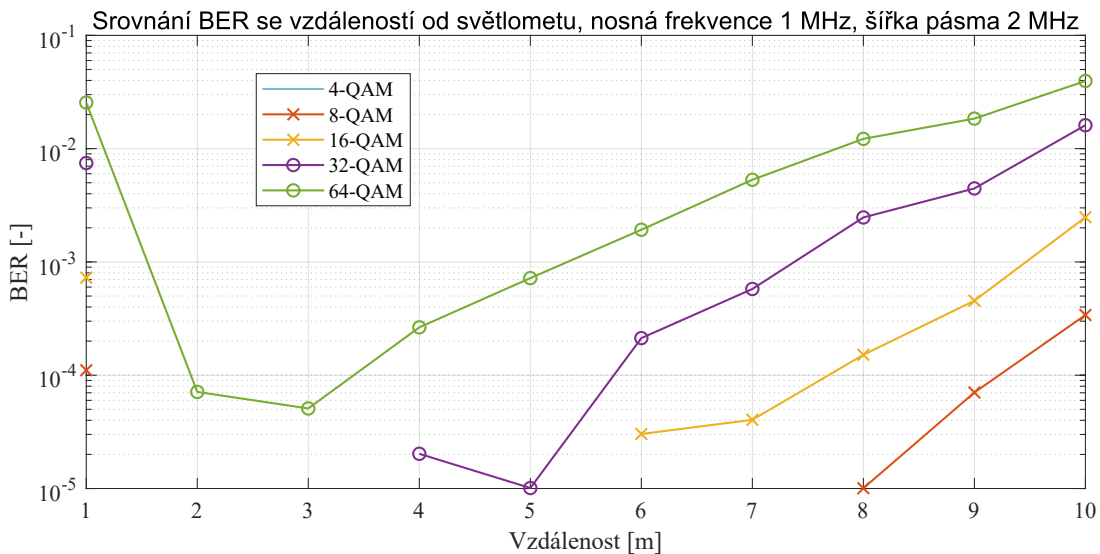


Obrázek 5.20: Srovnání vysílaného OFDM spektra s přijímaným pro 32-QAM, krok 2 metry.

Na obrázcích 5.19 a 5.20 vidíme srovnání postupnou degradaci OFDM symbolu modulace 16-QAM a 32-QAM v závislosti se zvyšující se vzdáleností od světlometu. Uvedené grafy jsou pro nosnou frekvenci 1 MHz a šířku pásma 2000 kHz. Osy X a Y nejsou relevantní vůči prováděnému měření. Výsledný OFDM symbol v sobě reflektuje hodnotu nosné frekvence (pokles uprostřed) a šířku pásma (rovnoměrně rozložené vlevo a vpravo od poklesu uprostřed). Tyto hodnoty na ose X neodpovídají skutečně nastaveným parametrům. Deformace výsledného symbolu nastává nejen v důsledku kvality přijímané výkonové úrovně, tedy vzdáleností fotodetektoru od světlometu,

ale také jej ovlivňují další nepříznivé jevy, jako je nelinearita zesilovače nebo nedokonalost USRP.

Obrázek 5.21 popisuje celkové srovnání všech modulací v závislosti na vzdálenosti od světloometu. 4-QAM modulace na grafu chybí, ale to je způsobeno tím, že hodnota BER je v průběhu měření tak malá, že je neměřitelná. U modulace 8-QAM a 16-QAM vidíme, že se stabilně drží pod řádem BER 10^{-3} , až na měření na 10 metrech u modulace 16-QAM. Modulace 32-QAM se začíná projevovat na 4 metrech a pod hodnotou BER 10^{-3} se drží až do 10 metrů, kdy je na řádu chybovosti 10^{-2} . Modulace 64-QAM se chová podobně, bitová chybovost se začíná projevovat už na 2 metrech a u řádu BER 10^{-3} je do 7 metrů. Následně se také začne chybovost zhoršovat a na 10 metrech je téměř na hranici řádu BER 10^{-1} . Můžeme si povšimnout, že na 1 metru jsou hodnoty horší u všech modulací vyjma 4-QAM. To je způsobeno tím, že fotodetektor nebyl umístěný přímo ve vyzařovacím úhlu světloometu, ale nad ním, aby bylo dodrženo konstantní výšky fotodetektoru po celou dobu měření. Mohlo to také být způsobeno saturací fotodetektoru, protože byl umístěný příliš blízko světloometu.



Obrázek 5.21: Srovnání BER se vzdáleností od světloometu na nosné frekvenci 1 MHz.

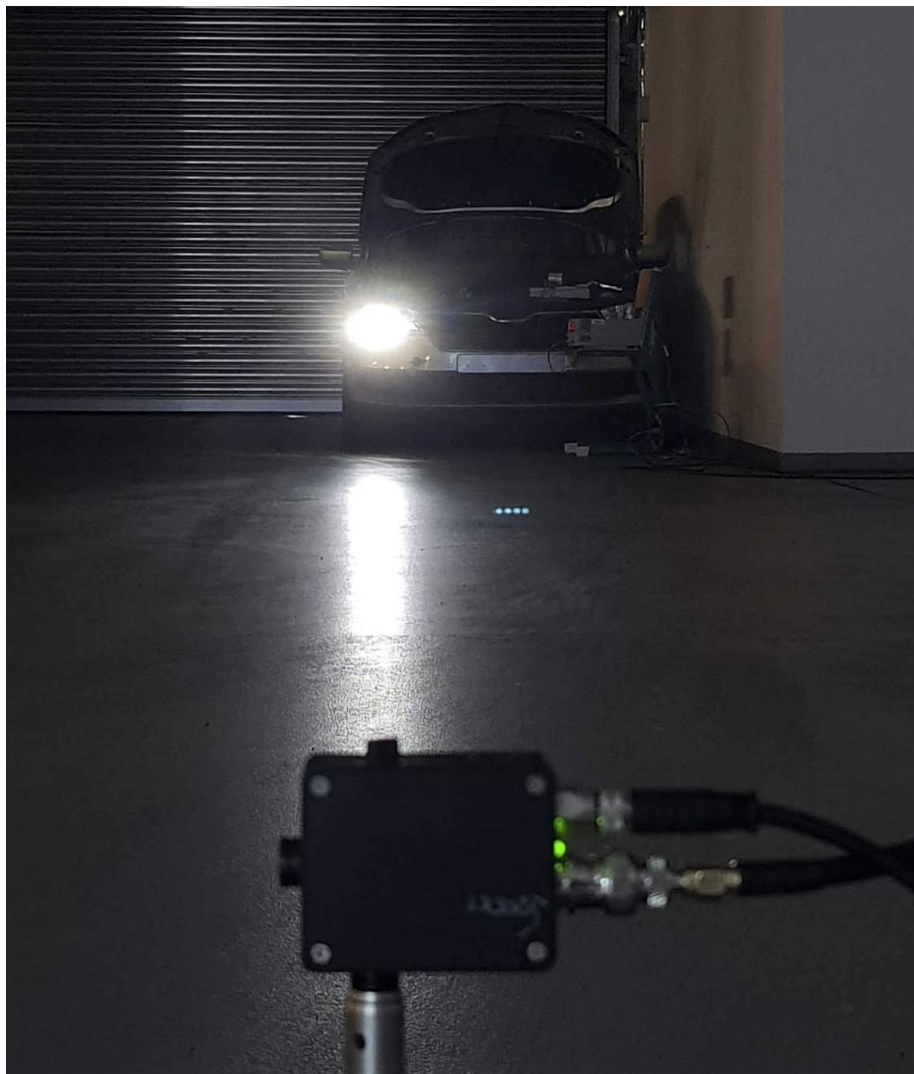
5.4 Realizace měření světloometu na limitní vzdálenost

Druhá část měření probíhala v garáži na Fakultě elektrotechniky a informatiky VŠB-TUO (5.22). Světlomet byl přímo v automobilu Škoda Fabia III ve výšce 61 centimetrů, poloha automobilu byla statická. Pohybovalo se pouze s fotodetektorem, který byl umístěn v držáku na stolku. Výška fotodetektoru se měnila v závislosti na vzdálenosti od zdroje světla, protože denní svícení světloometu nesvítí rovně před sebe, ale se sklonem, aby nedocházelo k oslňování ostatních účastníků silničního provozu. Fotodetektor byl vždy umístěn přímo naproti středu světloometu, ve vzdálenosti od 10 do 32 metrů, s krokem 2 metry. Tato maximální vzdálenost byla zvolena z technických

důvodů, protože v garáži byla nejdelší vzdálenost s přímou viditelností, která se v budově fakulty elektrotechniky a informatiky nachází. Při měření byla použita plankonvexní čočka. Při měření se porovnávalo, jestli použití zesílení 10 dB na fotodetektoru zlepši výsledky a do jaké míry.

Měřila se hodnota bitové chybovosti pro použité modulace 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM a 64-QAM. Hodnota nosné frekvence byla 1 MHz pro všechna měření. Dále se nastavovala hodnota IQ rate od 400 do 2000 kHz.

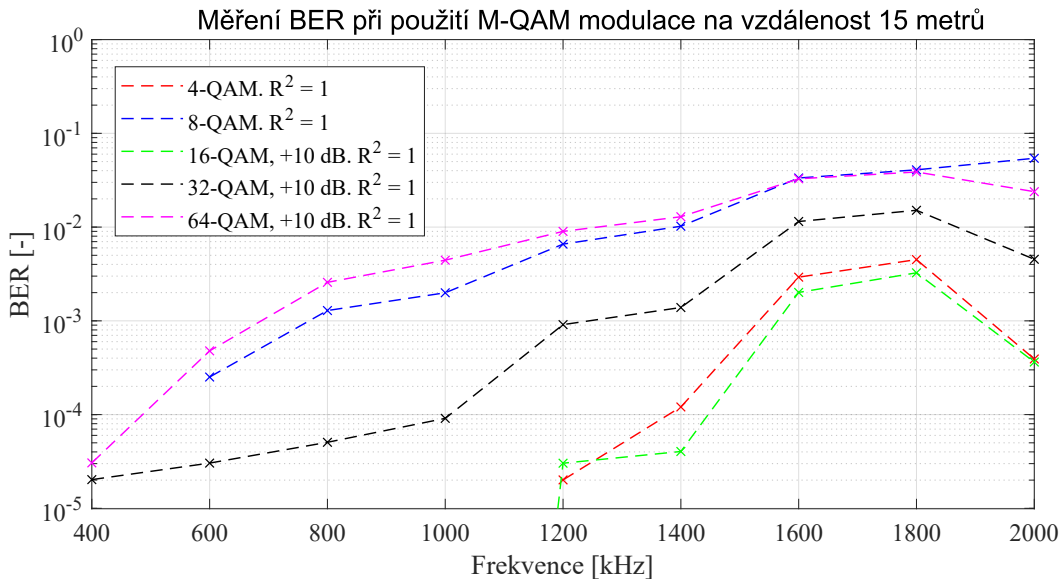
Všechny naměřené hodnoty včetně grafů a kódů v MATLABu jsou uvedeny v příloze.



Obrázek 5.22: Měření limitních vzdáleností v garáži na fakultě elektrotechniky a informatiky.

Ve všech grafech, které popisují bitovou chybovost pro hledání limitních vzdáleností od světlo-
metu, jsou hodnoty proloženy regresní křivkou. Ta ukazuje trend v posloupnosti bodů. Na obrázku
5.23 vidíme bitovou chybovost v závislosti na použité šířce pásma 15 metrů od světlo-
metu. Zatímco

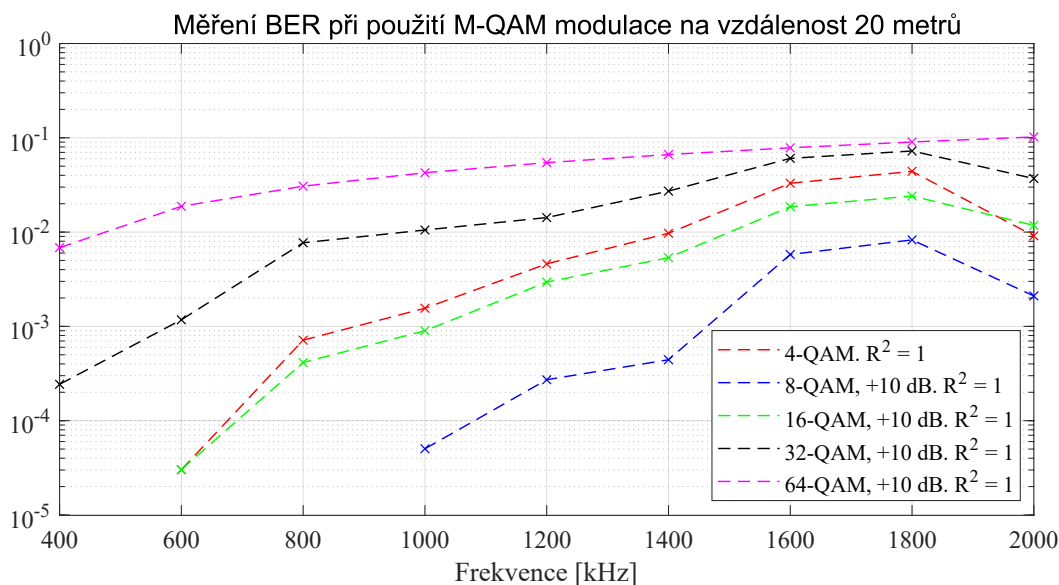
u modulací 4-QAM a 8-QAM nebylo použito zesílení, u vyšších modulačních formátech už bylo nutné přidat zesílení 10 dB na fotodetektoru, protože jinak se chybovost pohybuje v hodnotách BER 10^{-3} už na šířkách pásma 600 kHz. Nabízí nám to ovšem dobré srovnání, jelikož byla přijímaná výkonová úroveň na delší vzdálenosti příliš nízká, přidáním 10 dB zesílení na fotodetektoru se chybovost u modulace 64-QAM zlepší i o několik řádů. Vidíme, že modulaci 64-QAM zesílení pomáhá i na větších šířkách pásma, tedy do 1200 kHz. Následně hodnota BER překročí přes hranici řádu 10^{-3} a dále jsou tyto hodnoty pro nás nerelevantní. Na grafu je dobře vidět srovnání 4-QAM a 16-QAM modulace, u kterých se BER začíná relevantně projevovat na šířce pásma od 1200 kHz. Zesílení 10 dB na fotodetektoru pomáhá modulaci 16-QAM držet se na téměř stejných hodnotách bitové chybovosti jako 4-QAM. Velice podobné chování můžeme pozorovat i u 8-QAM a 64-QAM. Modulace 32-QAM se také stabilně drží pod hranicí bitové chybovosti 10^{-3} na téměř všech měřených šířkách pásma.



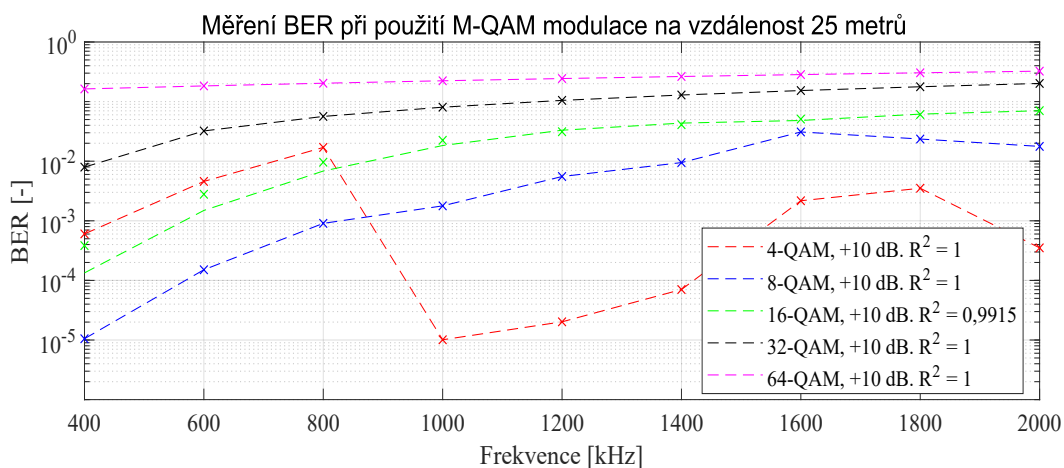
Obrázek 5.23: Měření BER na vzdálenost 15 metrů od světlometu.

Graf 5.24 porovnává modulaci 4-QAM s použitím zesílení 10 dB na fotodetektoru u všech ostatních měřených modulací. Použití zesílení u modulace 8-QAM nám dovoluje využít širší pásmo. Bitová chybovost se u modulace 8-QAM projevuje na šířce pásma 1000 kHz, kdežto na 15 metrech, kdy nebylo použito zesílení, se začala projevovat už na 600 kHz. Se zesílením jsme schopni se držet pod řádem BER 10^{-3} na celé šířce pásma. U modulace 32-QAM vidíme, že se blížíme na její limity použití, protože na šířce pásma 1000 kHz se chybovost pohybuje v těsně nad řádem 10^{-3} . Mezitím modulace 64-QAM dosáhla na této vzdálenosti svých limitů, protože se bitová chybovost pohybuje na hranici BER 10^{-3} při základní použité šířce pásma 400 kHz. Můžeme si opět všimnout kontrastu mezi 4-QAM a 16-QAM. To nám dokazuje výhodu použití zesílení. Je ovšem důležité poznamenat,

že použití zesílení na fotodetektoru nám negativně ovlivňuje využitelnou šířku pásma, se kterou je fotodetektor schopen pracovat.



Obrázek 5.24: Měření BER na vzdálenost 20 metrů od světlometu.

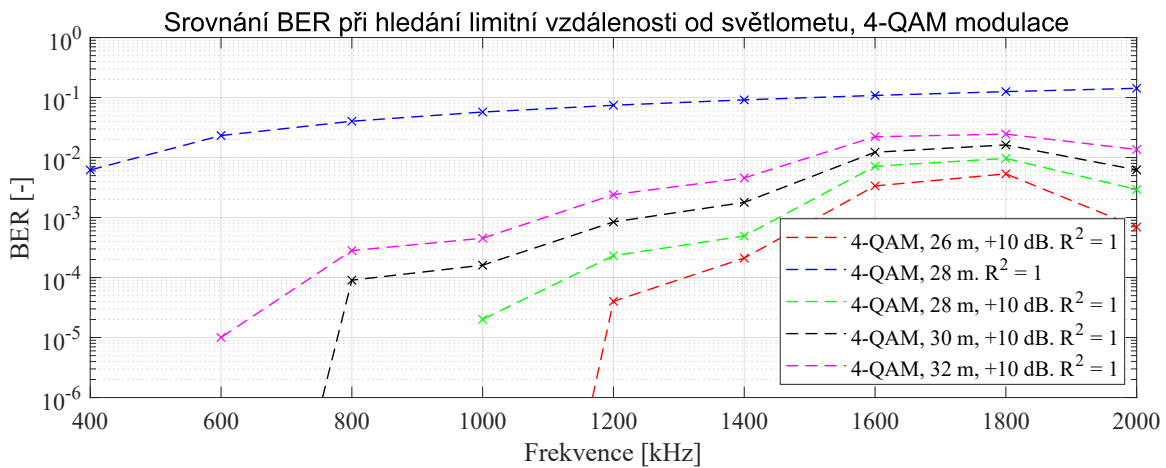


Obrázek 5.25: Měření BER na vzdálenost 25 metrů od světlometu.

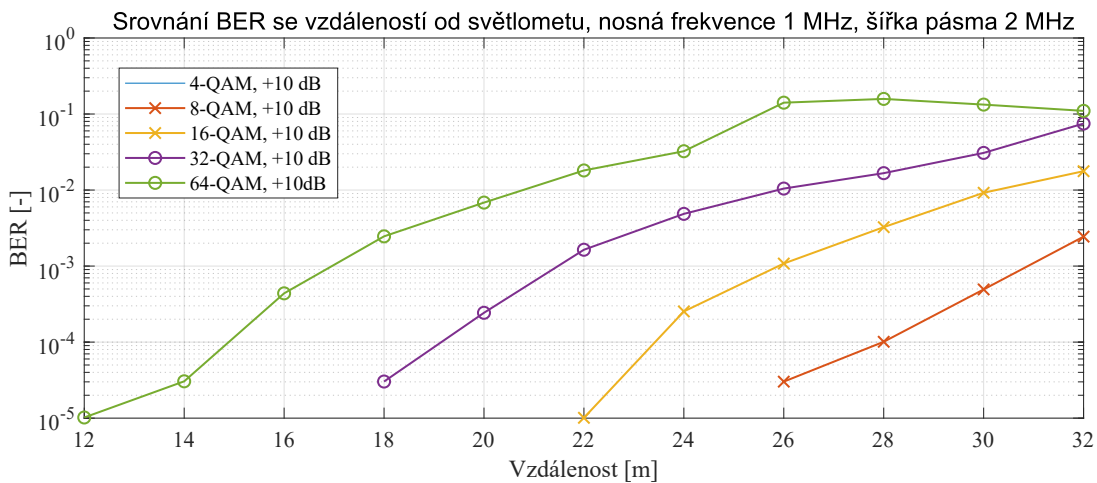
5.25 předpokládá použití zesílení na všech měřených modulacích. Je důležité poznamenat, že zesílení 10 dB na fotodetektoru u modulace 4-QAM bylo použito až při šířce pásma 1000 kHz, protože nižší šířce pásma bylo stále možné komunikovat na hodnotách BER 10^{-3} , vyjma 800 kHz. Také je vidět dobré srovnání, jak použití zesílení ovlivní výsledky, protože z řádu BER 10^{-2} se bylo možné dostat až na řád 10^{-5} a následně se držet na hodnotách chybovosti 10^{-3} . U modulace 8-QAM vidíme, že přijatelné hodnoty chybovosti jsou až do šířky pásma 1400 kHz. U modulace 32-QAM

můžeme pozorovat, že jsme našli limitní vzdálenost, při které je možné použít tuto modulaci na hodnotách BER 10^{-3} . Modulace 64-QAM je na vzdálenosti 25 metrů od světloometu nepoužitelná.

Na obrázku 5.26 vidíme srovnání 4-QAM modulace na limitních vzdálenostech od světloometu. Můžeme pozorovat, že bez použití zesílení na 28 metrech je modulace 4-QAM použitelná pouze na základní šířce pásma 400 kHz, což ale odhaluje limitní vzdálenost pro použití této modulace bez zesílení. Vidíme také, že při použití zesílení se 4-QAM modulace spíše lineárně zhoršuje a na 30 metrech od světloometu se bitová chybovost dostane na hodnoty 10^{-2} pouze na šířkách pásma 1600 a 1800 kHz. Na 32 metrech od světloometu se hodnoty BER dostanou na řád 10^{-2} od 1600 kHz. Použitím kombinace nosné frekvence 1 MHz a šířky pásma 1400 kHz bylo možné nalézt maximální dosah, při které je 4-QAM modulace schopna komunikace s bitovou chybovostí v řádu 10^{-3} .



Obrázek 5.26: Srovnání BER při hledání limitní vzdálenosti pro 4-QAM modulaci.



Obrázek 5.27: Srovnání BER se vzdáleností od světloometu do 32 metrů.

Obrázek 5.27 popisuje celkové srovnání všech použitých modulací v závislosti na vzdálenosti od světloometu. Je jasné vidět, že 4-QAM modulace dosahuje nejlepších výsledků na všech vzdálenostech, neboť její hodnota BER je se zesílením neměřitelná. U modulací 8-QAM a 16-QAM vidíme, že se dobře drží do hodnot BER 10^{-3} , kromě 16-QAM, která na limitní vzdálenosti 32 metrů je v řádech 10^{-2} . I modulace 32-QAM se dobře drží na hodnotách BER 10^{-3} až do 25 metrů, dále je také pro náš scénář nepoužitelná. Limit použití modulace 64-QAM je na 20 metrech od světloometu.

Kapitola 6

Závěr

Tato diplomová práce je zaměřena na komunikaci viditelným světlem vozidla s okolím. V teoretické části je popsán princip a využití této technologie, následně jsou popsány vybrané experimenty s využitím VLC a softwarově definovaného rádia týmů z celého světa. Je také detailně popsána modulace OFDM s možností využití cyklického prefixu.

Praktická část je zaměřená na experimenty. Jsou zde popsány měřené parametry (bitová chybovost a přenosová rychlost), použité komponenty a světlomet na automobilu. Také je popsána aplikace v LabVIEW Communications, ve které probíhalo měření a nastavení celého systému.

V měření se nastavovala hodnota nosné frekvence a hodnota IQ Rate, která představovala šířku pásma. Řád M-QAM modulace byl 4, 8, 16, 32 a 64. Měření bylo rozděleno na dvě části, přičemž v první části se měřila hodnota bitové chybovosti a přenosová rychlost použitého modulačního schématu (M-QAM) na vzdálenost do 10 metrů od světlometu, který byl umístěn přímo v automobilu tak, aby reflektoval reálný scénář. Bylo použito denní LED svícení na světlometu. Druhá část je zaměřena na limitní využití technologie, respektive hodnotu bitové chybovosti na co nejdelší vzdálenosti od světlometu. V druhé části bylo ovšem nutné stanovit limitní vzdálenost na 32 metrů, protože měření probíhalo v garáži na Fakultě elektroniky a informatiky VŠB-TUO, kde není delší přímé viditelnosti. Měření probíhalo v garáži, aby bylo možné co nejlépe eliminovat okolní rušení, primárně parazitní světlo slunce.

V první části měření se ukázalo, že použití nižších modulačních formátů (4-QAM a 8-QAM) má za následek nejmenší bitovou chybovost, ovšem za cenu snížení přenosové rychlosti systému.

Při měření 4-QAM modulace bylo zjištěno, že se stabilně udržuje pod hodnotou bitové chybovosti 10^{-3} i na 10 metrech, což značí hranici, při které je přijímaný signál ještě možné zpracovat. Jako nejlepší nosná frekvence se jeví 1 MHz. Zaručí nám sice nejmenší bitovou chybovost, ovšem nedovolí nám použít větší šířku pásma než 2000 kHz. Proto se jako nejlepší kombinací jeví nosná frekvence 2,2 MHz a modulace 16-QAM, která se na 5 metrech od světlometu drží na hodnotách bitové chybovosti v řádech 10^{-3} až do šířky pásma 2400 kHz. Přenosová rychlost je při využití této kombinace 3666,12 kbit/s. Pro srovnání, při využití modulace 4-QAM a šířky pásma 4000 kHz je přenosová

rychlost 3053,43 kbit/s. Na vyšších vzdálenostech by se u modulace 16-QAM jen snížila hodnota nosné frekvence na 1,8 MHz, ale dosahovala by velmi podobných výsledků bitové chybovosti.

V druhé části měření se zkoumaly limitní vzdálenosti, na kterých je systém schopný komunikace. Při tomto měření bylo použito zesílení +10 dB na fotodetektoru. Hodnota nosné frekvence byla pro všechny měření 1 MHz. Bylo zjištěno, že 32-QAM modulace má limit při šířce pásma 400 kHz na 25 metrech, což nám ale určuje přenosovou rychlost pouze 763,98 kbit/s. Jako nejlepší scénář se dá považovat 32-QAM komunikace na 15 metrech od světlometu, kdy při šířce pásma 2000 kHz dosahuje přenosové rychlosti 3819,92 kbit/s. Limit modulace 64-QAM byl na 20 metrech, kdy byla hodnota bitové chybovosti těsně pod řádem 10^{-3} při šířce pásma 400 kHz. Dále se pokoušelo najít limit využití 4-QAM modulace bez použití zesílení na fotodetektoru. Ten byl nalezen ve vzdálenosti 28 metrů od světlometu při použité šířce pásma 400 kHz. Po přidání zesílení +10 dB se hodnota bitové chybovosti zmenšila až na neměřitelnou, dále se začala projevovat až od šířky pásma 1000 kHz, což jasně dokazuje výhody použití zesílení na fotodetektoru.

Z naměřených výsledků vyplývá, že modulace 4-QAM se jeví jako nejlepší. Vykazuje nejlepších výsledků jak při použití různých hodnot nosné frekvence, různých šířek pásma, tak bitové chybovosti. Pokud bychom brali v potaz přenosovou rychlost, je samozřejmě nejvhodnější využít modulaci 64-QAM, která zvládne přenést 6 bitů na jeden symbol, zatímco 4-QAM modulace zvládne přenést pouze 2 bity.

Protože maximální měřená vzdálenost v garáži byla 32 metrů, testoval se komunikační systém také venku. Na 32 metrech byla hodnota bitové chybovosti $1,50^{-2}$, tedy nepoužitelná pro komunikaci. Měření venku probíhalo v podvečer, ovšem denní světlo stále negativně ovlivňovalo výsledky měření. Jako limit 4-QAM modulace při měření venku bylo stanoveno 30 metrů, protože při šířce pásma 400 kHz a nosné frekvenci 1 MHz bylo dosaženo hodnoty bitové chybovosti $6,62^{-3}$.

Celý měřicí systém byl postavený pro statické měření. V budoucnosti by se mohla měřicí soustava stát mobilní a využívat také rádiových frekvencí, například 5G sítí, které by mohly sloužit při komunikaci s USRP a fotodetektorem, a odstranit nutnost použití kabelů. To by znamenalo efektivní využití stávající infrastruktury rádiových sítí a VLC komunikace.

Literatura

1. SIDDIQI, K.; RAZA, A. D.; MUHAMMAD, S. Sheikh. Visible light communication for V2V intelligent transport system. 2016, s. 1–4. Dostupné z DOI: 10.1109/COBCOM.2016.7593510.
2. JIANG, Daniel; DELGROSSI, Luca. IEEE 802.11p: Towards an International Standard for Wireless Access in Vehicular Environments. In: *VTC Spring 2008 - IEEE Vehicular Technology Conference*. 2008, s. 2036–2040. Dostupné z DOI: 10.1109/VETECS.2008.458.
3. MATHEUS, Luiz Eduardo Mendes; VIEIRA, Alex Borges; VIEIRA, Luiz F. M.; VIEIRA, Marcos A. M.; GNAWALI, Omprakash. Visible Light Communication: Concepts, Applications and Challenges. *IEEE Communications Surveys Tutorials*. 2019, roč. 21, č. 4, s. 3204–3237. Dostupné z DOI: 10.1109/COMST.2019.2913348.
4. *The electromagnetic spectrum*. Dostupné také z: <https://spark.iop.org/electromagnetic-spectrum-0>.
5. MOUBAYED, Abdallah; SHAMI, Abdallah; HEIDARI, Parisa; LARABI, Adel; BRUNNER, Richard. Edge-Enabled V2X Service Placement for Intelligent Transportation Systems. *IEEE Transactions on Mobile Computing*. 2021, roč. 20, č. 4, s. 1380–1392. Dostupné z DOI: 10.1109/TMC.2020.2965929.
6. MOUBAYED, Abdallah; SHAMI, Abdallah. Softwarization, Virtualization, Machine Learning For Intelligent and Effective V2X Communications. *IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine*. 2020. Dostupné z DOI: 10.1109/MITS.2020.3014124.
7. *V2X: What is Vehicle to Everything?* 2021. Dostupné také z: <https://www.thalesgroup.com/en/markets/digital-identity-and-security/iot/industries/automotive/use-cases/v2x>.
8. CHEN, Shanzhi; HU, Jinling; SHI, Yan; PENG, Ying; FANG, Jiayi; ZHAO, Rui; ZHAO, Li. Vehicle-to-Everything (v2x) Services Supported by LTE-Based Systems and 5G. *IEEE Communications Standards Magazine*. 2017, roč. 1, č. 2, s. 70–76. Dostupné z DOI: 10.1109/MCOMSTD.2017.1700015.
9. *Typy C-ITS systémů*. Dostupné také z: <https://c-roads.cz/cs/systemy-c-its/typy-c-its-systemu/>.

10. ALLIANCE, NGMN. Perspectives on vertical industries and implications for 5G. *White Paper*, Jun. 2016.
11. CHOI, Junil; VA, Vutha; GONZALEZ-PRELCIC, Nuria; DANIELS, Robert; BHAT, Chandra R.; HEATH, Robert W. Millimeter-Wave Vehicular Communication to Support Massive Automotive Sensing. *IEEE Communications Magazine*. 2016, roč. 54, č. 12, s. 160–167. Dostupné z DOI: 10.1109/MCOM.2016.1600071CM.
12. YAMAZATO, Takaya. *ORCID*. Dostupné také z: <https://orcid.org/0000-0001-5256-4965>.
13. YAMAZATO, Takaya. Overview of visible light communications with emphasis on image sensor communications. 2017, s. 1–6. Dostupné z DOI: 10.23919/APCC.2017.8304093.
14. YAMAZATO, Takaya; TAKAI, Isamu; OKADA, Hiraku; FUJII, Toshiaki; YENDO, Tomohiro; ARAI, Shintaro; ANDOH, Michinori; HARADA, Tomohisa; YASUTOMI, Keita; KAGAWA, Keiichiro; KAWAHITO, Shoji. Image-sensor-based visible light communication for automotive applications. *IEEE Communications Magazine*. 2014, roč. 52, č. 7, s. 88–97. Dostupné z DOI: 10.1109/MCOM.2014.6852088.
15. CĂILEAN, Alin-Mihai; AVĂTĂMĂNIȚEI, Sebastian-Andrei; BEGUNI, Cătălin; POPA, Valentin; DIMIAN, Mihai. Experimental Demonstration of a 188 meters Infrastructure-to-Vehicle Visible Light Communications Link in Outdoor Conditions. 2021, s. 1–6. Dostupné z DOI: 10.1109/SAS51076.2021.9530174.
16. CAILEAN, Alin-Mihai; DIMIAN, Mihai. Impact of IEEE 802.15.7 Standard on Visible Light Communications Usage in Automotive Applications. *IEEE Communications Magazine*. 2017, roč. 55, č. 4, s. 169–175. Dostupné z DOI: 10.1109/MCOM.2017.1600206.
17. AMJAD, Muhammad Sohaib; TEBRUEGGE, Claas; MEMEDI, Agon; KRUSE, Stephan; KRESS, Christian; SCHEYTT, J. Christoph; DRESSLER, Falko. Towards an IEEE 802.11 Compliant System for Outdoor Vehicular Visible Light Communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2021, roč. 70, č. 6, s. 5749–5761. Dostupné z DOI: 10.1109/TVT.2021.3075301.
18. AMJAD, Muhammad Sohaib; TEBRUEGGE, Claas; MEMEDI, Agon; KRUSE, Stephan; KRESS, Christian; SCHEYTT, Christoph; DRESSLER, Falko. An IEEE 802.11 Compliant SDR-Based System for Vehicular Visible Light Communications. 2019, s. 1–6. Dostupné z DOI: 10.1109/ICC.2019.8761960.
19. WEINSTEIN, Stephen B. The history of orthogonal frequency-division multiplexing [History of Communications]. *IEEE Communications Magazine*. 2009, roč. 47, č. 11, s. 26–35. Dostupné z DOI: 10.1109/MCOM.2009.5307460.

20. *Concepts of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and 802.11 WLAN*. Dostupné také z: http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/wlan-ofdm/Content/ofdm_basicprinciplesoverview.htm.
21. WITTE, Bob. *The basics of 5G's modulation, OFDM*. 2020. Dostupné také z: <https://www.5gtechnologyworld.com/the-basics-of-5gs-modulation-ofdm>.
22. MATIC, Dusan. *Mathematical description of OFDM*. 1999. Dostupné také z: <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr05/ofdm/ofdmmath.htm>.
23. JOSHI, Ameya. *What is a Cyclic Prefix in a Orthogonal Frequency Division Multiplexing?* 2020. Dostupné také z: <https://www.linkedin.com/pulse/what-cyclic-prefix-orthogonal-frequency-division-ameya-joshi-1c/>.
24. PRAVDA, Ivan. *Modulace s více nosnými kmočity*. 2015. Dostupné také z: <https://publi.cz/books/234/02.html>.
25. *What is Bit Error Rate: BER tutorial*. Dostupné také z: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/bit-error-rate-ber/what-is-ber-definition-tutorial.php>.
26. MAŠKOVÁ, Ludmila. *Přenosová a modulační rychlost, Informační rychlost, Shannon – Hartleyův zákon, Propustnost kanálů, Entropie*. Dostupné také z: <https://adoc.pub/25-penosova-a-modulani-rychlost-informani-rychlost-shannon-h.html>.
27. *Thorlabs: PDA36A-EC*. Dostupné také z: <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=PDA36A-EC&pn=PDA36A-EC#11887>.
28. DRATNAL, Martin. *Softwarově definovaná optika*. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2020. Dostupné také z: <http://hdl.handle.net/10084/140431>.

Příloha A

Seznam příloh

1. Datasheety
2. Grafy
3. Tabulky naměřených hodnot