



VYSOKÁ ŠKOLA BÁŇSKÁ–TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA
VŠB–TECHNICAL UNIVERSITY OF OSTRAVA

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMPUTER
SCIENCE



KATEDRA TELEKOMUNIKAČNÍ TECHNIKY
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

Studium vlastností optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory v oblasti viditelného optického záření

Study of the Indoor Optical Wireless Network in the Visible Optical Radiation

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DISSERTATION THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. Petr Koudelka

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. RNDr. Vladimír Vašínek, CSc.

OSTRAVA, 2015

ABSTRAKT

Bezdrátové datové sítě představují progresivně se vyvíjející oblast informačních technologií. Umožňují lidem být více flexibilní, protože nemusí zůstat v pevném místě, například doma nebo v kanceláři, ale mohou sdílet informace s ostatními lidmi při cestování v autě nebo při chůzi po ulici. Bezdrátové datové sítě umožňují lepší dostupnost služeb než tradiční drátové připojení. Nový dynamický směr vývoje bezdrátových datových sítí je založen na myšlence datových sítí využívajících optického záření v oblasti viditelného spektra VLC (Visible Light Communications). Impulzem tohoto směru vývoje se stal pokrok v technologiích polovodičového osvětlení prostřednictvím bílých výkonových LED (Light Emitting Diode). Tento typ bezdrátových datových sítí označujeme jako optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory využívající optického záření v oblasti viditelného spektra. První výsledky výzkumu v této oblasti byly zakončeny v prosinci 2011 normou IEEE 802.15.7 (modulační formáty OOK, VPPM a CSK). Práce si klade za cíl sledovat současné trendy pokračujícího výzkumu. Jedná se o problematiku vícecestného šíření při hybridním spojení mezi vysílačem a přijímačem při přímé viditelnosti LOS (Line of Sight) a řešení kolísání včetně řízení optického výkonu při přenosu dat pro vícecestavové modulační formáty. Teoretická část práce se zabývá problematikou matematického popisu a softwarového modelování buňky optického vysílače pracujícího ve viditelné oblasti optického záření a dále matematickému popisu vlivu modulačních formátů na problémy způsobené vícecestným šířením. Praktická část práce se věnuje experimentálnímu ověření vlivu modulačních formátů na problémy způsobené vícecestným šířením, ověření vlivu modulačních formátů na kolísání optického výkonu včetně návrhu řešení eliminace kolísání a řízení optického výkonu pro vícecestavové modulační formáty.

KLÍČOVÁ SLOVA

Optické bezvláknové datové sítě, LED, optický bezvláknový kanál, vícecestavové modulace, viditelné optické spektrum, vícecestné šíření.

ABSTRACT

The wireless networks represent progressively developed area of information technologies. They allow to the people to be more flexible, because they can't be fixed in their homes or offices, but they can share information with other people during travelling in the train, car or even during walking on the street. The wireless networks enable better availability of the services then conventional wiring connection. The new dynamic direction of wireless networks development is based on the idea of networks utilizing the optical radiation in the visible spectrum VLC (Visible Light Communications). The impulse of this development direction was improvement in the semiconductor lighting technologies, namely the white power LEDs (Light Emitting Diode). These types of wireless networks are denoted as the optical wireless networks for indoor spaces utilizing optical radiation in the visible spectrum. The first research results in this area were concluded by the IEEE standard 802.15.7 (modulations VPPM, OOK and CSK) in 2011. The aim of this thesis is to observe current research trends. It is mainly problematic of multipath propagation during hybrid connection in between transceiver and receiver with direct visibility LOS and variation of optical power during data transmission for higher modulation formats. The theoretical part of this thesis includes summary of wireless networks, is closely dealing with optical wireless networks and also with mathematical description of optical wireless networks channel for indoor spaces utilizing optical radiation in visible spectrum. The theoretical part is dealing with mathematical description and software modulation of the optical transmitter cell operating in visible radiation range and also with mathematical description of the modulation formats influence on difficulties caused by multipath propagation. Practical part is aimed at experimental verification of modulation formats influence on problems caused by multipath propagation, verification of modulation formats influence on optical power variation. This part is also including suggestions for variations elimination and optical power control in case of multistate modulation formats.

KEYWORDS

Optical wireless network, LED, optical wireless channel, multi-state modulation, visible light optical spectrum, multipath propagation.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem svou dizertační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího dizertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

Ostrava

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu dizertační práce panu prof. RNDr. Vladimíru Vašinkovi, CSc., za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci. Dále bych chtěl poděkovat své ženě Aničce a synovi Maxmilianovi za toleranci, zvláště při dokončování této dizertační práce.

Ostrava

.....

(podpis autora)

OBSAH

1 Úvod	14
1.1 Cíle disertační práce	15
2 Bezdrátové datové sítě	16
2.1 Mobilní datové sítě	16
2.1.1 GSM	16
2.1.2 GPRS	16
2.1.3 EDGE	16
2.1.4 UMTS	17
2.2 Bezdrátové datové sítě dle standardu IEEE 802	17
2.2.1 IEEE 802.11	17
2.2.2 IEEE 802.15	18
2.2.3 IEEE 802.16	18
2.2.4 IEEE 802.20	18
2.2.5 IEEE 802.22	19
2.3 Problematika provozu bezdrátových datových sítí	19
3 Optické bezvláknové datové sítě	21
3.1 Optické bezvláknové datové sítě pro venkovní prostory	21
3.2 Optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory	22
3.2.1 IrDA	23
3.2.2 Optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory v infračervené oblasti	24
3.2.3 Optické bezvláknové datové sítě pracující ve viditelné oblasti určené pro vnitřní prostory	25
3.3 IEEE 802.15.7: VLC	26
3.3.1 Současné trendy vývoje v oblasti optických bezvláknových datových sítí pro vnitřní prostory	27
4 Optický bezvláknový komunikační kanál	29
4.1 Obecný model optického bezvláknového komunikačního kanálu	31
4.2 Optické filtry a koncentrátory	33
4.3 Distribuce optického záření	35
5 Návrh optického vysílače VLC systému	37
5.1 Návrh modulátoru vysílací buňky VLC systému	38
5.1.1 Varianta A	38
5.1.2 Varianta B	41
5.1.3 Varianta C	45

5.2	Návrh buňky VLC systému	48
5.2.1	Vzdálenost mezi SMD LED	51
5.3	Distribuce optického výkonu v místnosti	53
5.3.1	Vliv elementů odrazu	55
6	Vícecestné šíření optického signálu	62
6.1	Vliv modulačních formátů na vícecestné šíření	65
6.2	Pravděpodobnost přijaté chyby	67
6.2.1	Modulace amplitudového klíčování ASK	70
6.2.2	Modulace fázového klíčování PSK	74
6.2.3	Kvadraturní amplitudová modulace QAM	77
7	Vliv vícestavových modulačních formátů na fotometrické veličiny	81
7.1	Měření fotometrických veličin	82
7.2	Měření homogenity	84
7.3	Statistické vyhodnocení	85
7.3.1	M-PSK	86
7.3.2	M-QAM	86
8	Návrh řešení regulace optického výkonu	88
8.1	Výkonová efektivita systému VLC	89
8.2	Linearizace a škálování vstupního signálu	89
8.3	Tvarování signálu na bázi jeho ořezání	91
9	Závěr	93
	Literatura	95
	Publikační činnost	101

SEZNAM OBRÁZKŮ

3.1	Klasifikace variant optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory mezi vysílačem (V) a přijímačem (P), [24].	23
3.2	IrDA protokol: (a) vrstvy IrDA protokolu pro komunikaci v infračervené oblasti, (b) optická geometrie IrDA komunikace.	24
3.3	Modulační spektrum definované standardem IEEE 802.15.7.	27
4.1	Konfigurace optického bezvláknového kanálu tvořeného vysílačem (skupina LED), přijímačem (fotodiody) a elementů odrazu uvnitř místnosti.	29
4.2	Model optického bezvláknového kanálu jako pásmový, lineární a časově invariantní systém s impulzní odezvou $h(t)$, signálově nezávislým aditivním šumem $n(t)$ a interferencí $i(t)$. Fotodetektor má citlivost \mathfrak{R}	31
4.3	Typický průběh citlivosti \mathfrak{R} Si PIN fotodiody v závislosti na vlnové délce, přenos LP optického filtru typu Schoot RG-780 a výsledná citlivost přijímače.	33
4.4	Optické koncentrátoři s nezobrazovací optikou: (a) hemisférický s planárním optickým filtrem, (b) hemisférický s hemisférickým optickým filtrem, (c) CPC (<i>Compound Parabolic Concentrator</i>) s planárním optickým filtrem.	34
4.5	Spektrální distribuce optického výkonu bílé výkonové LED a spektrální odrazivost standardních materiálů uvnitř místnosti [42].	35
5.1	Frekvenční charakteristika bílé LED, [47].	37
5.2	Schéma zapojení a plošný spoj matice 5×5 SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT.	39
5.3	Schéma zapojení modulátoru pro plošný spoj matice 5×5 SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT.	39
5.4	Frekvenční charakteristika modulátoru varianty (A) a SMD LED s filtrem 525 nm a bez filtru (matice 5 × 5 SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT).	41
5.5	Schéma zapojení a plošný spoj matice 3×3 SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram.	42
5.6	Schéma zapojení modulátoru (B) pro plošný spoj matice 3×3 SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram.	43
5.7	Frekvenční charakteristika modulátoru varianty (B) a SMD LED s filtrem 525 nm a bez filtru, matice 3 × 3 SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LCWG5GP-FYGY-5R8T (3000 K) a SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E (6500 K).	44
5.8	Příklad vnitřního zapojení napájecí výhybky Bias-T.	46
5.9	Schéma zapojení modulátoru (C) pro plošný spoj matice 3×3 SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram.	47

5.10	Frekvenční charakteristika modulátoru varianty (C) Bias-T a SMD LED s filtrem 525 nm a bez filtru, matice 3×3 SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LCWG5GP-FYGY-5R8T (3000 K) a SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E (6500 K).	47
5.11	Frekvenční charakteristika modulátoru varianty (C) Bias-T.	48
5.12	Půdorys temné místnosti včetně situačního plánu.	49
5.13	Průběh vlivu vzdálenosti mezi SMD LED na hodnotu optického výkonu P_{max}	53
5.14	Průběh vlivu vzdálenosti mezi SMD LED na hodnotu rovnoměrnosti distribuce optického výkonu P_{min}/P_{mean}	53
5.15	Distribuce optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] pro hodnotu vzdálenosti mezi SMD LED $x = 12$ mm.	54
5.16	Distribuce optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] pro hodnotu vzdálenosti mezi SMD LED $x = 33$ mm.	54
5.17	Průběh vlivu vzdálenosti mezi SMD LED na hodnotu optického výkonu P_{max} při změně $2\phi_{1/2}$	55
5.18	Distribuce optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla MODUS LLX418AL, SMD LED 6500 K.	55
5.19	Distribuce optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla Greenlux ORI VVG, SMD LED 6500 K.	56
5.20	Distribuce optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla MODUS LLX418AL, SMD LED 6500 K, metoda výpočtu po jednotlivých SMD LED.	56
5.21	3D graf distribuce optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla MODUS LLX418AL, SMD LED 6500 K, standardní metoda výpočtu.	57
5.22	3D graf distribuce optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla MODUS LLX418AL, SMD LED 6500 K, metoda výpočtu po jednotlivých SMD LED.	57
5.23	3D graf distribuce celkového optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi bodového svítidla GWL/POWER LED, SMD LED 6500 K, do výpočtu zahrnut vliv pevných překážek.	58
5.24	3D graf distribuce optického výkonu P_{ph} [$W \cdot mm^{-2}$] způsobeného odrazem optického záření od pevných překážek, vysílací buňka VLC systému na bázi šasi bodového svítidla GWL/POWER LED, SMD LED 6500 K.	58
5.25	SNR při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor PDA10A.	59

5.26	Horizontální osvětlení prostoru temné místnosti při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K.	59
5.27	SNR při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784.	60
5.28	Horizontální osvětlení prostoru temné místnosti při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784.	61
5.29	SNR při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784.	61
5.30	SNR při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).	61
6.1	τ_{RMS} při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).	63
6.2	μ_s při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).	63
6.3	τ_{RMS} při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).	64
6.4	μ_s při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).	64
6.5	R_b při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).	65
6.6	R_b při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).	66

6.7	Situační schéma pro měření vlivu modulačních formátů na vícecestné šíření, fotodetektor PDA10A, 2 svítidla GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, modulátor Bias-T.	67
6.8	SNR při konfiguraci 2 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor PDA10A, konfigurace dle Obr. 6.5.	68
6.9	$\Delta\tau_{RMS}$ konfiguraci 2 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor PDA10A, konfigurace dle Obr. 6.5.	68
6.10	$\Delta\tau_{RMS}$ v závislosti na vzdálenosti fotodetektoru s_x od vysílače VLC buňky č. 1.	69
6.11	Vliv změny poměru $\Delta\tau_{RMS}/R_b$ na přenosové rychlosti R_b vlivem vícecestného šíření optického signálu, počáteční $R_b = 10$ MHz.	69
6.12	Vliv změny poměru $\Delta\tau_{RMS}/R_b$ na přenosové rychlosti R_b vlivem vícecestného šíření optického signálu, počáteční $R_b = 100$ MHz.	70
6.13	Gaussova distribuce přijatých logických úrovní signálu, nastavení rozhodovací úrovně i_{th}	71
6.14	Závislost BER na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$, modulační formát OOK.	74
6.15	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -ASK, nosná frekvence 1 MHz.	74
6.16	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -ASK, nosná frekvence 5 MHz.	75
6.17	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -ASK, nosná frekvence 10 MHz.	75
6.18	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -pSK, nosná frekvence 1 MHz.	77
6.19	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -PSK, nosná frekvence 5 MHz.	77
6.20	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -PSK, nosná frekvence 10 MHz.	78

6.21	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -QAM, nosná frekvence 1 MHz.	79
6.22	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -QAM, nosná frekvence 5 MHz.	80
6.23	Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -QAM, nosná frekvence 10 MHz.	80
7.1	Přední světlomet Jaguar XK s funkcí DRL, SMD LED Osram řady Advanced Power TOPLED Plus, 6500 K.	82
7.2	Převodní charakteristika DRL funkce světlometu Jaguar XK s původní řídicí elektronikou a bez původní elektroniky.	82
7.3	Převodní charakteristika DRL funkce světlometu Jaguar XK s původní řídicí elektronikou a bez původní elektroniky.	83
7.4	Isocandelová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK s původní řídicí elektronikou.	83
7.5	Isocandelová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK s $2\times$ modulátor Bias-T, modulační formát 64-QAM.	84
7.6	Jasová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK s původní řídicí elektronikou.	85
7.7	Jasová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK s $2\times$ modulátor Bias-T, modulační formát 64-QAM.	86
7.8	Boxplot statistického vyhodnocení vlivu modulačního formátu M-PSK na kolísání optického výkonu.	87
7.9	Boxplot statistického vyhodnocení vlivu modulačního formátu M-QAM na kolísání optického výkonu.	87
8.1	Schématické znázornění metody škálování.	90
8.2	Schématické znázornění metody ořezání signálu.	92

SEZNAM TABULEK

3.1	Limity vyzařovaného výkonu zdroje optického záření [20].	22
3.2	Modulační formáty standardu IrDA [25].	24
5.1	Parametry SMD LED PLCC2LW3CT.	38
5.2	Advanced Power TOPLED Plus LCWG5GP-FYGY-5R8T, pouzdro PLCC4.	42
5.3	Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, pouzdro PLCC4.	42
5.4	Parametry napájecí výhybky Bias-T ZX85-12G+.	46
5.5	Rozměry šasi zářivkových kancelářských svítidel a bodovek.	50
5.6	Určení maximálního a minimálního počtu SMD LED od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus dle rozměrů šasi svítidel a původnímu světelnému toku Φ	51
5.7	Výpočet maximální vzdálenosti mezi jednotlivými SMD LED od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus.	52
5.8	Požadovaný počet integrovaných modulátorů Bias-T do svítidel.	52
6.1	Teoretická horní mez přenosových rychlostí konfigurací svítidel dle Obr. 6.1 a Obr. 6.3 pro modulační formát OOK.	66

1 ÚVOD

Bezdrátové datové sítě představují progresivně se vyvíjející oblast informačních technologií. Umožňují lidem být více flexibilní, protože nemusí zůstat na pevném místě, například doma nebo v kanceláři, ale mohou sdílet informace s ostatními lidmi při cestování v autě nebo při chůzi po ulici. Bezdrátové datové sítě umožňují lepší dostupnost služeb než tradiční drátové připojení. V budoucnosti lze očekávat, že příští generace datových sítí bude založena na vysokokapacitních páteřních sítích a velkého množství přístupových sítí [1], [2]. Tento trend je možné sledovat již v současnosti. V posledních letech razantním způsobem vzrostl rozvoj bezdrátových technologií, což mělo za následek ohromný nárůst koncových uživatelů. Při takovém vývoji je možné očekávat problémy v oblastech licenčních pásem s potenciálními problémy přetížení, vzájemného rušení a také s bezpečnostními riziky, jaké se v současné době projevují v pásmech bezlicenčních [3].

Řešení těchto problematických otázek ve vnitřních prostorech se nabízí v podobě optických bezvláknových datových sítí. V roce 1979 byl poprvé veřejnosti předložen koncept optické bezvláknové sítě F. R. Gfellerem a U. Bapstem [4]. Jejich koncept využíval difúzní optické záření v blízké infračervené oblasti a dosahoval přenosové rychlosti 1 Mbps. Snížení ztrát optického vlákna v roce 1966 (Charles K. Kao) a vynález polovodičového laseru pracujícím v kontinuálním režimu v roce 1970 (nezávisle Žores I. Alfjorov a Dmitrij Z. Garbuzov) změnili hlavní proud výzkumu do oblasti přenosu informací prostřednictvím optických vláken. Nicméně v posledních dvou dekáдах bylo možné sledovat rostoucí tendence návratu k původním myšlenkám optického bezvláknového přenosu informací ve venkovním prostředí (*outdoor*) i uvnitř místností (*indoor*).

Nový dynamický směr výzkumu a vývoje bezdrátových datových sítí je založen na myšlence využití optického záření v oblasti viditelného spektra VLC (*Visible Light Communications*). Impulsem tohoto směru se stal pokrok v technologiích polovodičového osvětlení prostřednictvím bílých LED (*Light Emitting Diode*). Tento typ bezdrátových datových sítí označujeme jako optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory využívající optického záření v oblasti viditelného spektra. První výsledky výzkumu v této oblasti byly zakončeny v prosinci 2011 normou IEEE 802.15.7 (modulace VPPM, OOK a CSK). Práce si klade za cíl sledovat současné trendy pokračujícího výzkumu. Jedná se o problematiku vícecestného šíření při hybridním spojení mezi vysílačem a přijímačem při přímé viditelnosti LOS (*Line of Sight*) a řešení kolísání optického výkonu včetně umožnění jeho regulace při přenosu dat pro vícecestavové modulační formáty.

První fází bylo nutné navrhnout modulátor pro vytvoření vysílače buňky VLC systému. Vysílač buňky VLC systému musí nejen umožňovat plnění úkolů klasického zdroje záření ve viditelné oblasti pro osvětlení daného prostoru, ale musí také umožňovat vytvoření optického bezvláknového přenosového řetězce. Koncept modulátoru musí tedy splňovat funkci zdroje záření i zdroje datové komunikace. Podmínky kladené na vysílací buňku VLC systému je dostatečná šířka pásma pro umožnění vytvoření 100 Mbps dato-

vého přenosu (dle standardu IEEE 802.15.7). Na základě parametrů jednoho segmentu vysílače buňky VLC systému je nutné provést simulace pro pokrytí uvažovaného prostoru dostatečnou úrovní optického výkonu tak, aby byla jednak splněna norma ČSN EN 12464-1 Osvětlení pracovních prostorů [46] vycházející z evropské verze EN 12464-1:2002 z hlediska splnění požadavků na zdroj optického záření pro osvětlení daného prostoru a dále, což je v našem případě klíčové, nutnost provedení simulací rozložení odstupu signálu od šumu SNR. Tento parametr je nejdůležitějším parametrem pro kvalitativní posouzení optického bezvláknového řetězce. Při návrhu pokrytí místnosti dostatečnou úrovní SNR je nutné brát ohled na odrazy optického záření od pevných překážek (například zdí), které přináší do komunikačního řetězce parazitní jev nazývaný vícecestné šíření.

Vícecestné šíření je aspekt, který může ovlivňovat maximální přenosovou rychlost. Z těchto důvodů se část práce věnuje této problematice s ohledem na vliv vícecestného šíření na případné nasazení vícestavových modulačních formátů. Měření vlivu vícecestného šíření je prováděno v rámci tzv. temné místnosti. Při tomto měření je matematicky zohledněn vliv na parametr EVM pro vícestavové modulační formáty. Další část práce se zabývá problematikou vlivu vícestavových modulačních formátů na fotometrické veličiny. Standard IEEE 802.15.7 definuje metodu regulace kolísání optického výkonu pro jednotlivé definované fyzické vrstvy při použití modulačních formátů OOK a VPPM. Práce si klade za cíl provést sadu měření pro vícestavové modulační formáty, konkrétně M -ASK, M -PSK a M -QAM. Výsledky měření jsou statisticky vyhodnoceny a navíc je celý koncept vysílače buňky VLC podroben přísné fotometrické normě používané v automobilovém průmyslu při výrobě světlometů. Norma je definována Evropskou hospodářskou komisí pro OSN, ECE, pod všeobecně známém označením ECE R 87.

Závěr práce je věnován problematice řešení regulace optického výkonu při použití konceptu vysílače buňky VLC systému na bázi vícestavových modulačních formátů. V tomto případě je nutné zajistit regulaci optického výkonu jako jednu z funkcí konceptu definovaného standardem IEEE 802.15.7. Byl navržen matematický model pro řešení regulace při použití modulátoru Bias-T včetně řešení lineárního škálování pro potlačení nelineárního zkreslení převodní charakteristiky LED.

1.1 Cíle disertační práce

Cíle disertační práce byly definovány do následujících bodů:

- Matematický popis a softwarové modelování optického vysílače pracujícího ve viditelné oblasti pro vytvoření jedné buňky varianty hybridního spojení s přímou viditelností LOS.
- Matematický popis, simulace a experimentální ověření vlivu modulačního formátu na problémy způsobené vícecestným šířením.
- Experimentální ověření vlivu modulačních formátů na kolísání optického výkonu.
- Návrh řešení eliminace kolísání optického výkonu pro vyšší modulační formáty.

2 BEZDRÁTOVÉ DATOVÉ SÍTĚ

Bezdrátové, respektive v optické oblasti bezvláknové, technologie mohou využívat ke své činnosti přenosu užitečných informací širokou oblast od radiových vln ($\lambda = 1 \text{ km}$) až po ultrafialové záření ($\lambda = 10 \text{ nm}$). Oblast využitelnosti pro přenos informací se dělí celkem do 5 skupin [5]:

- radiové vlny (vlnová délka v rozmezí 1 km až 1 dm),
- mikrovlny (vlnová délka v rozmezí 1 dm až 0,1 mm),
- infračervené záření (vlnová délka v rozmezí 0,1 mm až 760 nm),
- viditelné záření (vlnová délka v rozmezí 760 nm až 390 nm),
- ultrafialové záření (vlnová délka v rozmezí 390 nm až 10 nm).

2.1 Mobilní datové sítě

První datové sítě, které umožnili mobilním koncovým účastníkům přenos informací, byly mobilní datové sítě. Tento přelom v datových sítích nastal v roce 1992, kdyby byly komerčně zprovozněny mobilní sítě 2. generace pod názvem GSM. Tyto datové sítě využívají oblast radiových vln.

2.1.1 GSM

První přenos dat pro mobilní účastníky umožnila síť GSM (*Global System for Communication*). V oblasti datových služeb nabízela jen velice pomalé datové spojení s rychlostí 9,6 kbps ve vzestupném směru (upload) a 9,6 kbps ve směru sestupném (download). V současné době se GSM již stará čistě jen o hlasové služby. Sítě GSM spadají do kategorie tzv. mobilních sítí 2G [6].

2.1.2 GPRS

Nadstavbou datového přenosu v sítích GSM se stala mobilní datová síť GPRS (*General Packet Radio Service*). GPRS nabízí teoretickou rychlost až 42,6 kbps (upload) a 85,2 kbps (download). V praxi se rychlosti pohybují spíše okolo 25 kbps (upload) a 50 kbps (download). GPRS mobilní datová síť se označuje jako síť 2,5G [6], [7].

2.1.3 EDGE

Mobilní datová síť EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*) vznikla úpravou datové sítě GPRS. Došlo ke změně modulace signálu z GMSK na 8PSK spolu s úpravou kódování. EDGE nabízí teoretickou rychlost až 119,3 kbps (upload) a 238,6 kbps (download). V praxi se rychlosti pohybují spíše okolo 50 kbps (upload) a 100 až 150 kbps (download). EDGE mobilní datová síť se označuje jako síť 2,75G, při zpoždění 200 ms [6], [8].

2.1.4 UMTS

Mobilní datová síť UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), označována také jako síť 3G, byla poprvé definována standardizačním orgánem 3GPP v roce 1999 UMTS Release 1999. Jeho parametry byly horší než u mobilní datové sítě EDGE, proto došlo v roce 2001 ke schválení standardu Release 4 (technologie WCDMA). Nasazením technologie HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) došlo ke vzniku nového standardu UMTS Release 5. Tento standard umožňuje zvýšení přenosové rychlosti z původních 384 kbps až na 3,6 Mbps, ovšem na celou buňku. Tato verze standardu se také označuje jako 3,5G. Verze Release 6 využívají HSUPA (*High-Speed Uplink Packet Access*), případně i HSDPA (*High-Speed Downlink Packet Access*). UMTS Release 6 nabízí teoretickou rychlost až 5,76 Mbps (upload) a 14,4 Mbps (download) na jednu buňku při zpoždění 50 ms. Tato verze je také označována jako 3,75G. Standard UMTS Release 7, využívající HSDPA 28,8/HSUPA 11,5, umožňuje teoretickou rychlost až 11,5 Mbps (upload) a až 56 Mbps (download) na jednu buňku při zpoždění 25 ms. Standard UMTS Release 8, nazývaný také jako LTE (*Long Term Evolution*), neboli mobilní datová síť 3,9G. LTE umožňuje teoretickou rychlost až 57,6 Mbps (upload) a až 172,8 Mbps (download) na jednu buňku. Zpoždění se pohybuje kolem 10 ms [9]. Posledním schváleným standardem je UMTS Release 9, nazývaný LTE-Advanced, neboli mobilní datová síť 4G. Tato síť disponuje teoretickou rychlostí až 100 Mbps pro mobilní připojení a 1 Gbps pro připojení stacionární [61].

2.2 Bezdrátové datové sítě dle standardu IEEE 802

Institut pro elektrotechnické a elektronické inženýrství IEEE definuje ve svých standardech celkem 5 variant bezdrátových datových sítí. Tyto datové sítě využívají převážně radiové a mikrovlnné oblasti [10]:

- IEEE 802.11: lokální bezdrátové sítě (*Wireless LANs*),
- IEEE 802.15: osobní bezdrátové sítě (*Wireless PANs*),
- IEEE 802.16: bezdrátové širokopásmové metropolitní sítě (*Broadband Wireless MANs*),
- IEEE 802.20: mobilní širokopásmový bezdrátový přístup (*Mobile Broadband Wireless Access*),
- IEEE 802.22: oblastní bezdrátová síť (*Wireless Regional Area Network*).

2.2.1 IEEE 802.11

IEEE 802.11 je standard označovaný také jako WLAN (*Wireless LAN*), respektive Wi-Fi. Jednotlivé verze standardu se liší v modulaci pro přenos signálu. IEEE 802.11a používá OFDM modulaci ve frekvenčním pásmu 5 GHz a je určen hlavně pro přenos na delší vzdálenosti, nominální přenosová rychlost 54 Mbps. IEEE 802.11b má dosah až 12 m ve frekvenčním pásmu 2,4 GHz, přenosová rychlost 11 Mbps (přenosová technika DSSS).

Další ve velké míře používanou verzí je IEEE 802.11g, pracující také ve frekvenčním pásmu 2,4 GHz, nicméně použité modulační schéma OFDM umožňuje přenosovou rychlost 25 Mbps (nominální rychlost 54 Mbps), navíc umožňuje i další techniky přenosu jako jsou DSSS a nově PBCC. Poslední nově používaná verze nese označení IEEE 802.11n. Tato verze umožňuje úpravou fyzické a MAC vrstvy dosáhnout reálných přenosových rychlostí přesahujících 100 Mbps. Tohoto zvýšení bylo také docíleno použitím technologie MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), [11].

2.2.2 IEEE 802.15

IEEE 802.15 je standard označovaný také jako WPAN (*Wireless PAN*). Tento standard obsahuje několik verzí. Verze IEEE 802.15.1 je známa pod názvem Bluetooth. Pracuje ve stejném frekvenčním nelicencovaném pásmu jako standard 802.11.b/g 2,4 GHz při využití metody FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*). Nejstarší varianta 1.2 byla navržena pro přenosovou rychlost 1 Mbps. Vylepšená a v současné době nejpoužívanější verze 2.0 + EDR (*Enhanced Data Rate*) využívá modulaci DQPSK a umožňuje tak přenosovou rychlost 3 Mbps. Varianty 3.0 + HS a nově přijatá varianta 4.0 umožňují přenosovou rychlost až 24 Mbps. Dosah se liší podle třídy. Standard IEEE 802.15.1 definuje 3 třídy (1 mW; 2,5 mW; 100 mW) při dosažitelné vzdálenosti 1, 10 a 100 m [12]. Verze IEEE 802.15.4 je známá pod názvem ZigBee. Standard využívá licencované i nelicencované frekvenční pásma 868 MHz, 902–928 MHz a 2,4 GHz. Pro přenos se využívá modulace BPSK s metodou přenosu DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*). Přenosová rychlost činí 20, 40 a 250 kbps s dosahem až 50 m [12]. Poslední verzí je IEEE 802.15.7 uveřejněná v prosinci 2011. Tato verze definuje datové spojení prostřednictvím optického záření ve viditelném spektru VLC (*Visible Light Communications*), [13].

2.2.3 IEEE 802.16

IEEE 802.16 je standard označovaný také jako WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*). První verze z roku 2002 vyžadovala přímou viditelnost LOS (*Line of Sight*) ve frekvenčním pásmu 10 až 66 GHz s přenosovou rychlostí 134 Mbps. Novější verze IEEE 802.16a pracuje v nižším frekvenčním pásmu 2 až 11 GHz (licencované i nelicencované) a využívá modulační technologie OFDM. Umožňuje pracovat v režimu NLOS (*Non Line of Sight*), tedy bez přímé viditelnosti mezi vysílačem a přijímačem. Přenosová rychlost je v tomto případě 70 Mbps [14]. Poslední verze vydaná v roce 2010 nese označení 802.16m, respektive WiMAX 2.0, využívá frekvenčního pásma 2 až 6 GHz, stejně jako verze 802.16e (2,4 GHz, 3,5 GHz, 5,4 GHz a 5,8 GHz).

2.2.4 IEEE 802.20

IEEE 802.20 je standard označovaný také jako MobileFi. Tento standard není moc známý. Jeho cílem byla konkurence mobilním datovým sítím 2,5G až 3G a také dosáhnout mož-

nosti komunikovat za jízdy vozidlem do rychlosti $250 \text{ km}\cdot\text{h}^{-1}$. Standard využívá frekvenční pásmo 3,5 GHz s maximální přenosovou rychlostí 80 Mbps. Z hlediska modulace se jedná o obdobu WiMAXu [15].

2.2.5 IEEE 802.22

IEEE 802.22 je standard označovaný také jako WRAN (*Wireless Regional Area Network*). Tento standard je postaven na televizních pásmech 54 až 862 MHz, které jsou v současné době nevyužity. Standard umožňuje přenosovou rychlost až 22 Mbps na jeden kanál při maximálním dosahu 100 km [16].

2.3 Problematika provozu bezdrátových datových sítí

Většina bezdrátových datových sítí využívá stejného, nebo velice blízkého, frekvenčního pásma (např. Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee, WiMAX, atd.). Při současném nárůstu koncových uživatelů využívajících tyto technologie dochází již v dnešní době k vzájemnému rušení (zvláště v nelicencovaném pásmu). Jednotlivá zařízení se vzájemně ruší, poskytovatelé navyšují vysílací výkon (i přes povolené limity), čímž vzniká řetězová reakce, ve které bohužel vítězí ten, kdo povolené vysílací limity překračuje nejvíc. Do budoucna je nutné počítat s dalším nárůstem koncových uživatelů, což způsobí problémy i u mobilních datových sítí. Jako perspektivní technologie k technologiím založených na přenosu v radiofrekvenční oblasti RF (*Radio Frequency*) se jeví optické bezvláknové technologie OW (*Optical Wireless*). Optické bezvláknové systémy mají oproti radiofrekvenčním systémům řadu výhod [17]:

- Optické záření nemůže proniknout neprůhlednými objekty. Ve vnitřních prostorech, ve své podstatě, můžeme místnost (kancelář) označit jako komunikační buňku. Vzhledem k tomu, že v místnosti ohraničené neprůhlednými stěnami se nemůže komunikační buňka tvořená OW šířit do vedlejších místností (buněk), mohou se v jednotlivých místnostech použít stejné operační optické frekvence, což vede celkově k vysoké kapacitě sítě.
- Technologie využívající OW vykazují vyšší bezpečnost přenosu informací a zabezpečení proti odposlechu.
- Technologie využívající OW nezabírají licencované frekvenční pásma a je jejich provoz z hlediska licence zdarma.
- Technologie využívající OW lze s výhodou použít tam, kde by při použití RF technologií mohl vzniknout problém s rušením, případně je RF komunikace zakázána (letadla, nemocnice, atd.).
- Technologie využívající OW určené pro vnitřní prostory využívající optického záření ve viditelné oblasti, VLC (*Visible Light Communications*) umožňují využít vysílače i k účelu osvětlení daného prostoru.

Nicméně i přes všechny pozitiva je nutné u technologií využívajících OW brát v potaz i jevy, které ovlivňují optický výkon dopadající na přijímač. Prvním jevem je ztráta optického výkonu trasou mezi vysílačem a přijímačem. Tento jev představuje část optického výkonu, který je ztracen nebo není zachycen optickým detektorem na přijímací straně. Nicméně u OW technologií instalovaných ve vnitřních prostorech můžeme vyloučit vliv atmosférických jevů, které je nutné brát v potaz u OW technologií instalovaných ve venkovních prostorech, označovaných jako FSO systémy (*Free Space Optics*). Zde znamenají atmosférické jevy působící na optický svazek velký problém a jsou předmětem stálého výzkumu, jak z hlediska modelování vlivu atmosférických jevů a případné predikce degradujících změn optického svazku, nebo z hlediska vývoje nových přenosových metod a technologií, jako na příklad hybridní FSO systém sdružující jak OW, tak ji RF přenosovou technologii.

Dalším problémem vzniká s možností dvou odlišných způsobů šíření mezi přijímačem a vysílačem, respektive prostřednictvím přímo se šířícím optickým zářením mezi přijímačem a vysílačem LOS (*Line of Sight*) a prostřednictvím odrazů od pevných i mobilních neprůhledných překážek. Na rozdíl od záření v RF oblasti se záření v OW oblasti odráží od většiny povrchů difuzně při současném vzniku velkého množství přenosových cest. Účinek vícecestného šíření je obdobný jako u systémů pracujících v RF oblasti [79]. Amplituda elektrického pole na straně přijímače klesá a signál je rozptýlen. I přesto je v současné době pro OW technologie považována proveditelnou pouze jedna přenosová technologie, respektive intenzitní modulace na straně vysílače a přímá detekce na straně přijímače. Vzhledem ke kvadratické detekci na straně fotodetektoru (přijímače), jehož velikost je relativně velká vzhledem k velikosti vlnové délky dopadajícího optického záření, jsou účinky výcecestných ztrát optického výkonu zanedbatelné. Ovšem vliv výcecestné disperze představuje hlavní degradační faktor při vyšších přenosových rychlostech. Tento efekt optického přenosového kanálu bývá modelován jako lineární časově invariantní odezva v základním pásmu.

Mezi další problémy OW technologií instalovaných ve vnitřních prostorech bezesporu patří také vliv okolního parazitního optického záření. Toto okolní parazitní optické záření přicházející od slunce nebo od umělého osvětlení, např. zářivky, a je obvykle dominantním zdrojem šumu v optickém přenosovém kanálu. Tento vliv okolního parazitního optického záření se projevuje na straně detektoru v podobě výstřelového šumu, který také můžeme modelovat jako aditivní bílý Gaussův šum (AWGN) vzhledem k jeho vysoké intenzitě. Pokud je úroveň okolního parazitního optického záření nízká, stává se dominantním zdrojem šumu šum vznikající v předzesilovači přijímače. Navíc, vzhledem k neřízenému optickému bezvláknovému přenosu, je nutné dbát zvýšené pozornosti velikosti vyzařovaného optického záření. Předpisy a normy předepisují maximální úroveň středního optického výkonu na vysílači, která omezuje především střední hodnotu než energii přenášeného optického signálu, stejně jako u radiofrekvenčních přenosových systémů.

3 OPTICKÉ BEZVLÁKNOVÉ DATOVÉ SÍTĚ

Konstrukce prvního laseru Theodorem H. Maimanem v roce 1960 stimulovala myšlenky využití frekvencí z optického spektra pro komunikační systémy. Nicméně první lasery mohly pracovat pouze v pulsním režimu. Proběhla řada pokusů využít laserové světlo pro přenos informace atmosférou, ale bez valného úspěchu [18]. V roce 1979 byl poprvé veřejnosti předložen koncept optické bezvláknové sítě F. R. Gfellerem a U. Bapstem [4]. Jejich koncept využíval difúzní optické záření v blízké infračervené oblasti a dosahoval přenosové rychlosti 1 Mbps. Snížení ztrát optického vlákna v roce 1966 (Charles K. Kao) a vynález polovodičového laseru pracujícím v kontinuálním režimu v roce 1970 (nezávisle Žores I. Alfjorov a Dmitrij Z. Garbuzov) změnil hlavní proud výzkumu do oblasti přenosu informací prostřednictvím optických vláken. Nicméně v posledních dvou dekadách bylo možné sledovat rostoucí tendence návratu k původním myšlenkám optického bezvláknového přenosu informací ve venkovním prostředí (*outdoor*) i uvnitř místností (*indoor*) z roku 1979, viz současné optické bezvláknové datové sítě pro venkovní i vnitřní prostory (prosinec 2011, IEEE 802.15.7, [13]).

3.1 Optické bezvláknové datové sítě pro venkovní prostory

Existují situace, kdy není vhodné použít pro propojení dvou míst optické vlákno, jako například rychlá krátkodobá záloha komunikační trasy, cenové náklady výkopových prací, dočasné nahrazení komunikační trasy, atd. Tyto situace je možné řešit pomocí technologií na bázi RF, mikrovlnného spoje, nicméně tyto technologie jsou poměrně nákladné, rozměrné a hlavně rušeny okolními RF datovými sítěmi (dnes už i v licencovaném pásmu). Alternativním řešením je v tomto případě optická bezvláknová datová síť P2P, respektive síť určená pro venkovní prostory, označovaná také jako FSO (*Free Space Optics*). Optická bezvláknová datová síť P2P nabízí velmi rychlé poskytnutí datového spojení s vysokou propustností 1 až 10 Gbps (v praxi kvůli cenové dostupnosti nejčastěji 1 Gbps) na vzdálenosti 1 až 6 km. Velkou předností je také flexibilita (nízká časová náročnost na instalaci a reinstalaci) a také relativní spolehlivost, která roste se zmenšující se komunikační vzdáleností vlivem atmosférických jevů. Další velkou předností je bezpečnost spojení. Díky velmi úzkému svazku paprsků klesá možnost odposlechu a při pokusu o odposlech je nutné do paprsku vstoupit a tím dojde k přerušení, které je možné na straně přijímače detekovat [81], [92].

Mezi nevýhody patří podmínka přímé viditelnosti a hlavně působící vlivy atmosférického přenosového prostředí (mlha, smog, atd.). Toto prostředí je nestacionární, nehomogenní a jeho vliv má náhodný charakter (v troposféře podléhají vodní páry kondenzaci, tvoří se zde oblačnost, mlhy, bouřky a větrné turbulence), [89], [91], [93]. Útlum atmosférického přenosového prostředí je tedy značně závislý na stavu atmosféry a pohybuje se od 0 až 3 dB·km⁻¹ při čisté atmosféře až po 300 až 400 dB·km⁻¹ v opačném případě

Tab. 3.1: Limity vyzařovaného výkonu zdroje optického záření [20].

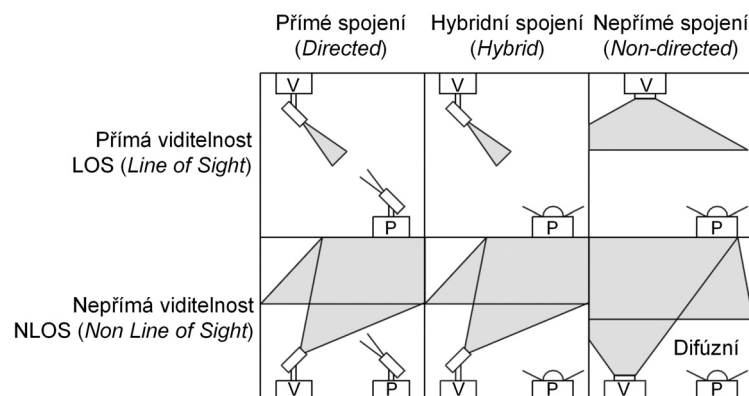
Zdroj záření	Třída 1	Třída 2	Třída 3A	Třída 3B
$\lambda = 650 \text{ nm}$	$< 0,2 \text{ mW}$	1–5 mW	1–5 mW	5–500 mW
$\lambda = 850 \text{ nm}$	$< 0,2 \text{ mW}$	pouze	1–5 mW	5–500 mW
$\lambda = 1310 \text{ nm}$	$< 8,8 \text{ mW}$	pro viditelné	8,8–45 mW	45–500 mW
$\lambda = 1550 \text{ nm}$	$< 10 \text{ mW}$	spektrum	10–50 mW	50–500 mW

[19]. V dnešní době se používá převážně zdrojů optického záření pracujících na vlnové délce $\lambda = 850 \text{ nm}$. Důvodem jsou nižší pořizovací náklady jak na straně vysílače, tak i na straně přijímače. Nicméně tato vlnová délka znamená přísnější výkonové podmínky z důvodů bezpečnosti lidského oka (vyšší citlivost oka pro blízkou IR oblast) a pokožky [20]. Proto se postupně přechází na vlnovou délku $\lambda = 1550 \text{ nm}$, která umožňuje zvýšení výkonu zdroje optického záření, aniž by došlo k zhoršení bezpečnostních rizik, viz Tab. 3.1. Trendem u těchto systémů je technologické propojení optické bezvláknové datové sítě P2P a mikrovlnného spoje. Atmosférické přenosové prostředí nevhodné pro optický bezvláknový systém P2P (mlha, smog) nevadí mikrovlnnému spoji a opačně (déšť). Mikrovlnný spoj je v tomto případě zálohou optického bezvláknového spoje [21].

3.2 Optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory

Optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory jsou klasifikovány podle kritérií návrhu do několika variant. Mezi první kritéria patří viditelnost mezi přijímačem a vysílačem. Optické bezvláknové systémy s přímou viditelností se označují jako LOS (Line of Sight) a bez přímé viditelnosti jako NLOS (*Non Line of Sight*), jak je uvedeno na Obr. 3.1. NLOS varianta spoléhá na odrazy od elementů v daném prostoru (zdi nebo jiné prvky s difúzně odrážejícím povrchem), proto jsou takto koncipované systémy často označovány jako difúzní. NLOS, respektive difúzní systémy, zaručují vysokou funkčnost s ohledem na procházející osoby v daném prostoru či jiné překážky. Nevýhodou je snížená přenosová kapacita vlivem komplikovaností cesty signálu mezi vysílačem a přijímačem, která způsobuje rozšíření pulzu a v krajním případě intersymbolovou interferenci. Předpovídaná horní mez přenosové rychlosti se pohybovala kolem hodnoty 25 Mbps [4]. Současná experimentální měření ukazují, že cesta vývoje se ubírá směrem od konvenčních difúzních sítí k bodově difúzní geometrii [22]. Tato geometrie s využitím technologie MRS (*Maximal Ratio Combining*) a SB (*Select Best*) umožňuje dosáhnout přenosové rychlosti vyšší než 5 Gbps [23]. Nicméně je taková geometrie poměrně složitá a v současné době neřeší komunikační cestu od koncových zařízení k centrálnímu vysílači.

Dalším kritériem je směrovost mezi vysílačem a přijímačem. Přímé spojení vyžaduje směrovost vysílače a přijímače za účelem vytvoření komunikačního spojení. Nepřímé spojení využívá širokoúhlého vysílače i přijímače, což zmírňuje problematiku vzájemného



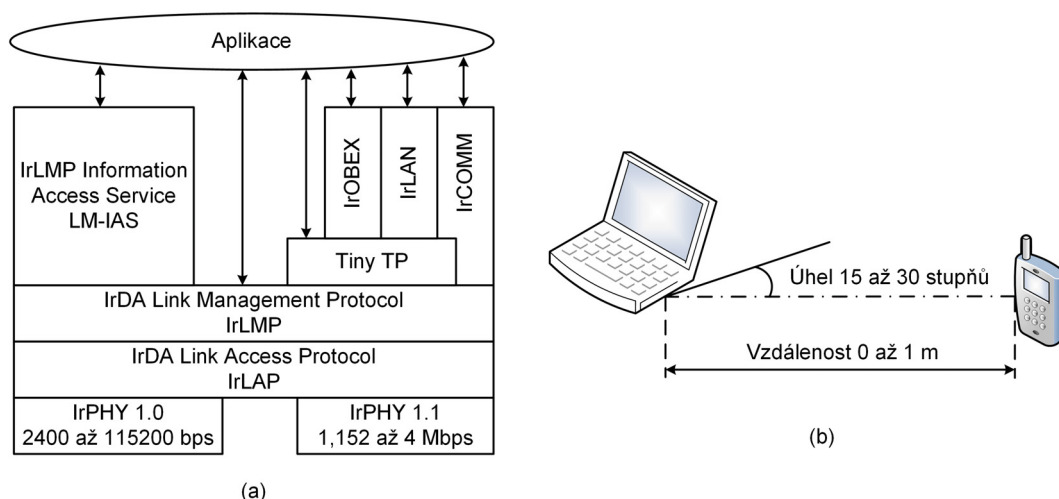
Obr. 3.1: Klasifikace variant optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory mezi vysílačem (V) a přijímačem (P), [24].

polohování. Na druhou stranu přímé spojení maximalizuje energetickou účinnost spojení, protože jsou minimalizovány ztráty vlivem příjmu šumu a okolního parazitního optického záření. Mezi nejdůležitější požadavky na optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory bezesporu patří zajištění mobility koncových účastníků. V takovém případě je daleko výhodnější využít nepřímého spojení. Alternativním řešením je hybridní spojení, které kombinuje vysílače a přijímače s různým stupněm směrovosti (Obr. 3.1).

3.2.1 IrDA

Společnost IrDA (*Infrared Data Association*) byla založena v roce 1994 za účelem vytvořit volně dostupný standard pro optickou bezvláknovou komunikaci v blízké infračervené oblasti [25]. IrDA protokol měl poskytnout jednoduchý, levný a spolehlivý prostředek komunikace v infračervené oblasti mezi zařízeními, jako jsou přenosné počítače, tiskárny, mobilní telefony, atd. V tomto případě se jedná o komunikaci P2P (*Point-to-Point*). IrDA protokol umožňuje v současné době přenosové rychlosti od 115,2 kbps až 16 Mbps (poloduplexní P2P komunikace), [26]. Na Obr. 3.2(a) jsou uvedeny jednotlivé vrstvy IrDA protokolu, respektive fyzická vrstva IrPHY, vrstva IrLAP a vrstva IrDA Link Management Protocol IrLMP.

Z důvodů ochrany lidského zraku a pokožky je standardem nastavena maximální zářivost I_e zdroje záření na $500 \text{ mW} \cdot \text{sr}^{-1}$ v rozmezí vlnových délek 850 nm až 950 nm (blízká infračervená oblast). Této hranici odpovídá maximální vzdálenost mezi komunikujícími zařízeními 1 m, viz Obr. 3.2(b) [25], [26]. Norma také definuje parametr BER (*Bit Error Rate*) IrDA komunikace, který nesmí klesnout pod hodnotu 10^{-8} . Verze IrDA 1.0 využívá modulační formát RZ s 3/16 dobou trvání pulzu. Verze IrDA 1.1 také využívá modulačního formátu RZ, ale při přenosové rychlosti 4 Mbps IrDA komunikační systém vyžaduje modulační formát 4-PPM (*4-Pulse Position Modulation*) a fázový závěs PLL (*Phase-Locked Loop*). Verze 1.4 z roku 2001 již podporuje zmiňovanou přenosovou rych-



Obr. 3.2: IrDA protokol: (a) vrstvy IrDA protokolu pro komunikaci v infračervené oblasti, (b) optická geometrie IrDA komunikace.

lost 16 Mbps [25] v poloduplexní P2P komunikaci. Modulační formáty standardu IrDA shrnuje Tab. 3.2.

Tab. 3.2: Modulační formáty standardu IrDA [25].

Přenosová rychlost	Modulační formát	Trvání pulzu (minimální)	Trvání pulzu (nominální)	Trvání pulzu (maximální)
2,4 kbps	RZ	1,41 ms	78,13 ms	88,55 ms
9,6 kbps	RZ	1,41 ms	19,53 ms	22,13 ms
19,2 kbps	RZ	1,41 ms	9,77 ms	11,07 ms
38,4 kbps	RZ	1,41 ms	4,88 ms	5,96 ms
57,6 kbps	RZ	1,41 ms	3,26 ms	4,34 ms
115,2 kbps	RZ	1,41 ms	1,63 ms	2,23 ms
0,576 Mbps	RZ	295,20 ns	434,00 ns	520,80 ns
1,152 Mbps	RZ	147,60 ns	217,00 ns	260,40 ns
4 Mbps (single)	4PPM	115,00 ns	125,00 ns	135,00 ns
4 Mbps (double)	4PPM	204,00 ns	250,00 ns	260,00 ns
16 Mbps	HHH(1,13)	38,30 ns	41,70 ns	45,00 ns

3.2.2 Optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory v infračervené oblasti

První experimentálně ověřované optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory se vydaly cestou varianty LOS s nepřímým spojením mezi vysílačem a přijímačem. V roce 1994 byly publikovány výsledky práce M. J. McCullagh a D. R. Wisely na téma optické

bezvláknové datové sítě LOS s nepřímým spojením mezi vysílačem a přijímačem. Vysílač obsahoval polovodičový laser s výstupním výkonem 16 dBm (pracujícím na bázi hologramu). Přijímač byl tvořen APD fotodiodou. Dosažená přenosová rychlost se pohybovala kolem rychlosti 155 Mbps při chybovosti BER = 10^{-9} , [27].

V roce 1996 navrhli G. W. Marsh a J. M. Kahn první difúzní optický bezvláknový systém, který dosahoval přenosové rychlosti až 50 Mbps při použité modulaci RZ OOK (*On-Off Keying*). Tento bezvláknový systém využíval zdroj optického záření v blízké infračervené oblasti 806 nm (šířka spektrální čáry 5,6 nm v úrovni -10 dB se zářivostí $I_e = 474 \text{ mW}\cdot\text{sr}^{-1}$ z důvodů bezpečnosti zraku). Přijímač byl tvořen PIN fotodiodou (Si) doplněnou o hemisférický koncentrátor s hemisférickým pásmovým filtrem [28]. V roce 2000 byl tento systém inovován J. B. Carrutherem a J. M. Kahnem na kvazi-difúzní konfiguraci ve variantě LOS. Inovovaný systém byl navržen pro přenosové rychlosti vyšší než 100 Mbps. Opět systém využíval zdroj optického záření v blízké infračervené oblasti 806 nm, detektor obsahoval pásmovou propust v rozsahu 780–830 nm. V experimentálním měření, při vzdálenosti mezi přijímačem a vysílačem 4 m, bylo dosaženo přenosové rychlosti 70 Mbps při chybovosti menší než 10^{-9} , [29]. Velice netradiční koncept je využití zdroje záření v infračervené oblasti s vysílačem v podobě vhodného zakončení optických vláken [82].

3.2.3 Optické bezvláknové datové sítě pracující ve viditelné oblasti určené pro vnitřní prostory

V poslední době se dostávají do popředí optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory využívající optické záření ve viditelné oblasti VLC (*Visible Light Communication*). Důvodem je pokrok v technologiích polovodičového osvětlení prostřednictvím bílých LED (*Light Emitting Diode*). Bílé LED se dělí do 2 kategorií. První kategorie využívá modrého čipu (oblast 450 nm) a na něm naneseného žlutého luminoforu, označovaného jako YAG (Yttrium, Aluminium, Garnet), nebo také yttrito-hlinitý granát Y3Al5O12, případně Y3Al5O12:Ce3 [30]. Druhá kategorie využívá trojice čipů RGB (červený, zelený a modrý čip), kdy výsledné bílé světlo je dáno skladbou těchto tří barev [30].

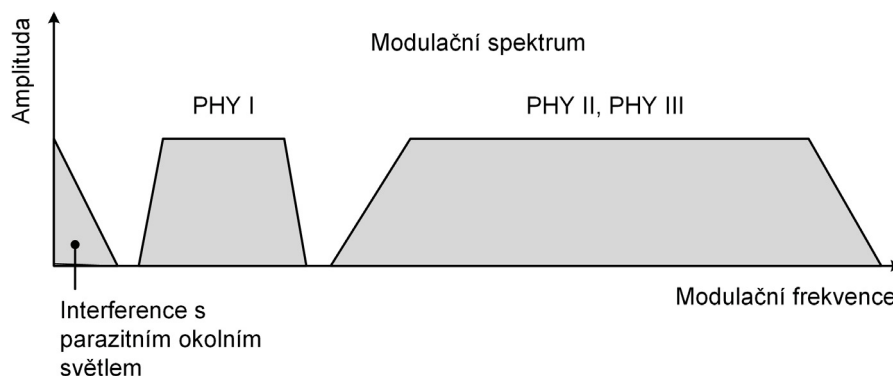
V roce 2003 Y. Tanaka prezentoval svoji práci na téma využití bílé výkonové LED v optické bezvláknové datové síti pro vnitřní prostory. Jednalo se v tomto případě o bílou výkonovou LED složenou z trojice čipů RGB. Dosažená přenosová rychlost měla velikost 400 Mbps [31]. Pomocí modifikace využívající pouze modrého čipu a modulace OFDM bylo v roce 2010 dosaženo přenosové rychlosti 513 Mbps [31]. Autoři práce predikují v následujících letech překročení přenosové rychlosti 1 Gbps. V říjnu roku 2011 byl Haraldem Haasem inicializován vznik konsorcia Li-Fi (*Light Fidelity*), které spojuje v sobě jak výzkumné tak i průmyslové organizace. Cílem tohoto konsorcia je konstrukce duplexního komunikačního systému na bázi VLC. V srpnu roku 2013 byl konsorciem Li-Fi prezentován VLC přenosový systém, který umožňoval komunikovat s přenosovou rychlostí 1,6 Gbps. Aktuálně pracuje konsorcium na systému s přenosovou rychlostí 10 Gbps.

3.3 IEEE 802.15.7: VLC

Technologii VLC, propagované v Japonsku konsorciem VLCC (*Visible Light Communication Consortium*), se věnuje velké pozornosti po celém světě. V červnu 2007 vydala japonská průmyslová asociace JEITA (*Japan Electronics and Information Technology Industries Association*) dva standardy věnující se využití optického záření ve viditelném spektru ke komunikaci, respektive JEITA CP-1221 a JEITA CP-1222. V říjnu 2008 navázalo konsorcium VLCC spolupráci se společností IrDA a s asociací ICSA (*Infrared Communication Systems Association*). V březnu 2009 oznámilo konsorcium VLCC přijetí a rozšíření standardu o fyzickou vrstvu IrDA. Nově rozšířený standard je určen pro plně duplexní VLC lokální síť (LAN) pomocí vlnově děleného multiplexu WDM (infračervená a viditelná oblast optického záření). Na počátku roku 2009 pracovala skupina IEEE 802.15.7 na VLC standardu s cílem definovat fyzickou a MAC (*Medium Access Control*) vrstvu založenou na tzv. clean slate přístupu (obnova konfigurace). Výsledkem bylo zveřejnění standardu IEEE 802.15.7 v prosinci roku 2011 [13]. Optická bezdrátová datová síť založená na standardu IEEE 802.15.7 se také často označuje jako VPAN (*Visible Light Communication Personal Area Network*). Architektura standardu IEEE 802.15.7 definuje 3 typy fyzické vrstvy (Obr. 3.3):

- PHY I: tento typ je určen pro případné nasazení ve venkovních prostorech s definovanou nízkou přenosovou rychlostí (12–267 kbps). Tato fyzická verze obsahuje samoopravný kód na bázi dopředné korekce chyb FEC (*Forward Error Correction*) definovaný konvolučním a Reed-Solomon kódem. Využívá se modulace OOK nebo VPPM. Obě dvě varianty jsou podporovány.
- PHY II: tento typ je určen pro vnitřní použití s definovanou přenosovou rychlostí v rozsahu 1,25–96 Mbps. Jako samoopravný kód na bázi dopředné korekce chyb FEC je využíván Reed-Solomon kód. Využívá se taktéž modulace OOK nebo VPPM, podpora obou variant. Pro dosažení přenosové rychlosti 96 Mbps je požadovaná optická taktovací frekvence 120 MHz.
- PHY III: tento typ je určen pro vnitřní prostory s definovanou technologií přenosu CSK (*Color Shift Keying*) s přenosovými rychlostmi v rozsahu 12–96 Mbps. Opět je zde definován samoopravný kód na bázi dopředné korekce chyb FEC využívající Reed-Solomon kód.

Standard definuje použití linkového kódování Manchester (IEEE 802, synchronní komunikace). Standard řeší také největší problematiku optických bezvláknových datových sítí pro vnitřní prostory, a to je kolísání optického výkonu při absenci přenášených dat, případně při přenosu dlouhého řetězce LOG 0. Řešení je nabízeno v podobě vložení velikostně variabilní klidové části do přenosového rámce (*Idle Pattern*), aby nedocházelo k výrazné změně optického výkonu. Řešení klidové části může být ve formě *In-Band* nebo *Out-Band* ve smyslu použitého modulačního spektra. *In-Band* řešení nevyžaduje žádnou změnu v taktovací frekvenci a lze jej kontrolovat na přijímací části. *Out-Band* řešení je v



Obr. 3.3: Modulační spektrum definované standardem IEEE 802.15.7.

podobě typicky mnohem menších taktovacích frekvencí a variabilitě výkonu zdroje optického záření (včetně úrovně optického výkonu v podobě stejnosměrného proudu). Standard také umožňuje kompenzaci vlivu posloupností LOG 1 a LOG 0 při přenosu dat, a to opět formou vložení klidové části. Rozdíl v řešení kolísání optického výkonu také závisí na použitém modulačním formátu:

- OOK (*On-Off Keying*): řešení je v podobě vložení datového rámce za účelem nastavení průměrného optického výkonu. Tento proces rozdělí datový rámec na podrámce, kterým předchází resynchronizační pole (podpora přenastavení časové synchronizace). Rozdělení je provedeno, až když je vypočteno FCS (*Frame Check Sequence*) a použito opravného kódu FEC (*Forward Error Correction*).
- VPPM (*Variable Pulse Position Modulation*): modulační formát je adaptován proti změně optického výkonu, protože amplituda pulzu je vždy konstantní a případná korekce se provádí pomocí změny šířky pulzu. VPPM v sobě sdružuje PPM modulaci a PWM řešení optického výkonu.

3.3.1 Současné trendy vývoje v oblasti optických bezvláknových datových sítí pro vnitřní prostory

Současným trendem výzkumu a vývoje v oblasti optických bezvláknových datových sítí pro vnitřní prostory je rozvoj koncepce využití optického záření k současnému osvětlování daného prostoru a k datové komunikaci. Od prvotní myšlenky využití optického záření v infračervené oblasti pro sestupný směr se ustoupilo. Využití infračervené oblasti se v současné době uvažuje pouze pro vzestupný směr, což potvrzuje včlenění IrDA standardu do koncepce VLC, viz standard IEEE 802.15.7 vydaný v prosinci 2011. Také se opouští myšlenka nepřímé viditelnosti mezi vysílačem a přijímačem NLOS, respektive tzv. difúzních sítí. Mezi aktuální trendy vědecko-výzkumných aktivit v oblasti optických bezvláknových datových sítí pro vnitřní prostory patří:

- Nasazení pokročilejších vícecestavových modulačních formátů. Progresi v této oblasti je možné sledovat ve výzkumných aktivitách nasazení širokopásmového modulačního

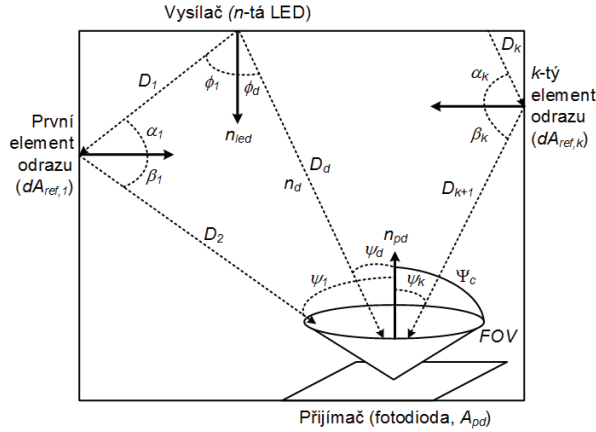
formátu OFDM ve své optické variantě DCO-OFDM. Většina výsledků těchto aktivit jasně prokazuje výhodnost modulačního formátu DCO-OFDM pro technologii VLC nad jeho variantou ACO-OFDM, která je spíše vhodná pro technologie pracující v infračervené oblasti. Důvodem jsou normy bezpečnosti lidského zraku [32].

- V souvislosti s pokusy o implementaci variant modulačního formátu OFDM do technologie VLC se často řeší problematika nelineárního zkreslení signálu vlivem převodní charakteristiky LED. Tento problém se často řeší metodou předzkreslení signálu inverzní křivkou k nelineární převodní charakteristice LED [33], [34].
- Řešení řízení optického výkonu pro pokročilejší vícecestavové modulační formáty jako jednu ze systémových podmínek VLC technologie definovanou standardem IEEE 802.15.7 [33], [34].
- Zvyšování šířky pásma optického bezvláknového přenosového kanálu v místě přijímače pomocí post-ekvalizace [35], [36].
- Implementace novinky v oblasti snímání optického výkonu. Optický přijímač (např. vysokorychlostní kamera) obsahuje matici IS (*Image Sensor*) a matici fotodetektorů. Na základě metody zpracování obrazu se vybere pozice v rámci matice IS, která je z komunikačního hlediska pro systém podstatná, a z této pozice nejbližšího detektoru se zpracovává optický signál. Tato nová technologie začíná nacházet uplatnění v oblasti komunikace mezi vozidly (*Car2Car Communications*), kdy tento typ vysokorychlostní kamery je schopen jasně rozeznat ve předu jedoucí vozidlo a např. z jeho zadních brzdových světel rozeznat důležité informace, které jsou podstatné z hlediska zvýšení bezpečnosti provozu na pozemních komunikacích (za předpokladu, že v předu jedoucí vozidlo tyto údaje vysílá). Aktuální schopnosti velikosti příjmu přenosové rychlosti se pohybují kolem 10 Mbps, [37], [38].

Mezi nejaktuálnější trendy, jak už bylo uvedeno, patří kromě řešení problematiky nasazení širokopásmového modulačního formátu OFDM řešení zvyšování šířky pásma celého optického bezvláknového přenosového řetězce VLC systému prostřednictvím ekvalizace. První vědecká práce na toto téma [75] řešila zvýšení šířky pásma prostřednictvím pre-ekvalizéru složeného ze tří zesilovačů (BUF634T). Šířka pásma byla zvýšena na 45 MHz, což umožnilo datový přenos s rychlostí 80 Mbps. V další vědecké práci [76] byl navržen LED driver s pre-ekvalizérem pro zlepšení šířky pásma RGB LED z původní hodnoty 6,2 MHz na 91 MHz, konečná šířka pásma byla zlepšena na hodnotu 160 MHz přenastavením operačního zesilovače, což umožnilo přenosovou rychlost 477 Mbps na vzdálenost 40 cm. První jednoduchý post-ekvalizér na bázi RC obvodu byl prezentován ve vědecké práci [77], kdyby pomocí tohoto jednoduchého post-ekvalizéru byla zvýšena šířka pásma na hodnotu 50 MHz k umožnění přenosové rychlosti 100 Mbps. Všechny uvedené práce, které se věnovali problematice zvyšování šířky pásma prostřednictvím metod pre- a post-ekvalizace, výrazným způsobem urychlily industrializaci VLC technologie.

4 OPTICKÝ BEZVLÁKNOVÝ KOMUNIKAČNÍ KANÁL

V případě uvažované varianty nepřímého spojení LOS (*Line of Sight*) optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory (Obr. 3.1) mohou být zdrojem optického záření kromě samotného vysílače (skupina LED) i elementy odrazu. Jak už bylo uvedeno, jedná se odrazy od neprůhledných překážek uvnitř místností. Konfiguraci optického bezvláknového kanálu tvořeného vysílačem (skupina LED), přijímačem (fotodioda) a elementy odrazu uvnitř místnosti názorně zobrazuje Obr. 4.1, [80].



Obr. 4.1: Konfigurace optického bezvláknového kanálu tvořeného vysílačem (skupina LED), přijímačem (fotodioda) a elementy odrazu uvnitř místnosti.

V případě šíření optického záření přímou trasou LOS (*Line of Sight*) jsou ztráty optického výkonu závislé pouze na geometrii mezi vysílačem a přijímačem. Ztráty trasy η_{LOS} můžeme označit jako funkci vyzařovací charakteristiky vysílače, vzdáleností mezi vysílačem a přijímačem a jejich vzájemná orientace s ohledem na LOS. Při řešení distribuce optického záření uvnitř místnosti je předpokládáno, že elementy odrazu (například zdi) a zdroje optického záření (LED) mají Lambertovský charakter. Termín Lambertovský zdroj optického záření znamená, že svítivost optického záření má kosinusovou závislost na úhlu ϕ od normály vyzařovací plochy a je dána jako [39]:

$$I(\phi) = \frac{d\Omega}{dP_t} = I(0) \cos^m(\phi) = P_t \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\phi), \quad (4.1)$$

kde $I(0)$ je svítivost zdroje optického záření v normále vyzařovací plochy, ϕ je úhel od normály vyzařovací plochy, kde $I(0) = I(\phi = 0)$ označuje směr s maximální svítivostí, $d\Omega$ je prostorový úhel vztažený k svítivosti $I(0)$, m je řád Lambertovských zdrojů optického záření a pro polovinu vyzařovací charakteristiky vysílače $\phi_{1/2}$ ho vyjadřuje vztah:

$$m = -\frac{\ln 2}{\ln(\cos \phi_{1/2})}. \quad (4.2)$$

Směr s maximální svítivostí vysílače, směr s maximální citlivostí přijímače a směr přímé viditelnosti mezi vysílačem a přijímačem můžeme popsat vektory n_{led} , n_{pd} a n_d .

Potom je možné vyjádřit přijatý optický výkon fotodetektozem vynásobením svítivosti zdroje optického záření (4.1) s prostorovým úhlem $\Omega = A_{pd} \langle n_{led}, -n_{pd} \rangle / D_d^2$:

$$P_{pd} = P_t \frac{m+1}{2\pi} \langle n_{led}, n_d \rangle^m \frac{A_{pd}}{D_d^2} \langle n_{pd}, -n_d \rangle. \quad (4.3)$$

Jestliže jsou výsledky skalárních součinů v obou případech $\langle n_{led}, n_d \rangle$ a $\langle n_{ph}, -n_d \rangle$ kladné, můžeme konstatovat, že přímá viditelnost LOS mezi vysílačem a přijímačem existuje a ztrátu optické trasy s přímou viditelnost LOS můžeme zjednodušit do tvaru:

$$\eta_{LOS} = \frac{P_{pd}}{P_t} = \frac{A_{pd}}{D_d^2} \cdot \frac{m+1}{2\pi} \cdot \cos^m(\phi) \cdot \cos(\psi). \quad (4.4)$$

V případě varianty nepřímého spojení LOS (*Line of Sight*) musíme uvažovat i vlivu elementů obrazu. Jak už bylo uvedeno, jedná se odrazy od neprůhledných překážek uvnitř místnosti. Ztrátu trasy vytvořené vlivem elementů odrazu η_{ref} můžeme odvodit za předpokladu, že první difuzní odraz od překážky v podobě elementu odrazu optického zdroje záření se širokou vyzařovací charakteristikou vytváří homogenní intenzitu po ploše celé místnosti A_{room} a že výsledky nekonečného počtu odrazů způsobují postupný pokles intenzity optického záření prostřednictvím průměrného faktoru odrazu $\bar{\rho}$, který reprezentuje průměrnou hodnotu všech ploch uvnitř místnosti. Přijatý optický výkon od elementu odrazu je získán vynásobením efektivní plochy přijímače s homogenní intenzitu po nekonečném počtu odrazů. Výslednou ztrátu optické trasy vytvořené vlivem elementu odrazu můžeme zapsat ve tvaru:

$$\eta_{ref} = \frac{P_{pd}}{P_t} = \frac{A_{pd} \sin^2\left(\frac{FOV}{2}\right)}{A_{room}} \cdot \frac{\bar{\rho}}{1 - \bar{\rho}}. \quad (4.5)$$

Reciproční hodnota exponenciálně klesající konstanty τ , stanovená trasou odrazu, je dána vztahem:

$$\tau = -\frac{\bar{t}}{\ln(\bar{\rho})}, \quad (4.6)$$

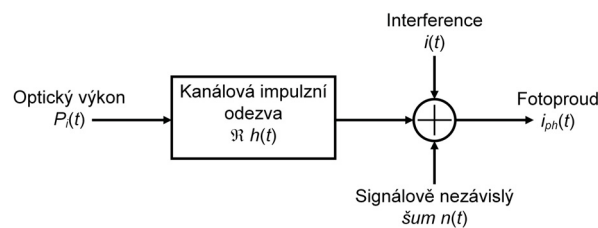
kde \bar{t} je průměrná doba mezi dvěma odrazy a termín $1/\ln(\bar{\rho})$ označuje průměrný počet odrazů, které by mohli nastat, dokud nebudou fotony optického záření vstřebány překážkami. Jak bylo již publikováno [48], průměrnou dobu mezi dvěma odrazy \bar{t} je možné získat obdobně jako ve sférické kouli, ovšem s parametry uvažované místnosti, obecně obdélníkový prostor definovaný délkou (d), šířkou (s) a výškou (v):

$$\bar{t} = \frac{4 \cdot V_{room}}{c \cdot A_{room}} = \frac{2 \cdot d \cdot s \cdot v}{c \cdot (d \cdot s + d \cdot v + s \cdot v)}, \quad (4.7)$$

kde V_{room} představuje objem místnosti a c rychlost světla.

4.1 Obecný model optického bezvláknového komunikačního kanálu

Obecný model optického bezvláknového kanálu s uvažovanou intenzitní modulací a přímou detekcí IM/DD (*Intensity Modulation/Direct Detection*) je uveden na Obr. 4.2. Přenášený signál (jeho průběh) je v podobě okamžitého výkonu $P_i(t)$ zdroje optického záření ve vysílači (LED). Výsledný přijatý signál $i_{ph}(t)$ odpovídá okamžitému fotoproudu fotodiody v přijímači. Optický bezvláknový kanál lze modelovat jako pásmový, lineární a časově invariantní systém s okamžitou hodnotou vstupního optického výkonu $P_i(t)$, výstupním fotoproudem $i_{ph}(t)$ a impulzní odezvou systému $h(t)$, [4].



Obr. 4.2: Model optického bezvláknového kanálu jako pásmový, lineární a časově invariantní systém s impulzní odezvou $h(t)$, signálově nezávislým aditivním šumem $n(t)$ a interferencí $i(t)$. Fotodetektor má citlivost \mathfrak{R} .

V reálných situacích jsou optické bezvláknové datové sítě provozovány v přítomnosti okolního parazitního optického záření, ať v infračervené nebo viditelné spektrální oblasti. Přestože přijaté okolní parazitní optické záření lze minimalizovat použitím optického filtru, přidává se výstřelový šum, což je obvykle dominantní zdroj šumu v dobře navrženém přijímači (potlačení vlivu šumu předzesilovače, termální šum). Vzhledem k vysoké intenzitě může být výstřelový šum modelován jako signálově nezávislý, aditivní, bílý Gaussův šum AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), označený v modelu jako $n(t)$, [40]. Kromě výstřelového šumu se v optickém bezvláknovém kanále vyskytuje také nebílá ne-Gaussová a nestacionární interference. Je předpokladem, že interference se skládá z úzkopásmového rušení NBI (*Narrowband Interference*) a pulzního širokopásmového rušení WBI (*Pulsed Wideband Interference*), [41]:

$$i(t) = i_{nb}(t) + i_{wb}(t). \quad (4.8)$$

Typickým příkladem úzkopásmového rušení NBI jsou zářivky, které vykazují součet statických nízkofrekvenčních harmonických z napájení a chirp vysokofrekvenční harmonické od řídicí elektroniky. Typickým příkladem širokopásmového rušení WBI je vícecestné šíření v rámci optické bezvláknové datové sítě pro vnitřní prostory (přímá cesta mezi vysílačem a přijímačem, cesta způsobená odrazy od překážek).

Model optického bezvláknového komunikačního kanálu na základě Obr. 4.2 můžeme

vyjádřit v podobě [41]:

$$i_{ph}(t) = \Re P_i(t) \otimes h(t) + n(t) + i(t), \quad (4.9)$$

kde symbol \otimes označuje konvoluci a \Re je citlivost fotodetektoru. I když rovnice (4.9) vyjadřuje optický bezvláknový kanál jako jednoduchý konvenční lineární kanál s aditivním šumem, optické bezvláknové systémy se liší od běžných elektrických systémů v několika ohledech. Přestože $P_i(t)$ představuje okamžitý optický výkon zdroje optického záření, jeho tvar je vždy nezáporný [4]:

$$P_i(t) \geq 0, \quad (4.10)$$

je možné průměrný přenášený optický výkon P_t lze vyjádřit v podobě [4], [17]:

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T P_i(t) dt. \quad (4.11)$$

Při úvaze, že optického komunikačního kanálu se uvnitř místnosti účastní pouze optické záření šířící se přímou cestou mezi vysílačem a přijímačem (LOS), můžeme průměrný přijatý optický výkon fotodiody zapsat ve tvaru (vysílač tvořen skupinou LED):

$$P_{ph} = \sum_{LED} P_t \cdot H_d(0), \quad (4.12)$$

kde H_d je stejnosměrný útlum přímé optické trasy v podobě:

$$H_d(0) = \begin{cases} \frac{(m+1)A_{pd}}{2\pi D_d^2} \cos^m(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi), & 0 < \psi < \Psi_c \\ 0, & \psi > \Psi_c \end{cases}, \quad (4.13)$$

kde ψ je úhel mezi normálou kolmou na přijímací oblast fotodiody a dopadajícím optickým zářením, Ψ_c je mezní úhel příjmu fotodiody, A_{pd} je oblasti příjmu fotodiody, $T_s(\psi)$ je zisk optického filtru a $g(\psi)$ je zisk optického koncentrátoru. V případě, že uvažujeme v optickém komunikačním kanále uvnitř místnosti i účast optického záření šířícího se prostřednictvím odrazů od překážek (příkladem mohou být zdi místnosti), změní se rovnice (4.12) do podoby [17]:

$$P_r = \sum_{LED} \left\{ P_t \cdot H_d(0) + \sum^{ref} P_t dH_{ref}(0) \right\}, \quad (4.14)$$

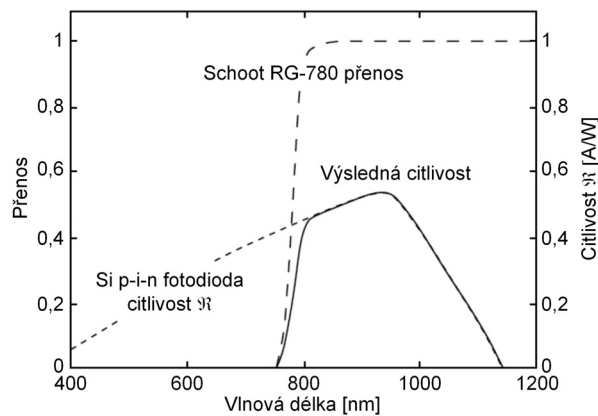
kde dH_{ref} je stejnosměrný útlum optické trasy prostřednictvím odrazů od překážek v podobě:

$$dH_{ref}(0) = \begin{cases} \frac{(m+1)A_{pd}}{2\pi D_1^2 D_2^2} \rho dA_{ref} \cos^m(\phi) \cos(\alpha) \cos(\beta) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi), & 0 < \psi < \Psi_c \\ 0, & \psi > \Psi_c \end{cases}, \quad (4.15)$$

kde D_1 je vzdálenost mezi vysílačem a překážkou (elementem odrazu), D_2 je vzdálenost mezi překážkou (elementem odrazu) a přijímačem, ρ je faktor odrazu (spektrální odrazivost), α je úhel mezi normálou kolmou na element odrazu a dopadajícím optickým zářením, β je úhel mezi normálou kolmou na element odrazu a odraženým optickým zářením, dA_{ref} je plocha elementu odrazu, viz Obr. 4.1.

4.2 Optické filtry a koncentrátory

Přijímače typicky využívají optické filtry typu LP (*Long Pass*) nebo BP (*Band Pass*) k tlumení okolního parazitního optického záření. LP filtry propouští všechny vlnové délky vyšší než specifikovaná vlnová délka. Obvykle jsou vyrobeny z barevného skla nebo plastu a jejich vlastnosti jsou do značné míry nezávislé na úhlu dopadu ψ , příkladem je LP optický filtr Schott RG-780, Obr. 4.3.



Obr. 4.3: Typický průběh citlivosti \mathfrak{R} Si PIN fotodiody v závislosti na vlnové délce, přenos LP optického filtru typu Schott RG-780 a výsledná citlivost přijímače.

Přijímač detekuje dopadající optický výkon P_r , který je úměrný oblasti A_{pd} fotodiody. Pro zvýšení detekovaného optického výkonu P_r by bylo nutné zvýšit oblast A_{pd} fotodiody, což je finančně i technicky náročné, navíc je výsledkem snižená šířka pásma přijímače a zvýšený šum. Proto je žádoucí použít jiného způsobu zvýšení detekovaného optického výkonu, a to použitím optického koncentrátoru. Koncentrátory se dělí na variantu využívající zobrazovací optiky (*imaging*) a nezobrazovací optiky (*non-imaging*). Pro optické bezvláknové komunikace na krátké vzdálenosti se používá výhradně koncentrátory s nezobrazovací optikou. Při ignorování reflexních ztrát vykazuje samotná fotodioda efektivní oblast detekce:

$$A_{eff}(\psi) = \begin{cases} A_{pd} \cos(\psi), & 0 < \psi < \pi/2 \\ 0, & \psi > \pi/2 \end{cases} \quad (4.16)$$

Pokud se při konstrukci přijímače přidá i optický filtr a koncentrátor, vzroste efektivní oblast detekce:

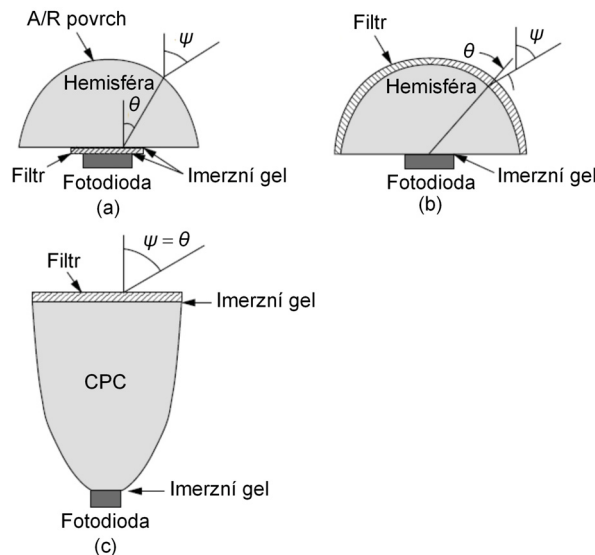
$$A_{eff}(\psi) = \begin{cases} A_{pd} T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi), & 0 < \psi < \Psi_c \\ 0, & \psi > \Psi_c \end{cases}, \quad (4.17)$$

kde v obvyklých případech je $\Psi_c \leq \pi/2$. Koncentrátory s nezobrazovací optikou vykazují kompromis mezi ziskem a FOV. Ideální koncentrátor s nezobrazovací optikou s vnitřním

indexem lomu n vykazuje zisk:

$$g_{\psi}(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \Psi_c}, & 0 < \psi < \Psi_c \\ 0, & \psi > \Psi_c \end{cases}. \quad (4.18)$$

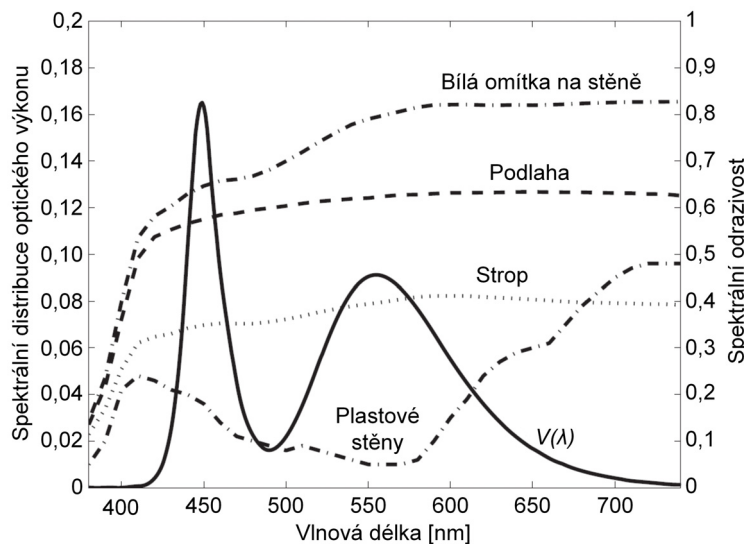
Nejpoužívanější variantou optického koncentrátoru s nezobrazovací optikou je u komerčních zařízení IrDA hemisférická čočka s LP filtrem umístěným mezi čočku a fotodiodu (Obr. 4.4(a)). Pokud optický komunikační kanál vyžaduje použití BP úzkopásmového filtru, není možné použít konfiguraci zobrazenou na Obr. 4.4(a). Důvodem je snížení přenosu $T_s(\psi)$ filtru pro některé úhly dopadu ψ . Místo toho musí být filtr umístěný na vnějším okraji hemisférického koncentrátoru, viz Obr. 4.4(b). Tato varianta minimalizuje posuv pásma a maximalizuje jeho přenos. Výsledkem je úzkopásmový přijímač se širokým zorným polem FOV. Poslední typ optického koncentrátoru je CPC (*Compound Parabolic Concentrator*), viz Obr. 4.4(c). Taková konstrukce umožňuje získat větší zisk, ale na úkor užšího zorného pole FOV (umožňuje použít LP i BP filtr), [31].



Obr. 4.4: Optické koncentrátory s nezobrazovací optikou: (a) hemisférický s planárním optickým filtrem, (b) hemisférický s hemisférickým optickým filtrem, (c) CPC (*Compound Parabolic Concentrator*) s planárním optickým filtrem.

V případě optických bezvláknových datových sítí pro vnitřní prostory pracujících v oblasti viditelného optického záření se uvažuje použití bílých výkonových LED. Bílé výkonové LED, na bázi čipu vyzařujícího optické záření v oblasti 450 nm a žlutého luminoforu YAG, vyzařují optické záření v celém viditelném spektru (380 až 780 nm). Spektrální distribuce optického výkonu, která se označuje $V(\lambda)$, popisuje vyzářený výkon na jednotku vlnové délky, viz Obr. 4.5. Spektrální odrazivost, označovaná jako $\rho(\lambda)$, představuje vliv odrazivosti materiálu v závislosti na vlnové délce. Obecně platí, že odrazivost materiálů v infračervené oblasti je vyšší, než ve viditelné oblasti [42]. Vícecestné šíření způsobené

odrazy od různých materiálů uvnitř místnosti může způsobit disperzi přijímaného signálu. Vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem má vliv na ztráty přenosové cesty a časové zpoždění.



Obr. 4.5: Spektrální distribuce optického výkonu bílé výkonové LED a spektrální odrazivost standardních materiálů uvnitř místnosti [42].

4.3 Distribuce optického záření

Teorie distribuce optického záření ve viditelné oblasti je založena na fotometrických veličinách. Fotometrie se obecně věnuje energetickým veličinám, které jsou definovány podle citlivosti lidského oka a jsou tudíž závislé na barevném složení zkoumaného záření (lidské oko je nejcitlivější na žlutozelené světlo o vlnové délce 555 nm), na rozdíl od radiometrie, která se zabývá celým spektrem elektromagnetického záření [43]. Světelný tok, označovaný jako Φ , je definován jednotkou lumen [lm]. Světelný tok vypovídá o tom, kolik světla vyzáří zdroj optického záření do celého prostoru. Svítivost, označována jako I , je definována jednotkou kandela [cd]. Vzájemný vztah mezi světelným tokem a svítivostí je prostřednictvím prostorového úhlu Ω , [62]:

$$d\Phi = I \cdot d\Omega, \quad (4.19)$$

respektive pokud bodový zdroj optického záření má světelný tok 1 lm, tak do celého prostoru $\Omega = 1$ sr má svítivost 1 cd. Pokud se za uvažovaný bodový zdroj optického záření umístí nekonečně velké ploché zrcadlo, které bezztrátově odrazí optické záření do poloprostoru, má v tomto poloprostoru bodový zdroj optického záření se světelným tokem 1 lm svítivost 2 cd. Proto se u většiny všesměrových zdrojů optického záření uvádí světelný tok Φ a u většiny zdrojů, jejichž optické záření je fokusované do určitého směru, se uvádí

svítivost I . Světelný tok Φ můžeme dále vyjádřit jako:

$$\Phi = K_m \int_{380}^{780} V(\lambda) \Phi_e(\lambda) d\lambda, \quad (4.20)$$

kde Φ_e je zářivý tok jako celková energie elektromagnetického záření, která se z povrchu tělesa vyzáří za časovou jednotku. Spektrální zářivý tok $\Phi_e(\lambda)$ je zářivý tok definovaného intervalu vlnové délky. $V(\lambda)$ je spektrální křivka zdroje optického záření. K_m označuje maximální viditelnost, která je pro lidské oko aproximována na hodnotu 683 lm/W při vlnové délce $\lambda = 555$ nm. Pro převod mezi optickým výkonem P_t v radiometrické oblasti a světelným tokem Φ ve fotometrické oblasti pro zdroje optického záření (v našem případě LED) můžeme použít vztah:

$$\Phi = P_t \cdot K_m \cdot V(\lambda) \Rightarrow P_t = \frac{\Phi}{683 \cdot V(\lambda)}, \quad (4.21)$$

kde P_t je optický výkon [W].

V případě, kdy je vysílač (osvětlovací prvek) tvořen množstvím LED, je možné při řešení pokrytí daného prostoru (buňky) optickým zářením vycházet ze vztahu (4.1). Výše horizontálního osvětlení prostoru se potom určí ze vztahu:

$$E_{hor}(x, y) = \sum_i^{N_{LED}} \frac{I(0) \cos^m(\phi_i)}{D_i^2 \cos(\psi_i)}, \quad (4.22)$$

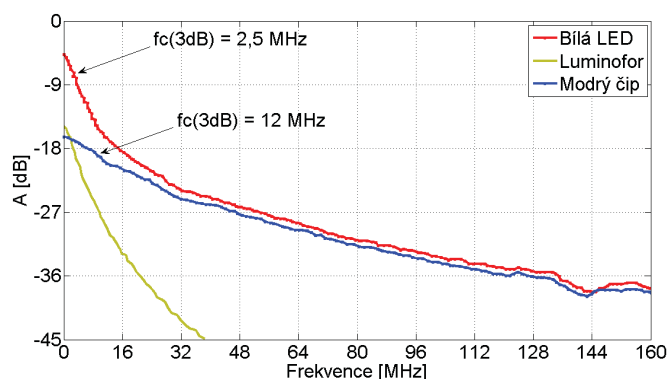
kde parametr N_{LED} v tomto případě označuje počet LED tvořících vysílač. Obdobným způsobem můžeme určit i optický výkon na straně přijímače P_{ph} pro případ, kdy neuvažujeme vliv elementů odrazu:

$$P_{ph} = \sum_i^{N_{LED}} \frac{I(0) \cos^m(\phi_i)}{683 \cdot V(\lambda) \cdot D_i^2 \cos(\psi_i)}. \quad (4.23)$$

5 NÁVRH OPTICKÉHO VYSÍLAČE VLC SYSTÉMU

Podstatou technologie VLC je využití zdroje záření ve vnitřních prostorech nejen k osvětlení daného prostoru, ale i k přenosu informací. Ideálním zdrojem záření, který by splňoval výše uvedené podmínky, se ukazuje být světlo emitující dioda (LED). Technologie VLC tak slibuje řadu ekologických a ekonomických výhod ve srovnání se klasickými žárovkami i zářivkami. Využití LOS spojení mezi vysílačem a přijímačem má velký potenciál z hlediska mnohem větší přenosové hustoty ($\text{Mbps}\cdot\text{m}^{-2}$) v porovnání s bezdrátovými datovými sítěmi v oblasti radiofrekvenčních vln.

V současné době bylo provedeno mnoho vědeckovýzkumných aktivit v oblasti VLC pokrytí uvažovaného vnitřního prostoru. Pomocí matematického modelování lze předpovědět, jakou velikost, umístění a počet LED musí mít zdroje optického záření (vysílače), aby daný prostor byl co nejvíce pokryt [43], [44]. Výsledky těchto vědeckovýzkumných aktivit by se daly shrnout do následujících bodů. Pro dostatek optického výkonu na osvětlení celého prostoru dle norem v podobě klasické místnosti, resp. kanceláře, je potřeba velkého množství LED. Pro pokrytí celého prostoru dostatečnou úrovní optického záření (SNR) umožňujícího přenosu informace (VLC) je nutné světla na bázi LED distribuovat po celém stropu. Optická šířka pásma (pokles o 3 dB) se u klasické bílé LED na bázi modrého čipu a žlutého luminoforu pohybuje kolem hodnot 2–3 MHz. Důvodem je vyzařovací setrvačnost žlutého luminoforu. Optická šířka pásma samotného modrého čipu u klasické bílé LED se pohybuje kolem 12 MHz, viz Obr. 5.1, [47]. Na straně přijímače lze tuto modrou složku z celkové spektra přijatého optického záření vyselektovat pomocí filtru, [44]. Dále bylo dokázáno, že v konstrukcích, ve kterých se vysílač skládá z mnoha prostorově vzdálených LED se širokými vyřazovacími charakteristikami vzájemně se překrývajícími, nemusí být všechny LED časově synchronizovány na straně přijímače [45].



Obr. 5.1: Frekvenční charakteristika bílé LED, [47].

Norma ČSN EN 12464-1 Osvětlení pracovních prostorů [46] vycházející z evropské verze EN 12464-1:2002 definuje hodnotu osvětlení pracovní plochy pro administrativní prostory (kanceláře) v rozsahu $E_m = 200 \text{ lx}$ (archiv) až $E_m = 750 \text{ lx}$ (technické kreslení).

Pro zjednodušení takto velkého rozsahu normovaných hodnot osvětlení můžeme uvažovat hodnotu $E_m = 500$ lx, která je normou definována pro psaní, psaní na stroji, čtení a zpracování dat. Pro srovnání s podobným scénářem v již publikovaném článku [44], ve kterém je použito celkem 960 LED s vyzařovacím úhlem 120° při celkovém optickém výkonu $P_t = 60,5$ W tak, aby bylo zaručeno pokrytí místnosti o rozměrech $5 \text{ m} \times 5 \text{ m}$ z 93 % hodnotou osvětlení alespoň 400 lx, což odpovídalo cca $1,8 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ v závislosti na spektrální charakteristice bílé LED diod.

5.1 Návrh modulátoru vysílací buňky VLC systému

Při návrhu modulátoru buňky VLC systému je nutné vycházet z několika vstupních podmínek. První vstupní podmínkou je detailní znalost vlastností uvažovaných LED diod, ze kterých se bude výsledný optický vysílač pro VLC systém skládat. Mezi tyto vlastnosti patří vyzařovací úhel, hodnota intenzity záření LED, spektrální vyzařovací charakteristika a převodní charakteristika. Dále je nutné znát koncept a parametry modulátoru pro stanovení maximálního počtu LED v rámci jedné buňky. V neposlední řadě je nutné znát rozměry šasi výsledného optického vysílače pro výpočet vzdálenosti a rozmístění LED, případně lze rozměry šasi přizpůsobit ideálním vzdálenostem mezi jednotlivými LED na základě matematického modelování [75].

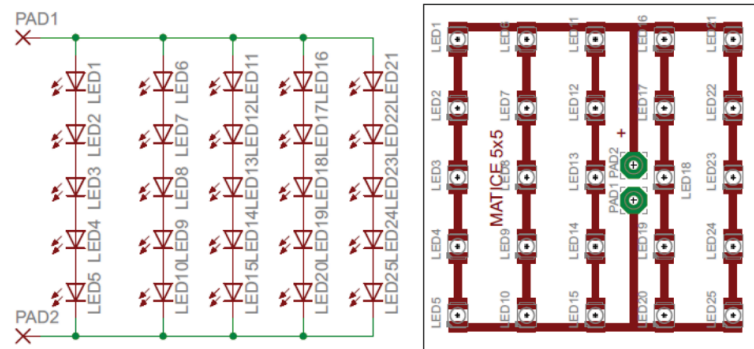
5.1.1 Varianta A

První variantou (A) řešení návrhu modulátoru vysílací buňky VLC systému byl klasický koncept na bázi vstupního operačního zesilovače a tranzistoru jako spínače. Při návrhu vysílací buňky bylo uvažováno použití bílé SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT o rozměru patice SMD 3528, jejíž parametry zobrazuje Tab. 5.1.

Tab. 5.1: Parametry SMD LED PLCC2LW3CT.

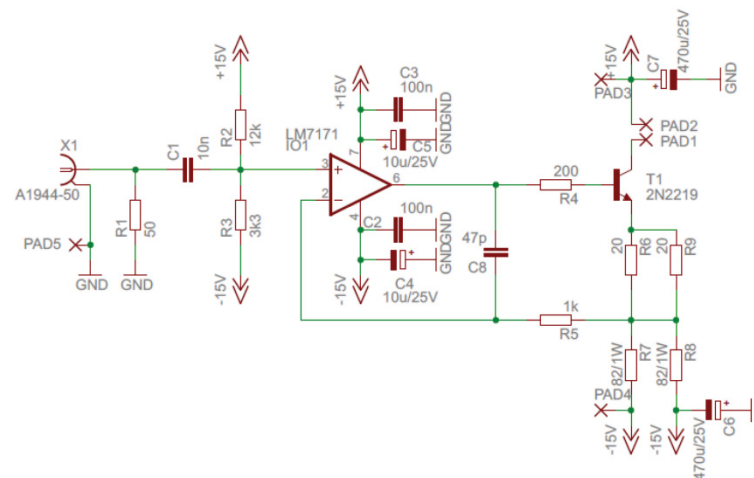
Barva LED	bílá, teplá 3000 K
Napětí v propustném směru U_f	3,5 V
Proud v propustném směru I_f	30 mA
Světelný tok Φ ($I_f=30$ mA)	3,8 lm
Svítivost I ($I_f=30$ mA)	1200 mcd
Vyzařovací úhel $2\phi_{1/2}$	120°

První část konstrukce spočívala v návrhu a realizaci matice použité SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT. Byla navržena matice 5×5 SMD LED, kde byla pro vzdálenost mezi jednotlivými diodami zvolena hodnota 10 mm. Schéma zapojení a plošný spoj je uvedeno na Obr. 5.2. Z parametrů navržené matice dostáváme vstupní parametry pro samotný návrh modulátoru. Klidový výstupní proud modulátoru $I_{bias}=150$ mA, napětí matice 17,5 V, maximální výstupní proud 250 mA.



Obr. 5.2: Schéma zapojení a plošný spoj matice 5×5 SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT.

Z důvodu teplotní stabilizace vzhledem ke změně parametrů zahřívajících se SMD LED bylo zvoleno zapojení s operačním zesilovačem se zápornou napětovou zpětnou vazbou. Základem modulátoru byl zvolen rychlý operační zesilovač s výkonným proudovým výstupem LM7171 posílený bipolárním tranzistorem 2N2219, který je vyhovující i z důvodu možnosti použití napájecího napětí ± 15 V. Obr. 5.3 zobrazuje schéma zapojení navrženého modulátoru.



Obr. 5.3: Schéma zapojení modulátoru pro plošný spoj matice 5×5 SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT.

Nastavení klidového výstupního proudu I_{bias} (5.3) je realizováno pomocí napětového děliče na neinvertujícím vstupu tvořeného rezistory R2 a R3 a napětové zpětné vazby z paralelní dvojice R7, R8. Zde je využita vlastnost operačního zesilovače, který se snaží docílit nulového rozdílového napětí mezi svými vstupy (5.1), (5.2). Z důvodu vysoké vstupní impedance operačního zesilovače může být k návrhu přistupováno jako k nezátíženému

děliči:

$$U_{R3} = \frac{U_{cc+} - U_{cc-}}{R2 + R3} \cdot R3 = \frac{30}{15300} \cdot 3300 = 6,47 \text{ V}, \quad (5.1)$$

$$U_{R3} = U_{R7 \parallel R8}, \quad (5.2)$$

$$I_{bias} = \frac{U_{R3}}{R7 \parallel R8}. \quad (5.3)$$

Vstupní impedance modulátoru je určena obvodu pro střídavé složky je dána jako paralelní kombinace rezistorů R1, R2 a R3:

$$Z_{vst} = \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3}} = \frac{1}{0,0204} = 49 \text{ } \Omega. \quad (5.4)$$

Z důvodu použití vstupního děliče pro nastavení klidového výstupního proudu modulátoru je nutné stejnosměrně oddělit vstup modulátoru od budícího zařízení. Tuto funkci realizuje v zapojení kondenzátor C1 zařazený do vstupu modulátoru mezi přizpůsobovací odpor R1 a dělič. Kapacita C1 spolu se vstupním děličem tvoří horní propust s dolní přenášenou frekvencí vypočtenou dle rovnice:

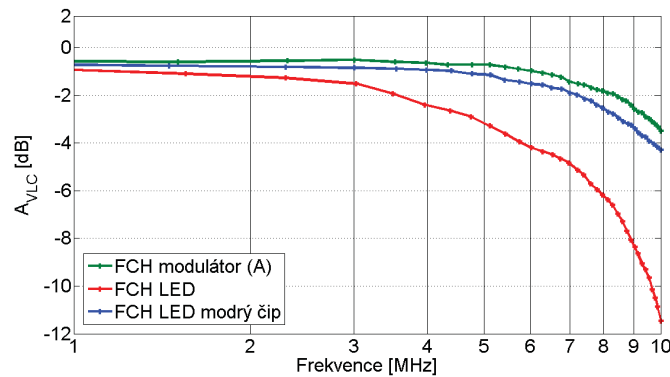
$$f_d = \frac{1}{2\pi R2 \parallel R3 \cdot C1} = \frac{1}{0,162624 \cdot 10^{-3}} = 6149 \text{ Hz}. \quad (5.5)$$

Rezistor R4 plní v zapojení funkci tlumícího odporu a ochranného odporu báze a v kombinaci s kondenzátorem C8 a rezistorem R5 zajišťuje stabilitu obvodu. Blokování napájecího napětí v blízkosti vývodů pouzdra OZ, bylo realizováno kombinací tantalových a keramických kondenzátorů dle doporučení výrobce 100 nF, 10 μ F. V blízkosti přívodů na plošném spoji modulátoru, jsou umístěny filtrační kondenzátory 470 μ F/25 V.

Výsledný zkonstruovaný modulátor varianty (A) byl podroben frekvenční analýze. Při této analýze byla provedeno měření frekvenční charakteristiky jak v elektrické, tak i v optické oblasti. Při měření byl použit generátor signálu Rhode & Schwarz SMB 100A, osciloskop Lecroy 204xi a fotodetektor ThorLABS PDA10A. Pro ověření vlivu žlutého luminoforu a pro jeho eliminaci byl na straně fotodetektoru použit optický filtr od firmy Edmund (*Shortpass Filter* 525 nm) propouštějící vlnové délky optického spektra v rozsahu 250–525 nm. Výsledky frekvenční analýzy zobrazuje Obr. 5.4. Naměřená frekvenční charakteristika potvrzuje již známou vlastnost bílé LED diody, kdy hodnota šířky pásma $f_c(3 \text{ dB})$ se pohybuje kolem hodnoty 2-3 MHz. V případě matice 5 \times 5 SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT byla naměřena hodnota 4,7 MHz. Další ověření známé vlastnosti přineslo použití optického filtru na detekční straně propouštějícího spektrální oblast modrého čipu bílé LED diody. Touto elementární operací lze dosáhnout zvýšení šířky pásma až na hodnotu 12 MHz. Jak je patrné z Obr. 5.4, použitím optického filtru se šířka pásma zdvojnásobila, tj. 9 MHz. Nedosažení oblasti šířky pásma kolem uváděné

hodnoty 12 MHz způsobil samotný modulátor, který svým konstrukčním řešením dosahoval šířku pásma pouze cca 10 MHz. Na základě změřených dat bylo nutné přepracovat variantu (A) ze dvou hlavních důvodů:

- zvýšení šířky pásma modulátoru na hodnotu blíží se 120 MHz,
- přepracování matice s ohledem na parametry SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram.



Obr. 5.4: Frekvenční charakteristika modulátoru varianty (A) a SMD LED s filtrem 525 nm a bez filtru (matice 5×5 SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT).

5.1.2 Varianta B

Druhá varianta (B) řešení návrhu modulátoru vysílací buňky VLC systému vycházela z varianty (A), respektive z klasického konceptu na bázi vstupního operačního zesilovače a tranzistoru jako spínače, nicméně tato varianta musela brát v potaz změnu typu použité bílé SMD LED a také musela být tato varianta přepracována z důvodu zvýšení vlastní šířky pásma. Změna SMD LED byla z důvodů dosažení vyššího optického výkonu na jednu vysílací buňku VLC systému pro co nejlepší pokrytí uvažované místnosti při menším počtu SMD LED diod. Byly vybrány SMD LED diody od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus, které se ukázaly být daleko kvalitnější než původní SMD LED s typovým označením PLCC2LW3CT. Navíc ve prospěch výše uvedené řady od firmy Osram mluví i její hojné nasazení v automobilovém průmyslu při konstrukci světel na bázi LED (*Varroc Lighting Systems*). Tab. 5.2 a Tab. 5.3 zobrazují nejdůležitější parametry použitých SMD LED diody od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus pro vlastní návrh modulátoru varianty (B).

Z důvodu použití výkonnějších typů LED v pouzdrech PLCC4 bylo potřeba vytvořit novou matici. Schéma zapojení je stejné pro oba dva typy použitých SMD LED (Obr. 5.5). Při tvorbě matice bylo počítáno s odděleným napájením led a řídicím obvodem, proto je na plošném spoji matice umístěn i filtrační kondenzátor. Z důvodu vyššího proudového odběru použitých led diod došlo k rozdělení matice (3×3), kde je každá sériová trojice buzena samostatně. V případě, že by byla matice buzena jako celek z jednoho obvodu

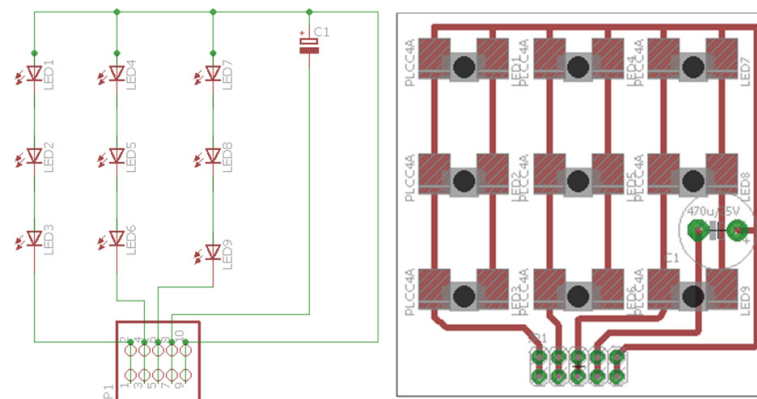
Tab. 5.2: Advanced Power TOPLED Plus LCWG5GP-FYGY-5R8T, pouzdro PLCC4.

Barva LED	bílá, teplá 3000 K
Napětí v propustném směru U_f	2,8–3,8 V
Proud v propustném směru I_f	30–200 mA
Světelný tok Φ ($I_f=100$ mA)	19 lm
Svítivost I ($I_f=100$ mA)	5000 mcd
Vyzařovací úhel $2\phi_{1/2}$	135°

Tab. 5.3: Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, pouzdro PLCC4.

Barva LED	bílá, studená 6500 K
Napětí v propustném směru U_f	2,8–3,8 V
Proud v propustném směru I_f	30–200 mA
Světelný tok Φ ($I_f=100$ mA)	26 lm
Svítivost ($I_f=100$ mA)	7600 mcd
Vyzařovací úhel $2\phi_{1/2}$	135°

musel by se použít výkonnější tranzistor na výstupu operačního zesilovače a to by přineslo zhoršení dynamických vlastností obvodu.

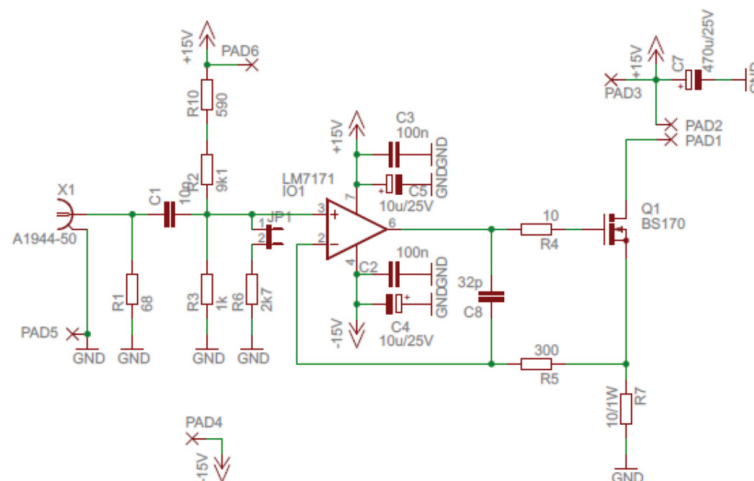


Obr. 5.5: Schéma zapojení a plošný spoj matice 3×3 SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram.

Konstrukce modulátoru varianty (B) je odvozena od modulátoru varianty (A), kde je použito operačního zesilovače LM7171, jehož výstup je posílen v tomto případě unipolárním tranzistorem BS170. Kvůli vyššímu proudovému odběru byl modulátor rozdělen na tři samostatné větve. Dále bylo toto zapojení rozšířeno o možnost nastavení dvou klidových úrovní výstupního proudu na 100 mA a 140 mA, a to pomocí jumperu JP1 (Obr. 5.6).

Výpočet klidového proudu I_{bias} pro rozpojený jumper JP1:

$$U_{R3} = \frac{U_{cc}}{R2 + R3 + R10} \cdot R3 = \frac{15}{10690} \cdot 1000 = 1,403 \text{ V}, \quad (5.6)$$



Obr. 5.6: Schéma zapojení modulátoru (B) pro plošný spoj matice 3×3 SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram.

$$U_{R3} = U_{R7}, \quad (5.7)$$

$$I_{bias} = \frac{U_{R3}}{R7} = \frac{1,403}{10} = 140,3 \text{ mA}. \quad (5.8)$$

Výpočet klidového proudu I_{bias} pro zapojený jumper JP1:

$$U_{R3} = \frac{U_{cc}}{R2 + R3 \parallel R6 + R10} \cdot R3 = \frac{15}{10420} \cdot 1000 = 1,05 \text{ V}, \quad (5.9)$$

$$U_{R3 \parallel R6} = U_{R7}, \quad (5.10)$$

$$I_{bias} = \frac{U_{R3 \parallel R6}}{R7} = \frac{1,05}{10} = 105 \text{ mA}. \quad (5.11)$$

Výpočet vstupní impedance modulátoru varianty (B) je komplikovanější než u varianty (A), protože se na ní podílí všechny tři části obvodu (jednotlivé větve):

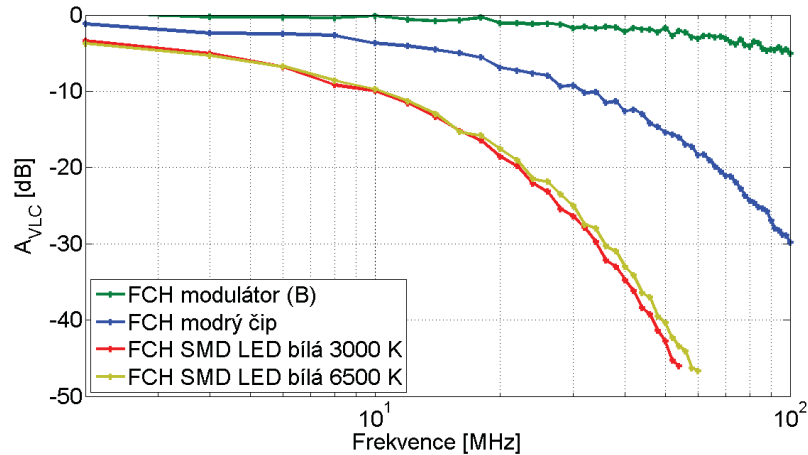
$$Z_{vst} = \frac{1}{\frac{1}{R1} + 3 \cdot \frac{1}{R2+R10} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R6}} = \frac{1}{0,0191} = 52,3 \Omega. \quad (5.12)$$

Dolní přenášené frekvence lze určit ze vztahu:

$$f_d = \frac{1}{2\pi (R2 + R10) \parallel R3 \parallel R6 \cdot C1} = \frac{1}{42, \text{ž}4 \cdot 10^{-6}} = 23453 \text{ Hz}. \quad (5.13)$$

Výsledný zkonstruovaný modulátor varianty (B) vycházející z varianty (A) byl následně podroben frekvenční analýze. Při této analýze byla provedeno měření frekvenční charakteristiky jak v elektrické, tak i v optické oblasti pro oba typy SMD LED. Při měření byl použit generátor signálu Rhode & Schwarz SMB 100A, osciloskop Lecroy 204xi a foto-detektor ThorLABS PDA10A. Opět pro ověření vlivu žlutého luminoforu a pro eliminaci

jeho vlivu na straně fotodetektoru byl použit optický filtr od firmy Edmund (*Shortpass Filter 525 nm*) propouštějící vlnové délky optického spektra v rozsahu 250–525 nm. Výsledky frekvenční analýzy zobrazuje Obr. 5.7.



Obr. 5.7: Frekvenční charakteristika modulátoru varianty (B) a SMD LED s filtrem 525 nm a bez filtru, matice 3×3 SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LCWG5GP-FYGY-5R8T (3000 K) a SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHYY-5C8E (6500 K).

Z naměřených frekvenčních charakteristik je zřejmé, že barva bílé LED nemá vliv na šířku pásma, rozdíly jsou nepatrné. To, co bude ovlivňovat barva bílé LED, bude SNR celého optického bezvláknového komunikačního řetězce. Studená bílá LED má výraznější podíl modré složky vůči zbytku optického spektra. Při uvažované optické filtraci vlivu luminoforu na straně detektoru je zřejmé, že bude hodnota SNR daleko větší, než v případě teplé LED. Naměřené výsledky šířky pásma $f_c(3 \text{ dB})$ modrého čipu SMD bílé LED potvrzují již známou vlastnost bílé LED, že elementární optickou filtrací lze zvýšit šířku pásma na hodnotu kolem 12 MHz. V případě SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram byla změřena hodnota šířky pásma modrého čipu 10 MHz. Z naměřených výsledků (Obr. 5.7) plyne, že šířka pásma modulátoru varianty (B) je 50 MHz. Oproti variantě (A) se jedná o zvýšení o 40 MHz, nicméně i tato hodnota je nedostačující. Navíc, jak se v průběhu řešení návrhu modulátoru ukázalo, je celá klasická koncepce na bázi vstupního operačního zesilovače a tranzistoru jako spínače pro VLC optické bezvláknové sítě nevhodná. Důvodů je hned několik:

- Prvním důvodem je omezení v podobě tranzistoru jako spínače. Pokud je nutné spínat větší proudy (větší matice LED), je nutné zvolit výkonnější tranzistory, které mají pomalou odezvu, což potom vede v konečném důsledku ke snížení šířky pásma modulátoru.
- Koncept modulátoru varianty (B) pro spínání matice (3×3) SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram obsahoval celkem 3 spínací prvky v podobě tranzistorů pro každou sériovou větev matice. Jak už bylo publikováno [44], pro po-

krytí modelové místnosti o rozměrech půdorysu 5 m × 5 m hodnotou osvětlení 400 lx alespoň z 93 %, bylo nutné instalovat na strop LED panely o celkové počtu 960 SMD LED bílé barvy. To by odpovídalo 320 spínacím prvkům, nehledě na ostatní pasivní součástky a operační zesilovače. Takové řešení by bylo ekonomicky nevýhodné.

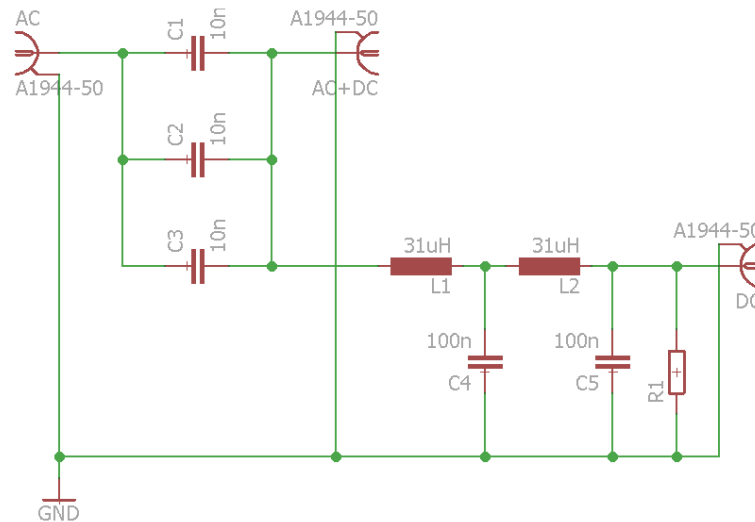
- Norma IEEE 802.15.7 striktně definuje vlastnosti VLC systému. Protože je myšlenkou VLC systému využít zdroj optického záření LED nejen pro osvětlení daného prostoru, ale i pro přenos informací, musí tento VLC systém převzít vlastnosti klasického zdroje záření, tj. umožňovat změnu intenzity osvětlení. V případě klasického konceptu, např. variant (A) a (B), by se jednalo o velice problematickou záležitost, která by navíc celé řešení značně prodražovala.
- Norma IEEE 802.15.7 definuje v rámci fyzické vrstvy II a III přenosovou rychlost až 96 Mbps. Pro tuto přenosovou rychlost je nutná šířka pásma 120 MHz (OOK, VPPM). Jak plyne z naměřených výsledků, bude dosažení této hodnoty pomocí klasického konceptu modulátoru značně složité. V případě nasazení metody postekvalizace na přijímací straně, která umožňuje zvýšit šířku pásma celého optického bezvláknového komunikačního systému na 233 MHz [47], by se z modulátoru klasické koncepce stalo úzké hrdlo celého komunikačního řetězce.

Z výše uvedených důvodů se využití klasické koncepce modulátoru ukazuje být pro VLC systémy nevhodné a tudíž i pro návrh vysílací buňky VLC systému. Ideálním řešením se ukazuje být použití napájecí výhybky označované často v podobě Bias-T jako modulátoru.

5.1.3 Varianta C

Třetí varianta (C) řešení návrhu modulátoru vysílací buňky VLC systému využívá napájecí výhybky označované často jako Bias-T v podobě modulátoru. Napájecí výhybku Bias-T si lze představit jako součástku se třemi porty, kde první, port označovaný také jako nízkofrekvenční port (DC), slouží k přivedení předpětí, druhý port, označovaný jako vysokofrekvenční port (AC), slouží k přivedení užitečného signálu a třetí port, označovaný jako kombinovaný port (AC+DC), obsahuje užitečný signál z portu AC navýšený o předpětí z portu DC. Jedná se tedy o diplexer. Konceptuálně lze na napájecí výhybku Bias-T pohlížet jako na ideální kondenzátor, který umožňuje střídavému signálu projít vysokofrekvenčním portem při současném blokování stejnosměrné složky, a jako na ideální cívku, která blokuje střídavému signálu projít nízkofrekvenčním portem, ale umožňuje projít stejnosměrné složce, předpětí. Prakticky může být napájecí výhybka Bias-T konstruována jako jednoduchý T kus složený z kondenzátoru a cívky, ovšem pro širokopásmové napájecí výhybky je nutné složitějšího zapojení vzhledem k parazitním složkám. Příkladem vnitřního zapojení napájecí výhybky je uveden na Obr. 5.8.

Napájecí výhybka Bias-T uvedená na Obr. 5.8 umožňuje na svůj DC port přivést proud $I_{DCmax} = 1$ A, nicméně doporučený pracovní proud je roven hodnotě poloviční $I_{DC} = 500$ mA při pracovním napětí $U_{DC} = 25$ V. Izolační odpor mezi AC a DC porty dosahuje



Obr. 5.8: Příklad vnitřního zapojení napájecí výhybky Bias-T.

hodnoty větší než 96 dB. Vložná ztráta mezi vstupním AC portem a výstupním AC+DC portem je menší než 1 dB.

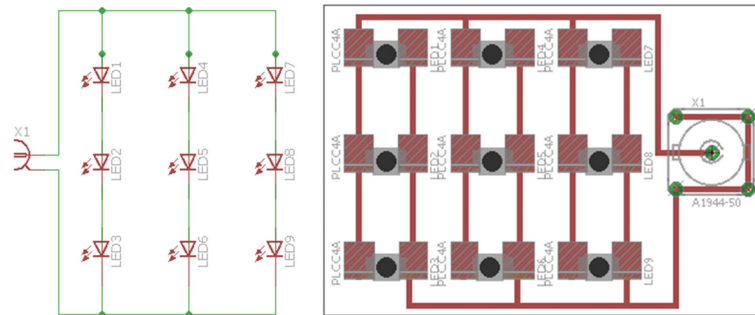
Mezi výhody napájecí výhybky Bias-T patří konstrukční jednoduchost, složená je pouze z pasivních prvků. Dále velká hodnota proudu I_{DC} na portu DC pro nastavení pracovního bodu uvažované LED matice a také rozměry. Profesionální širokopásmové napájecí výhybky Bias-T nepatří mezi nejlevnější, nicméně vyšší cena je dána schopností pracovat ve frekvenční oblasti desítek GHz. V případě vysílací buňky VLC systému by se jednalo o desítky až stovky MHz, kde by tento uvažovaný frekvenční rozsah umožnil snížení ceny Bias-T, případně umožňoval její vlastní návrh a konstrukci. V současné době je možné pořídít Bias-T i v SMD podobě (*Marki Microwave, Inc.*).

Tab. 5.4: Parametry napájecí výhybky Bias-T ZX85-12G+.

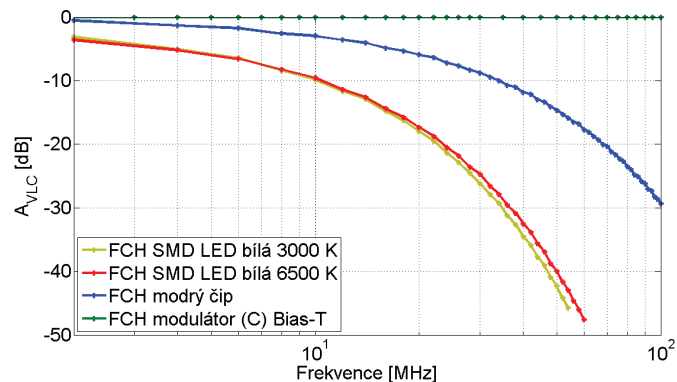
Frekvenční rozsah	0,2–12000 MHz
Vložné ztráty	0,6 dB
Maximální proud $I_{DC,max}$	400 mA
Maximální napětí $U_{DC,max}$	25 V
Maximální výkon $P_{AC,max}$	30 dBm

Jako varianta (C) řešení návrhu vysílací buňky VLC systému byla použita napájecí výhybka Bias-T ZX85-12G+ od společnosti Mini-Circuits. Její parametry shrnuje Tab. 5.4. Při návrhu matice byly použity SMD LED diody od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus stejně jako ve variantě (B), Advanced Power TOPLED Plus LCWG5GP-FYGY-5R8T, bílá teplá (Tab. 5.2), Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHYY-5C8E, bílá studená (Tab. 5.3). Vzhledem k velikosti maximálního proudu $I_{DC,max} = 400$ mA Bias-T byl vybrán klidový proud jedné sériové větve roven $I_{bias} =$

100 mA. Vzhledem k maximálnímu napětí $U_{DC,max} = 25$ V je možná použitím Bias-T realizovat matici až 6×3 SMD LED, což odpovídá počtu 18 SMD LED na jeden modulátor při zachování veškerých dynamických vlastností Bias-T. Z ohledem na návrh řešení modulátoru varianty (B) byla opět zvolena matice 3×3 SMD LED v pouzdech PLCC4. schéma zapojení je stejné pro oba dva typy použitých SMD LED (Obr. 5.9). V tomto případě nebylo potřeba umísťovat na desku plošného spoje filtrační kondenzátor, pouze došlo k výměně konektoru za konektor BNC.

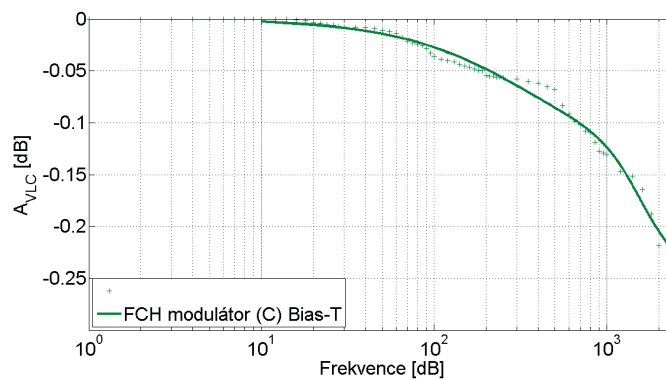


Obr. 5.9: Schéma zapojení modulátoru (C) pro plošný spoj matice 3×3 SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus od firmy Osram.



Obr. 5.10: Frekvenční charakteristika modulátoru varianty (C) Bias-T a SMD LED s filtrem 525 nm a bez filtru, matice 3×3 SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LCWG5GP-FYGY-5R8T (3000 K) a SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHYY-5C8E (6500 K).

Výsledná varianta (C) na bázi napájecí výhybky Bias-T byla následně podrobena frekvenční analýze. Při této analýze byla provedeno měření frekvenční charakteristiky jak v elektrické, tak i v optické, oblasti pro oba typy SMD LED. Při měření byl použit generátor signálu Rhode & Schwarz SMB 100A, osciloskop Lecroy 204xi a fotodetektor ThorLABS PDA10A. Opět pro ověření vlivu žlutého luminoforu a pro eliminaci jeho vlivu na straně fotodetektoru byl použit optický filtr od firmy Edmund (*Shortpass Filter* 525 nm) propouštějící vlnové délky optického spektra v rozsahu 250–525 nm. Výsledky



Obr. 5.11: Frekvenční charakteristika modulátoru varianty (C) Bias-T.

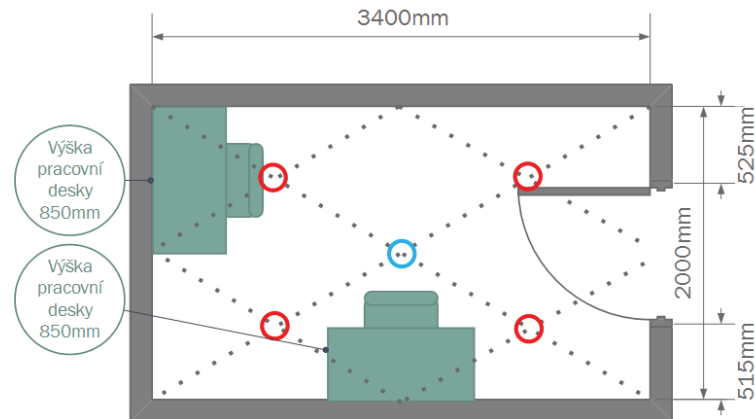
frekvenční analýzy zobrazuje Obr. 5.10. Z důvodů velké šířky pásma napájecí výhybky Bias-T je průběh její frekvenční charakteristiky zobrazen zvláště v Obr. 5.11. Generátor signálu Rhode & Schwarz SMB 100A umožňoval maximální nastavitelnou frekvenci 2,5 GHz. Jak plyne z naměřené frekvenční charakteristiky, nelze při hodnotě 2,5 GHz určit pásma.

Naměřené průběhy frekvenčních charakteristik vybraných SMD LED od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus se shodují s naměřenými průběhy při použití modulátoru varianty (B). Výsledky ukazují, že pro návrh vysílací buňky VLC systému představuje napájecí výhybka Bias-T ideálně řešení. Tato napájecí výhybka má velký dynamický rozsah, umožňuje na rozdíl od varianty modulátoru (B) použít až 18 SMD LED řady Advanced Power TOPLED Plus na jednu buňku a co je podstatné, umožňuje elegantním způsobem prostřednictvím předpětí na portu DC měnit pracovní bod celé buňky. Tato výhoda bude zvláště podstatná při návrhu eliminace kolísání optického výkonu vlivem pokročilých modulačních formátů a případně při řešení regulace osvětlení vysílací buňky VLC systému dle požadovaných vlastností v rámci standardu IEEE 802.15.7.

5.2 Návrh buňky VLC systému

Pro realizaci buňky VLC systému je uvažovaný prostor temné místnosti o rozměrech $2 \times 3,4 \times 2,2 \text{ m}^3$ (š×d×v). Cílem realizace buňky VLC systému, případně VLC buňek systému, je 95 % pokrytí uvažovaného prostoru hodnotou osvětlení $E_m = 500 \text{ lx}$, která je normou ČSN EN 12464-1 Osvětlení pracovních prostorů [46] definována pro psaní, psaní na stroji, čtení a zpracování dat. V rámci temné místnosti je na zdi nanесena matná černá barva pro eliminaci odrazů od zdi (potlačení vlivu prvního elementu odrazu), tak aby se dominantním způsobem podílelo na pokrytí místnosti pouze šíření optického záření přímou trasou LOS [77]. Dodatečně byly stěny pokryty černým akustickým molitanem s jehlanovým profilem pro ještě větší eliminaci vlivu prvního elementu odrazu. Výsledná temná místnost byla podrobena experimentálním měřením průniku okolního parazitního

optického záření. Pomocí photocounteru PertinElmer typu MP 984 byla naměřena průměrná hodnota 7 fotonů za 1 s. Výrobce uvádí chybu přístroje 1 foton za s. Půdorys temné místnosti včetně situačního plánu zobrazuje Obr. 5.12.



Obr. 5.12: Půdorys temné místnosti včetně situačního plánu.

Zdroje optického záření (optické vysílače VLC buňky), které mají plnit funkci osvětlení daného prostoru a také funkci komunikační, jsou umístěny na stropě místnosti ve výšce 2,2 m. Výška pracovní desky stolu je standardních 85 cm. V této výšce se také uvažuje umístění přijímače VLC systému, proto veškeré měření a simulace budou prováděny pro tuto hodnotu od podlahy místnosti. Pro studium pokrytí jsou uvažovány 2 konfigurace v rámci temné místnosti. První konfigurace odpovídá umístění zdroje optického záření na bázi SMD LED do středu místnosti (Obr. 5.12, modrý kruh). Tato situace navozuje klasické umístění zdroje optického záření do průsečíku uhlopříček stropu místnosti. Výsledky analýzy tohoto klasického umístění zdroje optického záření bude mít přínos z hlediska znalostí při návrhu VLC systému pro starší zástavbu, kdy samotná konstrukce a výška stropu neumožňuje změnu dispozice zdroje optického záření. Druhá situace představuje moderní pokrytí místnosti bodovými zdroji optického záření. V tomto případě se očekává větší homogenita pokrytí místnosti a také menší počet SMD LED v rámci jedné buňky VLC systému (zdroje optického záření). V případě pokrytí temné místnosti bylo nutné nejprve místnost rozdělit na 4 stejně velké prostory. V každém takto stejně velikém prostoru byly vytyčené uhlopříčky a jejich vzájemný průsečík označoval bod umístění jedné buňky VLC systému (Obr. 5.12, červené kruhy). Je zřejmé, že místnost není čtvercového půdorysu, což také platí pro vzniklé podprostory při návrhu umístění buněk VLC systému. Nečtvercová geometrie podprostorů způsobí při uvažovaném kruhovém tvaru buňky vzájemné překrývání sousedních buněk. V tomto místě může docházet k intersymbolové interferenci [84].

V případě, kdy známe rozměry šasi světla, rozměry uvažovaných SMD LED a vlastnosti modulátoru, můžeme přikročit k návrhu jedné buňky VLC systému. V případě rozměrů šasi jsou uvažovány rozměry standardních kancelářských zářivkových svítidel a bodovek.

Tab. 5.5: Rozměry šasi zářivkových kancelářských svítidel a bodovek.

Typové označení	MODUS LLX418AL	Greenlux ORI VVG	GWL/POWER LED
Patice	patice G13 (T8)	patice G13 (T8)	patice GU10
Příkon	4×18 W	2×36 W	4 W
Světelný tok Φ	4×1350 lm	2×3350 lm	240 lm
Délka	650 mm	1220 mm	50 mm (průměr)
Šířka	460 mm	300 mm	50 mm (průměr)

Rozměry šasi těchto svítidel shrnuje Tab. 5.5. Uvažované SMD LED jsou totožné s SMD LED, které byly použity při návrhu modulátoru a jejich parametry jsou uvedeny v Tab. 5.2 a Tab. 5.3. Jak už bylo uvedeno, jedná se o SMD LED diody od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus. SMD LED této řady jsou vyráběny v patici s označením PLLC4. Dle doporučení firmy Osram je nutné, aby plošky pro umístění SMD LED na desku plošného spoje měli plochu 16 mm^2 , přičemž samotná SMD LED má šířku 6,2 mm. V konečném důsledku je nutné počítat s minimálními rozměry potřebnými pro umístění SMD LED na desku plošného spoje $DPS \geq 12 \times 5 \text{ mm}^2$, nicméně pro návrh umístění SMD LED do šasi obdélníkového nebo čtvercového profilu bude počítáno s minimálními rozměry $x \geq 12 \text{ mm}$, případě kruhového profilu bude využito i délky $y \geq 5 \text{ mm}$ vzhledem efektivnímu rozmístění SMD LED v ploše. Dále jak plyne z vlastností modulátoru (C) na bázi napájecí výhybky Bias-T, uspořádání uvažované vysílací buňky VLC systému musí být v modulu 9, 12, 15 a maximálně 18 SMD LED. Maximální počet LED je tedy v našem případě omezen rozměry:

$$N_{LED} \leq \left[\frac{\check{s}}{x} - 1 \right] \times \left[\frac{d}{x} - 1 \right]. \quad (5.14)$$

Pro uvažované rozměry šasi svítidel dle Tab. 5.5 můžeme pomocí rovnice (5.14) stanovit maximální počet SMD LED při maximálním obsazení, viz Tab. 5.6. Problém nastává v určení maximálního počtu SMD LED u svítidla č. 3, tj. u bodové žárovky obsahující LED (pokud nebudeme brát v potaz využití již umístěných SMD LED z výroby). Tvar svítidla má kruhový průřez s průměrem 50 mm. V tomto případě se šasi rozdělí na čtverec o straně $\check{s} = d = 50 \text{ mm}$ a 4 kruhové úseče o úhlu $\alpha = 50^\circ$ a poloměru $r = 25 \text{ mm}$. Vzniklý prostor kruhové výseče umožňuje maximální umístění 2 SMD LED. V dalším kroku je nutné stanovit vzdálenost mezi jednotlivými SMD LED. Jak už bylo uvedeno, minimální vzdálenost mezi jednotlivými LED je dána konstrukčními požadavky a rozměry SMD LED a odpovídá hodnotě $x \geq 12 \text{ mm}$. Minimální počet SMD LED musí odpovídat stejnému světelnému toku, jako u původního svítidla. Při konstrukci modulátoru bylo počítáno s pracovním bodem SMD LED $I_f = 100 \text{ mA}$. Této hodnotě odpovídá světelný tok $\Phi = 19 \text{ lm}$ pro Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E a světelný tok $\Phi = 26 \text{ lm}$ pro Advanced Power TOPLED Plus LCWG5GP-FYGY-5R8T. Z principu superpozice vyplývá, že pokud jednotlivá světelná pole jsou řešením vlnové rovnice, je

řešením i jejich součet. Na základě tohoto principu můžeme konstatovat, že maximální obsazení šasi svítidel uvažovanými SMD LED mnohonásobně překračuje požadovaný světelný tok Φ původního konceptu svítidel. Například pro šasi svítidla MODUS LLX418AL může mít maximální dosažitelný světelný tok Φ_1 hodnotu:

$$N_{LED} \leq 1961 \Rightarrow \Phi_1 \leq 1961 \cdot \Phi_{LED} \Rightarrow \Phi_1 \leq 37259 \text{ lm.} \quad (5.15)$$

Na základě superpozice můžeme tedy stanovit minimální počet SMD LED tak, aby výsledný světelný tok ϕ měl stejnou nebo vyšší hodnotu jako u původního svítidla:

$$N_{LED} \geq \frac{\Phi_x}{\Phi_{LED}} \geq \frac{(4 \times 1350)}{19} = 285. \quad (5.16)$$

Výsledné hodnoty minimálního počtu N_{LED} jsou uvedeny v Tab. 5.6. Z tabulky je patrné, že u bodového svítidla č. 3, které z výroby obsahuje 21 ks SMD LED 5050, je možné dosáhnout stejného světelného toku při použití 14 ks SMD LED od firmy Osram řady Power TOPLED Plus. Toto nahrazení původních SMD LED se ukazuje být klíčové pro konstrukci vysílací buňky VLC systému. V případě použití modulátoru na bázi napájecí výhybky Bias-T bude nutné při této konfiguraci SMD LED od firmy Osram řady Power TOPLED Plus pouze jednoho kusu na celé bodové světlo. V rámci stanovení vlivu vzdálenosti mezi jednotlivými SMD LED bude vycházeno z hodnot minimálního počtu dle tab. 5.6.

Tab. 5.6: Určení maximálního a minimálního počtu SMD LED od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus dle rozměrů šasi svítidel a původnímu světelnému toku Φ .

Typ svítidla	$N_{LED} \leq, x = 12 \text{ mm}$	$N_{LED} \geq, \Phi = 19 \text{ lm}$	$N_{LED} \geq, \Phi = 26 \text{ lm}$
MODUS LLX418AL	1961	285	208
Greenlux ORI VVG	2400	353	258
GWL/POWER LED	$9 + 4 \times 2 = 17$	13	10

Při výpočtu maximální vzdálenost mezi SMD LED vycházíme z poměru stran šasi svítidla. V případě svítidla č. 1 můžeme poměr stran definovat jako:

$$k = \frac{s}{d} = \frac{460}{650} = 0.70769. \quad (5.17)$$

Na základě známého minimálního počtu LED N_{LED} můžeme vypočítat matici v podobě:

$$n_{LED} \times 0.70769 \cdot n_{LED} = 285 \Rightarrow n_{LED} = \sqrt{402,7} \Rightarrow n_{LED} \approx 21. \quad (5.18)$$

5.2.1 Vzdálenost mezi SMD LED

Vzhledem k rozměrům šasi svítidla č. 1 se bude jednat o matici SMD LED $21 \times 14 = 294$, což v konečném důsledku znamená rozdíl ve světelném toku $\Phi_{\Delta} = 171 \text{ lm}$ z původní hodnoty $\Phi_1 = 5400 \text{ lm}$, tj. 3,16 %. V případě bodového světla je nutné zvolit nejmenší

možné vzdálenosti mezi SMD LED. Pro výpočet maximální vzdálenosti mezi SMD LED při zachování pokud možno stejného světelného toku Φ svítidla musíme provést výpočet pro každou stranu šasi svítidla zvlášť. Výsledky pro všechny typy uvažovaných svítidel jsou uvedeny v Tab. 5.7.

$$650 = (n_{LED} + 1) \cdot x \Rightarrow x = \frac{650}{(21 + 1)} = 29,54 \text{ mm}, \quad (5.19)$$

$$450 = (0.70769 \cdot n_{LED} + 1) \cdot x \Rightarrow x = \frac{460}{(14 + 1)} = 30,66 \text{ mm}. \quad (5.20)$$

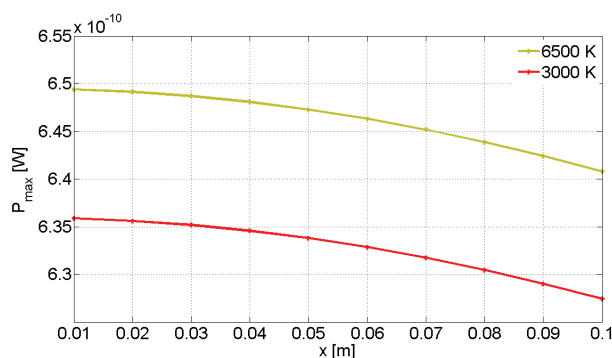
Tab. 5.7: Výpočet maximální vzdálenosti mezi jednotlivými SMD LED od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus.

Typ svítidla	x (d) $_{\Phi=19 \text{ lm}}$	x (š) $_{\Phi=19 \text{ lm}}$	x (d) $_{\Phi=26 \text{ lm}}$	x (š) $_{\Phi=26 \text{ lm}}$
MODUS LLX418AL	29,54 mm	30,00 mm	35,38 mm	33,33 mm
Greenlux ORI VVG	32,1 mm	30,50 mm	34,21 mm	35,88 mm

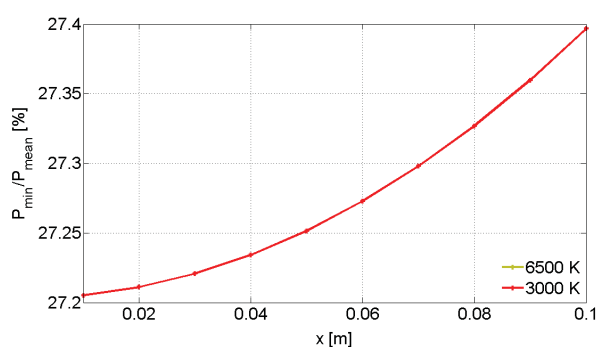
Simulace vlivu vzdálenosti mezi SMD LED na osvětlení prostoru byla prováděna v programovém prostředí Matlab. Ačkoliv výsledky uvedené Tab. 5.7 definují maximální vzdálenost mezi SMD LED při zachování stejného světelného toku svítidla hodnoty kolem $x \approx 33$ mm, byla při simulaci zvolena maximální hodnota vzdálenosti $x_{max} = 100$ mm. Simulace byla prováděna pro matici 3×3 SMD LED dle konceptu modulátoru na bázi napájecí výhybky Bias-T. Uvažovaná pozice fotodetektoru byla v úrovni výšky pracovního stolu, tj. 85 cm. Výsledky simulace zobrazuje Obr. 5.13 a Obr. 5.14. Na Obr. 5.13 je patrný pokles maximálního optického výkonu s rostoucí vzdáleností mezi SMD LED za současného zvyšování parametru rovnoměrnosti distribuce optického výkonu, který je definován jako podíl minimální hodnoty optického výkonu P_{min} k hodnotě průměrného optického výkonu P_{mean} (Obr. 5.14). Distribuci optického výkonu pro uvažovanou hodnotu minimální vzdálenosti mezi SMD LED $x = 12$ mm a distribuci optického výkonu pro vypočítanou vzdálenost mezi SMD LED pro zachování stejného světelného toku Φ svítidel zobrazují Obr. 5.15 a Obr. 5.16. Počet modulátorů Bias-T integrovaných do vysílacích buněk VLC systému by odpovídal rozměrům šasi svítidel a také původní/požadované hodnotě světelného toku Φ . Počet požadovaných integrovaných modulátorů do výše uvedených svítidel je definovaný v Tab. 5.8.

Tab. 5.8: Požadovaný počet integrovaných modulátorů Bias-T do svítidel.

Typ svítidla	SMD LED 6500 K, $\Phi = 19 \text{ lm}$	SMD LED 3000 K, $\Phi = 26 \text{ lm}$
MODUS LLX418AL	16–32	12–24
Greenlux ORI VVG	20–40	15–29
GWL/POWER LED	1	1



Obr. 5.13: Průběh vlivu vzdálenosti mezi SMD LED na hodnotu optického výkonu P_{max} .



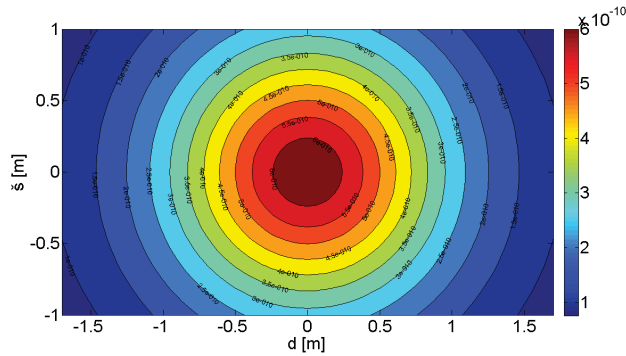
Obr. 5.14: Průběh vlivu vzdálenosti mezi SMD LED na hodnotu rovnoměrnosti distribuce optického výkonu P_{min}/P_{mean} .

Je-li uvažováno použít jak zdroj optického záření jiné SMD LED s rozdílným parametrem $2\phi_{1/2}$ a při stejném optickém výkonu (pro vzájemné porovnání), je zřejmé, že u vysílačů buněk VLC systému na zdroje optického záření s úzkou vyzařovací charakteristikou se bude více projevovat vliv vzdálenosti mezi jednotlivými SMD LED, viz Obr. 5.17.

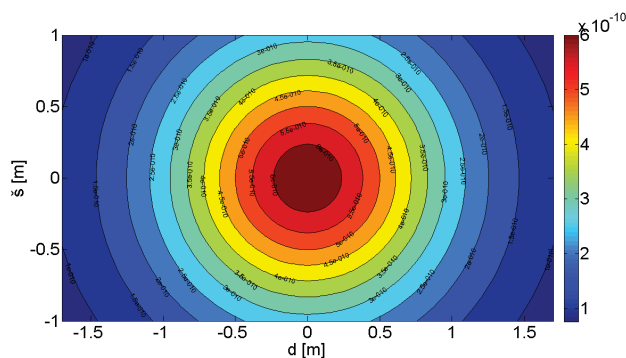
5.3 Distribuce optického výkonu v místnosti

Při řešení distribuce optického výkonu v uvažované místnosti, resp. temné místnosti, byla uvažována konfigurace uvedená na Obr. 5.12. V případě temné místnosti nebudou nejprve brány v potaz vliv možných elementů odrazu vzniklých na pevných překážkách [90]. Obr. 5.18 zobrazuje distribuci optického výkonu uvnitř temné místnosti při použití rozměrů šasi svítidla MODUS LLX418AL a jeho umístění uprostřed místnosti, tu samou situaci reprezentuje Obr. 5.19 pro svítidlo Greenlux ORI VVG. Jedná s o klasické řešení, kdy se určí celkový světelný tok svítidla na základě známých údajů, svítidlo se namodeluje v simulačním prostředí jako zdroj záření v podobě bodu a následně se vypočítá distribuce optického výkonu v místnosti, respektive osvětlení prostoru.

Klasické řešení distribuce optického výkonu pomocí simulačních nástrojů je možné

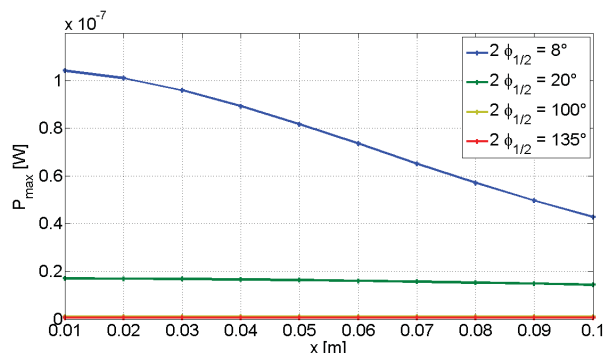


Obr. 5.15: Distribuce optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] pro hodnotu vzdálenosti mezi SMD LED $x = 12$ mm.

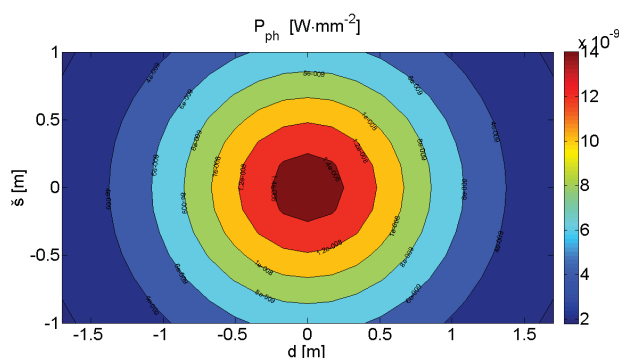


Obr. 5.16: Distribuce optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] pro hodnotu vzdálenosti mezi SMD LED $x = 33$ mm.

v případě, pokud se jedná o bodový zdroj světla, v našem případě např. svítidlo č. 3., [85]. Pokud se ale jedná o svítidlo větších rozměrů, jako v našem případě šasi prvních dvou svítidel určených původně pro zářivkový zdroj záření s označením T8, je nutné k této situaci přistupovat jinak. V případě simulací distribuce optického výkonu je nutné pro přesnější výsledky, zvláště v případě studií vysílacích buněk VLC systému, modelovat umístění každé SMD LED světla. Příkladem je umístění svítidla MODUS LLX418AL do středu místnosti, které zobrazuje Obr. 5.20. V tomto případě bylo použito při simulaci metody postupného výpočtu po jednotlivých SMD LED. Při porovnání mezi výsledky na Obr. 5.18 a Obr. 5.20 je zřejmé, že v případě přesnější metody výpočtu došlo k nárůstu maximální hodnoty optického výkonu z původní hodnoty $P_{ph} = 1,4998\cdot e^{-8}$ [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] na hodnotu $1,9292\cdot e^{-8}$ [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$]. Jedná se tedy o nárůst úrovně o 1 dB. V případně rovnoměrnosti distribuce optického výkonu naopak došlo k nárůstu podílu podíl minimální hodnoty optického výkonu P_{min} k hodnotě průměrného optického výkonu P_{mean} z původní hodnoty 27,89 % na hodnotu 29,62 %. Nejlépe lze rozdíly vizuálně rozeznat z 3D grafu (mesh), viz Obr. 5.21 a Obr. 5.22.



Obr. 5.17: Průběh vlivu vzdálenosti mezi SMD LED na hodnotu optického výkonu P_{max} při změně $2\phi_{1/2}$.

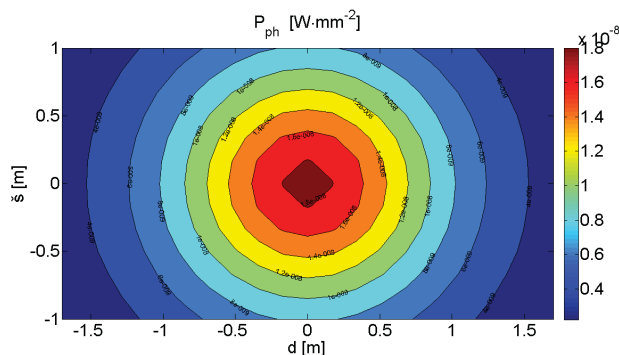


Obr. 5.18: Distribuce optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla MODUS LLX418AL, SMD LED 6500 K.

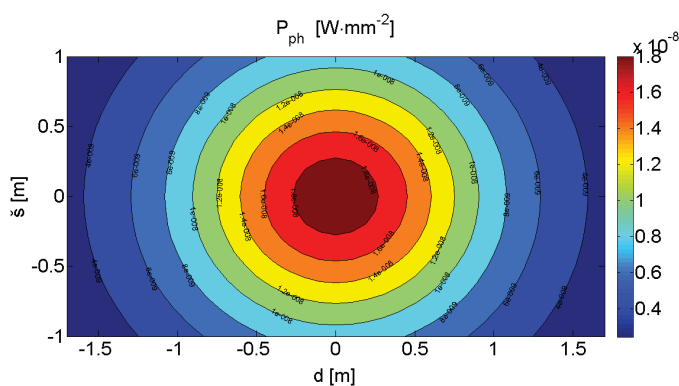
5.3.1 Vliv elementů odrazu

Posouzení vlivu elementů odrazu na distribuci optického výkonu bylo prováděno na příkladě bodového svítidla č. 3. Důvodem je nutnost použít pouze jeden modulátor Bias-T vzhledem k počtu potřebných SMD LED diod. Simulace byly prováděny při použití SMD LED od firmy Osram řady Power TOPLED Plus varianty 6500 K. Jak už bylo uvedeno, její světelný tok $\Phi = 19$ lm. Z předchozích výsledků porovnání metod bylo použita metoda výpočtu po jednotlivých SMD LED. Bodové svítidlo bylo umístěno doprostřed místnosti a byla provedena simulace vlivu pevných překážek v podobě zdí. V případě simulace byla zvolena hodnota koeficientu odrazivosti u zdí $\rho = 0,8$ [78]. Výsledek simulace je zobrazen na Obr. 5.23. V tomto 3D grafu je znázorněn vliv přímého spojení LOS mezi vysílačem a přijímačem, tak i vliv optického výkonu dopadajícího na detektor odrazem od pevných překážek. Aby bylo možné rozklíčovat hodnotu optického výkonu způsobeného odrazem od zdí, je tato část optického výkonu zobrazena zvlášť na Obr. 5.24.

V použitém modelu optického bezvláknového systému ve vnitřních prostorech můžeme pro další výpočty zanedbat vliv vícecestného fadingu. V našem modelu optického bezvláknového kanálu je nosičem informace optické záření, jeho frekvence je 10^{14} Hz. Na-



Obr. 5.19: Distribuce optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla Greenlux ORI VVG, SMD LED 6500 K.



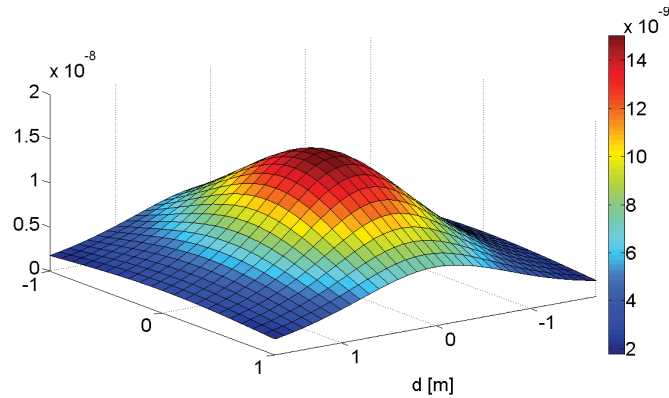
Obr. 5.20: Distribuce optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla MODUS LLX418AL, SMD LED 6500 K, metoda výpočtu po jednotlivých SMD LED.

víc rozměry detektoru jsou v řádu tisíců vlnových délek λ optického záření ve viditelné oblasti, což vede k účinné prostorové diverzitě, která zabraňuje vícecestnému fadingu. Z těchto důvodů lze vícecestný fading zanedbat. Z těchto důvodů můžeme odstum signálu od šumu přijímaného optického signálu v elektrické rovině popsat následujícím vztahem [17]:

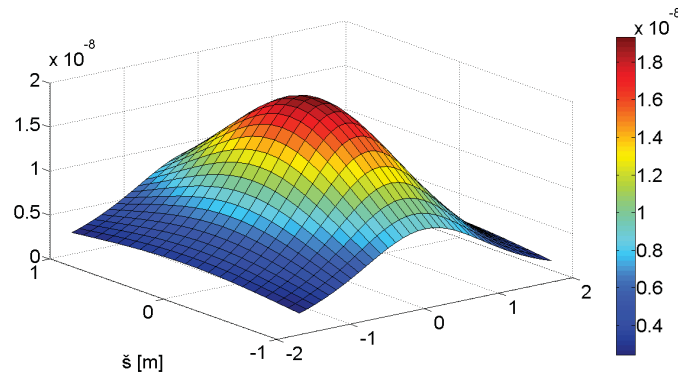
$$SNR = \frac{\Re^2 P_r^2}{N_0 \cdot B}, \quad (5.21)$$

přičemž předpokládáme, že v $n(t)$ modelu uvedeného na Obr. 4.2 definujícího signálově nezávislým aditivním šumem dominuje Gaussova složka s oboustrannou spektrální hustotou energie N_0 nad požadovanou šířkou pásma B . Rovnici (5.21) můžeme dále upravit do tvaru [17]:

$$SNR = \frac{2\Re^2 P_t^2 \left(H_d(0) + \sum^{ref} dh_{ref}(0) \right)}{N_0 \cdot R_b}, \quad (5.22)$$



Obr. 5.21: 3D graf distribuce optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla MODUS LLX418AL, SMD LED 6500 K, standardní metoda výpočtu.

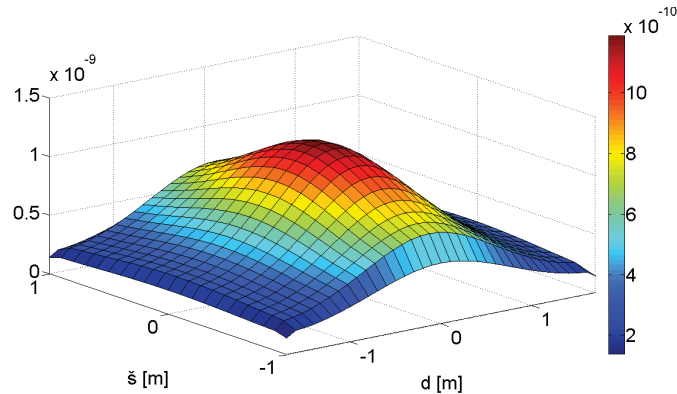


Obr. 5.22: 3D graf distribuce optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi svítidla MODUS LLX418AL, SMD LED 6500 K, metoda výpočtu po jednotlivých SMD LED.

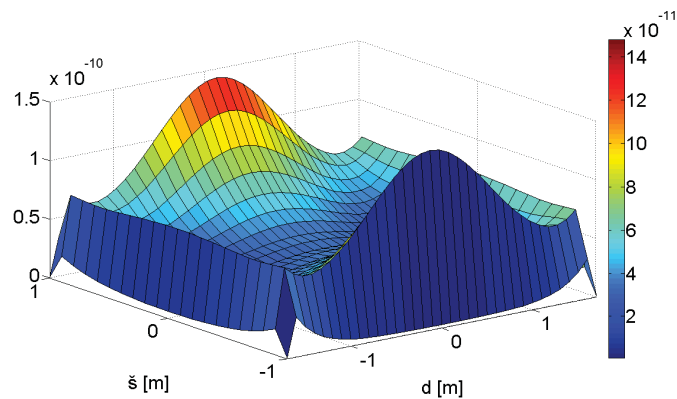
kde R_b je přenosová rychlost. K měření byl použit fotodetektor na bázi Si PDA10A od firmy ThorLabs. Pro tento fotodetektor deklaruje výrobce maximální citlivost $\mathfrak{R} = 0,44$ A/W. Tato maximální hodnota citlivosti \mathfrak{R} odpovídá vlnové délce $\lambda = 750$ nm. Pro simulaci budeme uvažovat o hodnotě $\mathfrak{R} = 0,30$ A/W definovanou pro vlnovou délku $\lambda = 555$ nm. Pokud bude použit optický filtr pro eliminaci vlivu luminoforu bílé SMD LED, bude hodnota citlivosti $\mathfrak{R} = 0,15$ A/W, odpovídající vlnové délce $\lambda = 450$ nm. Gaussovu složku šumu s oboustrannou spektrální hustotou energie $N0$ můžeme také vyjádřit jako:

$$N0 = 2 \cdot (\sigma_c^2 + \sigma_{th}^2) \cdot q, \quad (5.23)$$

kde q je hodnota elementárního náboje hodnoty $1,602177 \cdot 10^{-19}$ C, σ_{th} vyjadřuje termální šum předzesilovače (je tedy ovlivněn kvalitou konstrukce přijímače) a σ_c vyjadřuje celkový



Obr. 5.23: 3D graf distribuce celkového optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] pro vysílací buňku VLC systému na bázi šasi bodového svítidla GWL/POWER LED, SMD LED 6500 K, do výpočtu zahrnut vliv pevných překážek.



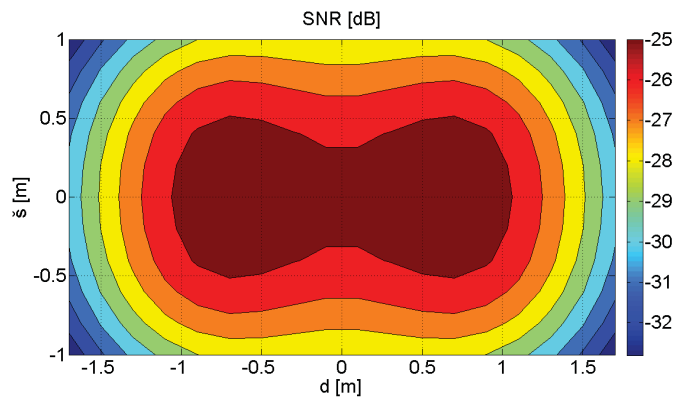
Obr. 5.24: 3D graf distribuce optického výkonu P_{ph} [$\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$] způsobeného odrazem optického záření od pevných překážek, vysílací buňka VLC systému na bázi šasi bodového svítidla GWL/POWER LED, SMD LED 6500 K.

šum fotodetektoru, který odpovídá součtu [28], [4]:

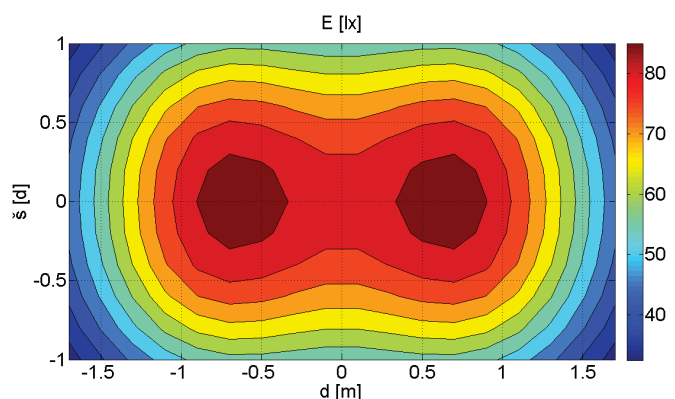
$$\sigma_c^2 = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_d^2 \rangle + \langle i_b^2 \rangle, \quad (5.24)$$

kde i_s je proud způsobený výstřelovým šumem, i_d je temný proud a i_b je proud způsobený okolním parazitním osvětlením. Pro simulaci bude uvažována hodnota $\sigma_c = 200 \mu\text{A}$, která odpovídá hodnotě výstřelového šumu fotodetektoru, respektive jsou uvažovány vlastnosti temné místnosti. Pokud bude nutné provést simulace v rámci uvažované reálné místnosti, kde působí denní sluneční světlo, případně umělé osvětlení, bude uvažovaná hodnota $i_b = 5100 \mu\text{A}$, která odpovídá hodnotě optického výkonu 9,62 mW přímého slunečního záření [40]. Hodnota N_0 se bude pro hodnotu $\sigma_c = 200 \mu\text{A}$ rovnat $7,6 \cdot e^{-23} \text{ W/Hz}$ a pro hodnotu $i_b = 5100 \mu\text{A}$ se bude rovnat $1,94 \cdot e^{-21} \text{ W/Hz}$. Plocha fotodetektoru PDA10A A_{pd} je $0,8 \text{ mm}^2$. Tato malá plocha detektoru umožňuje velkou šířku pásma foto-

detektoru, ovšem za cenu výrazného snížení SNR. V případě PDA10A je $B = 180$ MHz. Důvodem je malá kapacita fotodetektoru, která je u Si rovna poměru kolem 1 pF/mm^2 . V případě realizace VLC technologie nejčastěji uvažuje o použití fotodetektoru s plochou $A_{pd} = 7 \text{ mm}^2$ (často se v simulacích používá plocha $A_{pd} = 1 \text{ cm}^2$), jako například fotodioda Hamamatsu S10784, která má šířku pásma $B = 300$ MHz definovanou pro vlnovou délku $\lambda = 650 \text{ nm}$. Pro zvýšení SNR se doplňuje fotodetektor optickou konvexní čočkou. V našem případě byla provedena simulace pro umístění 4 vysílacích buněk VLC systému pro zjištění úrovně SNR. Výsledky zobrazuje Obr. 5.25. Průměrná hodnota SNR dosahovala $-26,9 \text{ dB}$ (při uvažované šířce pásma $B = 12 \text{ MHz}$). Pro reálné nasazení je tato hodnota nedostačující. Požadavkem je hodnota $\text{SNR} \geq 13,5 \text{ dB}$. Při posouzení splnění normy ČSN 12464-1 [46] byla provedena simulace osvětlení prostoru při stejné konfiguraci. Bylo následně zjištěno, že průměrné osvětlení místnosti se pohybovalo kolem hodnoty $E = 87 \text{ lx}$. Výsledná mapa osvětlení prostoru temné místnosti je zobrazena na Obr. 5.26.

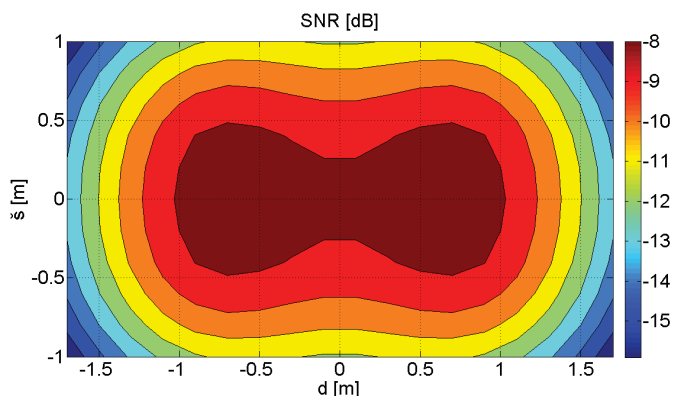


Obr. 5.25: SNR při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor PDA10A.



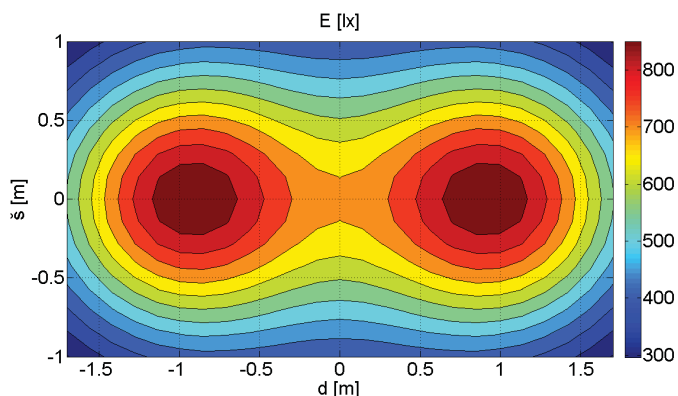
Obr. 5.26: Horizontální osvětlení prostoru temné místnosti při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K.

Cílem je tedy nalézt správnou konfiguraci uvažovaných kancelářských světel tak, aby byla splněna podmínka normy ČSN 12464-1 [46] a dále aby bylo dosaženo hodnoty $\text{SNR} \geq 13,5$ dB. Základním řešením se nabízí změna fotodetektoru. Ukazuje se, že detekční plocha fotodetektoru může být kritickým činitelem pro splnění podmínky dostatečného odstupu signálu od šumu. Pokud budeme uvažovat změnu fotodetektoru z PDA10A na již zmíněný Hamamatsu S10784 fotodetektor, změna se projeví v nárůstu SNR v maximální hodnotě o 17 dB, viz Obr. 5.27.

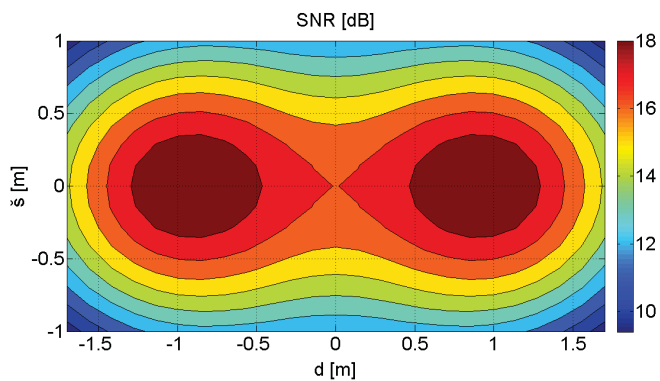


Obr. 5.27: SNR při konfiguraci 4 světel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784.

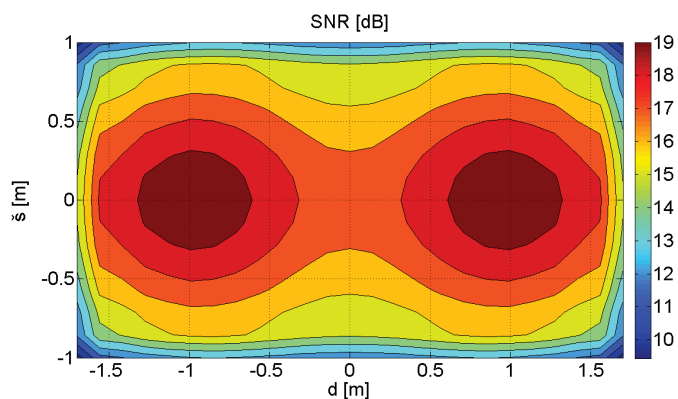
Na základě výsledků simulací různých variantách umístění světel na bázi SMD LED, velikosti detekční plochy fotodetektoru bylo dokázáno, že v případě, kdy dodržíme minimální hodnoty osvětlení [lx] dle normy ČSN 12464-1 [46] pro kancelářské místnosti, splníme i požadavky na výstavbu VLC komunikačního řetězce, tj. 13,5 dB. V našem případě jsme požadovaných hodnot dosáhli při konfiguraci 2 světel MODUS LLX418AL na bázi SMD LED od firmy Osram řady Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, a fotodetektoru Hamamatsu S10784. Výsledky osvětlení prostoru zobrazuje Obr. 5.28. Průměrná hodnota horizontálního osvětlení činí $E = 603$ lx, což odpovídá pro tuto konfiguraci průměrné hodnotě SNR 15,3 dB, viz Obr. 5.29. Oba dva parametry jsou tedy splněny, přičemž parametr rovnoměrného rozložení optického výkonu dosahuje hodnoty 50 %, což je minimální hodnota doporučená normou. V případě SNR se jedná o hodnotu 61,42 %. Pokud bychom uvažovali, že se jedná o standardní místnost, jejíž zdi by bylo možné klasifikovat koeficientem odrazu $\rho = 0,8$, musel by být brán v potaz vliv odraženého optického záření. Můžeme obecně konstatovat, že vlivem započítáním odrazů od pevných překážek do modelu distribuce optického výkonu v prostoru se přiblížíme reálnému stavu, osvětlení prostoru nám vzroste a tudíž i odstup signálu od šumu SNR (nárůst o 1 dB), viz Obr. 5.30. Na první pohled se zdá, že se nám podmínky pro správné pokrytí místnosti VLC systémem zlepšili, nicméně odrazy od zdí způsobují vícecestné šíření, které nám přenos informací degradují.



Obr. 5.28: Horizontální osvětlení prostoru temné místnosti při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784.



Obr. 5.29: SNR při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784.



Obr. 5.30: SNR při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).

6 VÍCECESTNÉ ŠÍŘENÍ OPTICKÉHO SIGNÁLU

Při určení distribuce optického výkonu v reálné místnosti je nutné počítat s odrazy od pevných překážek. Plochy definovaných rozměrů, které způsobují odraz optického záření, definujeme jako elementy odrazu. Při určení distribuce optického výkonu bylo vycházeno z rovnice (4.14), kde n_{ref} odpovídá počtu možných optických tras mezi vysílačem a přijímačem prostřednictvím elementů odrazu pro každou LED diodu. Tyto rozdílné optické trasy mezi vysílačem a přijímačem způsobí vícecestnou disperzi. Efektivní hodnota zpoždění způsobená vícecestným šířením optického signálu představuje zásadní kritérium pro stanovené horní meze přenosové rychlosti. Efektivní hodnotu zpoždění je definována jako [49]:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N P_{ri} \tau_i^2}{\sum_{i=1}^N P_{ri}} - \frac{\left(\sum_{i=1}^N P_{ri} \tau_i\right)^2}{\left(\sum_{i=1}^N P_{ri}\right)^2}}, \quad (6.1)$$

kde P_{ri} je optický výkon dopadající na fotodetektor od i -té LED, τ_i je zpoždění i -té optické trasy. V případě kontinuálního profilu zpoždění, což je pro VLC systémy charakteristické, můžeme efektivní hodnotu zpoždění vyjádřit pomocí střední doby šíření μ_s [49]:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \mu_s)^2 h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty h(\tau) d(\tau)}}, \quad (6.2)$$

kde μ_s je definována v podobě:

$$\mu_s = \frac{\int_{\tau_{min}}^{\tau_{max}} \tau \cdot P_r(\tau) d\tau}{\int_{\tau_{min}}^{\tau_{max}} P_r(\tau) d\tau}, \quad (6.3)$$

kde τ_{min} a τ_{max} představují zpoždění způsobené první a poslední optickou trasou. Jak bylo dokázáno [50], výkonový profil zpoždění exponenciálně klesá, proto je možné formulovat vliv zpoždění jako:

$$P_r = P_r(0) \cdot e^{-\alpha\tau}, \quad (6.4)$$

kde $P_r(0)$ odpovídá optickému výkonu dopadajícímu na detektor při zpoždění $\tau = 0$, α je konstanta a τ je doba zpoždění způsobená vícecestným šířením. Střední hodnotu výkonového profilu zpoždění můžeme vyjádřit jako [50]:

$$m_1 = \int_{\tau_{min}}^{\tau_{max}} \tau P_r(0) \cdot e^{-\alpha\tau} d\tau. \quad (6.5)$$

Rovnici (6.5) můžeme dále upravit do tvaru:

$$m_1 = -\frac{1}{\alpha} \left[P_r(0) e^{-\alpha\tau} \left(\tau + \frac{1}{\alpha} \right) \right]_{\tau_{min}}^{\tau_{max}}. \quad (6.6)$$

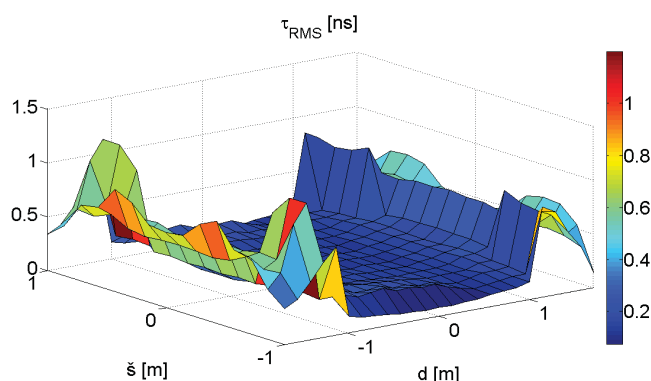
Nyní můžeme definovat střední dobu zpoždění μ_s jako dobu, která může být získána normalizací střední hodnoty výkonového profilu zpoždění s celkovým součtem dopadajícího optického výkonu na fotodetektor [63]:

$$P_r = \int_{\tau_{min}}^{\tau_{max}} P_r(0) e^{-\alpha\tau} d\tau = \left[-\frac{P_r(0)}{\alpha} e^{-\alpha\tau} \right]_{\tau_{min}}^{\tau_{max}}. \quad (6.7)$$

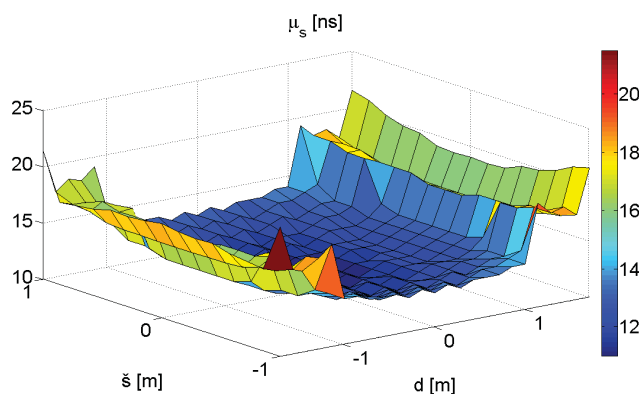
Z výše uvedených rovnic je střední hodnota zpoždění optické trasy μ_s vymezena vztahem:

$$\mu_s = \frac{m_1}{P_r} = \left[\left(\tau + \frac{1}{\alpha} \right) \right]_{\tau_{min}}^{\tau_{max}}. \quad (6.8)$$

Pokud aplikujeme rovnice pro výpočet zpoždění způsobené vícecestným šířením na konfiguraci uvedenou na Obr. 5.30, tj. umístění dvou svítidel konfáci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHYY-5C8E, 6500 K, při použití fotodetektoru Hamamatsu S10784, bude se efektivní hodnota zpoždění τ_{RMS} pohybovat v rozmezí 0,2–1,2 ns, viz Obr. 6.1, přitom střední doba šíření μ_s se pohybuje v rozmezí 12–20 ns, viz Obr. 6.2.



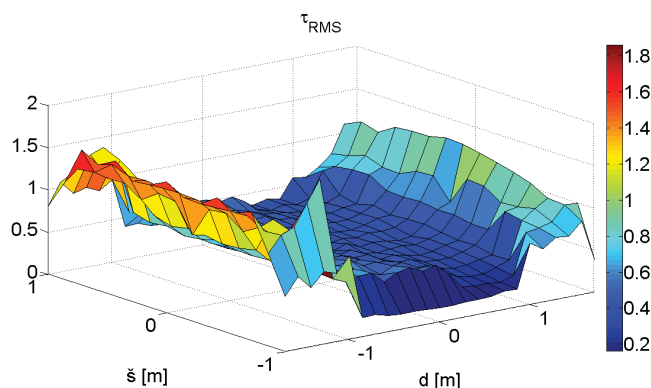
Obr. 6.1: τ_{RMS} při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHYY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).



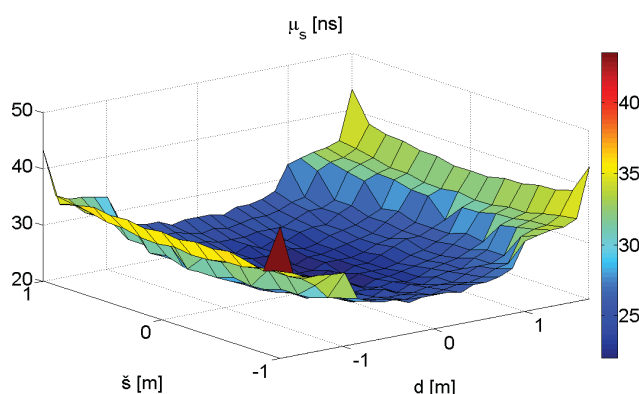
Obr. 6.2: μ_s při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHYY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).

Při původně uvažované konfiguraci, tj. 4 svítidla GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHYY-5C8E, 6500 K, rozmístěné dle situačního plánu uvedeného na Obr. 5.12, bude se efektivní hodnota zpoždění τ_{RMS} pohybovat

opět v rozmezí 0,2–1,2 ns, viz Obr. 6.3, nicméně je možné pozorovat nárůst střední doby šíření μ_s , která v této konfiguraci pohybuje v rozmezí 25–35 ns. Tento nárůst způsobila změna konfigurace, při které jsou zdroje optického záření blíž pevným překážkám (zdím), než v předchozí konfiguraci.



Obr. 6.3: τ_{RMS} při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).



Obr. 6.4: μ_s při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).

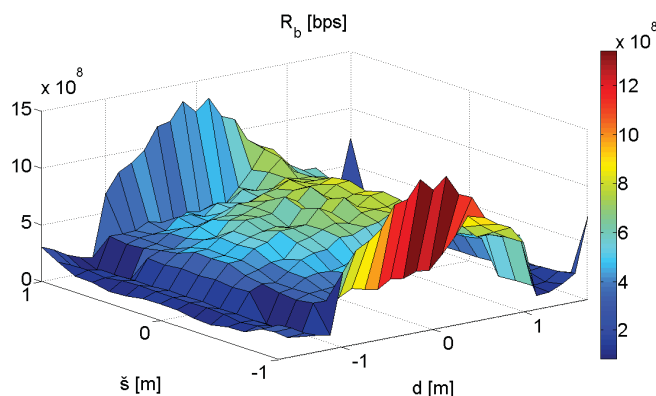
Při výsledné znalosti efektivní hodnoty zpoždění τ_{RMS} můžeme definovat teoretickou horní hranici přenosové rychlosti [bps], modulační formát OOK, kterou mohou být v rámci buňky VLC systému přenášena data [31], [51]:

$$R_b \leq \frac{1}{(10 \times \tau_{RMS})}. \quad (6.9)$$

Pokud výše uvedený vztah aplikujeme na výsledné hodnoty τ_{RMS} dle konfigurací svítidel v místnosti, resp. konfigurace uvedené na Obr. 6.1 a Obr. 6.3, obdržíme 3D graf

popisující teoretickou horní mez pro přenosové rychlosti [bps] při modulačním formátu OOK.

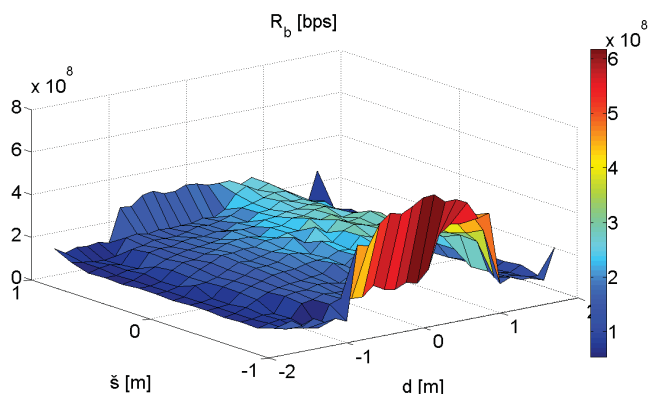
Výsledné 3D grafické vyjádření teoretických horních mezí popisují Obr. 6.5 a Obr. 6.6. Z výsledků je zřejmé, že správné umístění zdroje záření výrazným způsobem ovlivňuje teoretickou horní hranici přenosové rychlosti. Výsledky jsou uvedeny v Tab. 6.1. Je patrný rozdíl v průměrné horní mezí přenosové rychlosti, která pro konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED dosahuje hodnoty 195 Mbps. V případě konfigurace 2 svítidel MODUS LLX418AL 488 Mbps. Z výsledků je patrné, že při samotném návrhu pokrytí místnosti není vhodné se striktně držet pouze normy ČSN EN 12464-1 Osvětlení pracovních prostorů [46] a k tomu odpovídajícímu SNR, ale je nutné přihlídnout i na pozice rozmístění svítidel v místnosti tak, aby efektivní hodnota zpoždění optického signálu způsobená vícecestným šířením (odrazem od pevných překážek) byla co nejmenší. V případě, pokud uvažujeme o přenosové rychlosti 100 Mbps (96 Mbps) dle standardu IEEE 802.15.7, je maximální přípustná hodnota efektivní hodnoty zpoždění $\tau_{RMS} = 1$ ns. Pokud ale bude uvažovat o přenosových rychlostech pohybujících se v oblasti 500 Mbps, nároky na návrh osvětlení místnosti prostřednictvím buněk VLC systému vzrostou a maximální přípustná hodnota efektivní hodnoty zpoždění $\tau_{RMS} = 0,2$ ns.



Obr. 6.5: R_b při konfiguraci 2 svítidel MODUS LLX418AL s SMD LED Advanced Power TO-PLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).

6.1 Vliv modulačních formátů na vícecestné šíření

Pro posouzení vlivu modulačních formátů na vícecestné šíření byly využity vlastnosti temné místnosti. Jak už bylo uvedeno, na zdi temné místnosti je nanesena černá matná barva a navíc jsou pokryty akustickým jehlanovým molitanem tloušťky 30 mm. Tento molitan zabraňuje vzniku elementů odrazu na zdích. Situační schéma metody studie vlivu modulačních formátů popisuje Obr. 6.7.



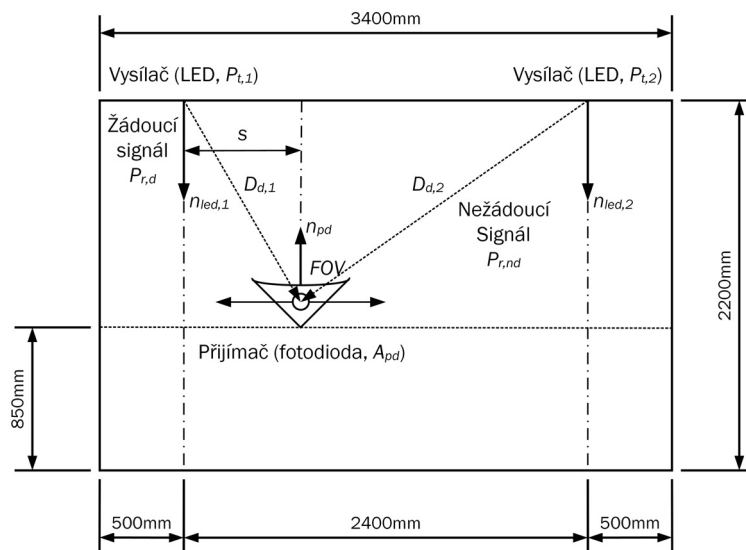
Obr. 6.6: R_b při konfiguraci 4 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TO-PLD Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, fotodetektor Hamamatsu S10784, varianta s nepřímým optickým spojením LOS (odrazy od zdí).

Tab. 6.1: Teoretická horní mez přenosových rychlostí konfigurací svítidel dle Obr. 6.1 a Obr. 6.3 pro modulační formát OOK.

R_{bmax} (2 svítidla MODUS LLX418AL)	1330 Mbps
R_{bmin} (2 svítidla MODUS LLX418AL)	83 Mbps
R_{bmean} (2 svítidla MODUS LLX418AL)	488 Mbps
R_{bmax} (4 svítidla GWL/POWER LED)	616 Mbps
R_{bmin} (4 svítidla GWL/POWER LED)	54 Mbps
R_{bmean} (4 svítidla GWL/POWER LED)	195 Mbps

Přijímačem VLC systému byl v tomto případě fotodetektor PDA10A. Jeho počáteční umístění bylo na úrovni kolmice vycházející ze středu umístění svítidla č. 1 GWL/POWER LED ($P_{t,1}$) v rovině stropu. Postupně bylo detektorem posouváno až do místa, kdy vzdálenosti mezi vysílači buněk VLC systému a přijímačem byla stejná, tj. $D_{d,1} = D_{d,2}$. Tento bod rovnosti odpovídá vzdálenosti $s = 1200$ mm. Krok s_x odpovídal hodnotě 240 mm, respektive měření a simulace byly prováděny pro vzdálenosti $s_1 - s_{11}$. Nejprve byla provedena pro tuto konfiguraci simulace odstup signálu od šumu SNR. Požadavkem pro měření bylo, aby odstup signálu od šumu SNR byl v místě zájmu, tj. vzdálenost mezi vysílači buněk VLC systému stejný, nebo alespoň se této hodnotě blížil a tak případná změna neovlivňovala výsledky měření. Situaci rozložení SNR v temné místnosti pro tuto konfiguraci popisuje Obr. 6.9. SNR dosahuje úrovně -26 dB. Obr. 6.10 zobrazuje rozdíl efektivních hodnot zpoždění signálu. Detailní výsledek pro jednotlivé hodnoty vzdálenosti s_x zobrazuje Obr. 6.11.

Z uvedeného grafu je patrné, že se hodnoty zpoždění signálu vícecestným šířením pohybují od $\Delta\tau_{RMS} = 0.9-1.85$ ns. Z takto určené hodnoty $\Delta\tau_{RMS}$ a známé geometrii



Obr. 6.7: Situační schéma pro měření vlivu modulačních formátů na vícecestné šíření, fotodetektor PDA10A, 2 svítidla GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TOPLED Plus LUW G5GP-GXHY-5C8E, 6500 K, modulátor Bias-T.

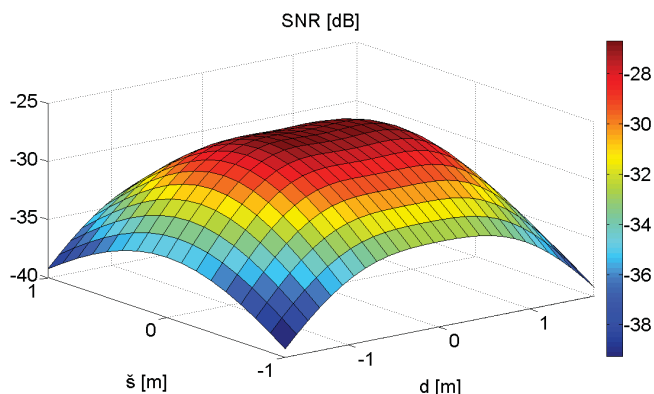
mezi vysílači buněk VLC a přijímačem můžeme rychlost šíření optického pulzu:

$$\frac{\Delta\tau_{RMS}}{T_b} = \frac{R_b \cdot \left(\sqrt{(2,4 - s_x)^2 + 1,35^2} - \sqrt{x_s^2 + 1,35^2} \right)}{c}, \quad (6.10)$$

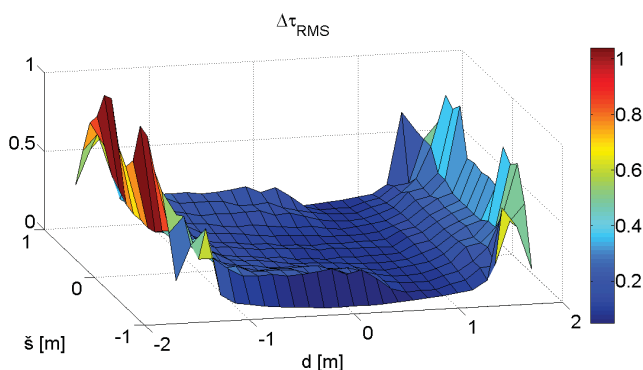
kde T_b je doba trvání pulzu, R_b je přenosová rychlost a c je rychlost světla. Pro výsledné porovnání vlivu zpoždění signálu vícecestným šířením bylo nutné stanovit poměr mezi efektivní hodnotou zpoždění a dobou trvání pulzu $\Delta\tau_{RMS}/T_b$. Studium vlivu bylo provedeno pro přenosovou rychlost 10 Mbps a 100 Mbps, ze které se stanovila doba trvání pulzu T_b . Výsledky zobrazuje Obr. 6.12 pro $R_b = 10$ MHz a Obr. 6.13 pro $R_b = 100$ MHz. Simulace byly prováděny pouze do poloviny vzdálenosti mezi vysílači VLC buněk č. 1 a č. 2, tj. do vzdálenosti $s_x = 1,2$ m.

6.2 Pravděpodobnost přijaté chyby

Při stanovení pravděpodobnosti přijaté chyby můžeme vycházet z normální nebo Gaussovy distribuce spojitého rozdělení $N(\mu, \sigma^2)$, které jsou definovány parametry μ (průměr) a σ^2 (odchylka). Standardní normálová distribuce pravděpodobnosti je Gaussova distribuce s parametry $\mu = 0$ a $\sigma^2 = 1$. V případě náhodných hodnot odpovídajícím Gaussově distribuci se střední hodnotou m a odchylkou σ^2 můžeme jejich pravděpodobnostní rozdělení označit v podobě $N(m, \sigma^2)$. Hustotu pravděpodobnosti funkce (*Probability Density*



Obr. 6.8: SNR při konfiguraci 2 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TO-PLED Plus LUW G5GP-GXH5Y-5C8E, 6500 K, fotodetektor PDA10A, konfigurace dle Obr. 6.5.



Obr. 6.9: $\Delta\tau_{RMS}$ konfiguraci 2 svítidel GWL/POWER LED s SMD LED Advanced Power TO-PLED Plus LUW G5GP-GXH5Y-5C8E, 6500 K, fotodetektor PDA10A, konfigurace dle Obr. 6.5.

Function, PSD) můžete potom definovat jako [64], [65]:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}}, \quad (6.11)$$

označované také jako normální rozdělení. Případ, kdy je $N(0, 1)$, definujeme jako standardní normální rozdělení a hustota pravděpodobnosti funkce PSD je pak dána jako:

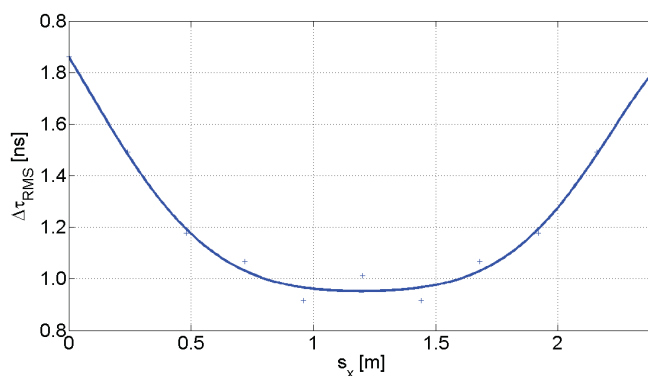
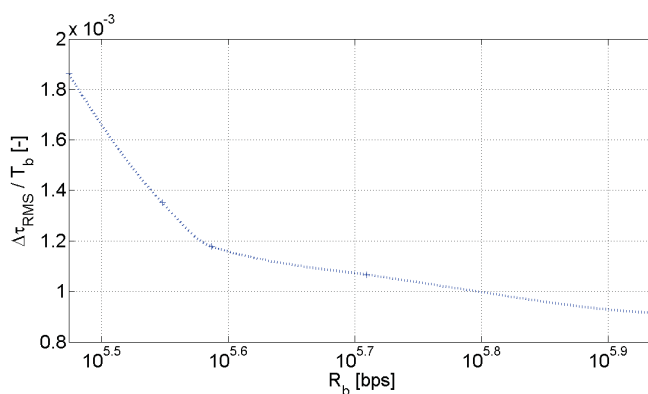
$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}}. \quad (6.12)$$

Krajní části křivky popisující Gaussovu distribuci můžeme vyjádřit funkcí $Q(x)$ definovanou jako integrál normálního rozdělení této části:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (6.13)$$

Obecně můžeme tedy pro náhodné hodnoty odpovídajícím Gaussově distribuci $N(m, \sigma^2)$ zapsat:

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_x^{\infty} e^{-\frac{(t-m)^2}{2\sigma^2}} dt \quad (6.14)$$


 Obr. 6.10: $\Delta\tau_{RMS}$ v závislosti na vzdálenosti fotodetektoru s_x od vysílače VLC buňky č. 1.

 Obr. 6.11: Vliv změny poměru $\Delta\tau_{RMS}/R_b$ na přenosové rychlosti R_b vlivem vícecestného šíření optického signálu, počáteční $R_b = 10$ MHz.

a pokud nahradíme $z = (t - m)/\sigma$, může rovnici (6.13) zapsat v upraveném tvaru [65]:

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{(x-m)/\sigma}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz = 1 - Q\left(\frac{x-m}{\sigma}\right). \quad (6.15)$$

Při aproximaci pro $x > 3$ je vztah pro určení funkce $Q(x)$ roven:

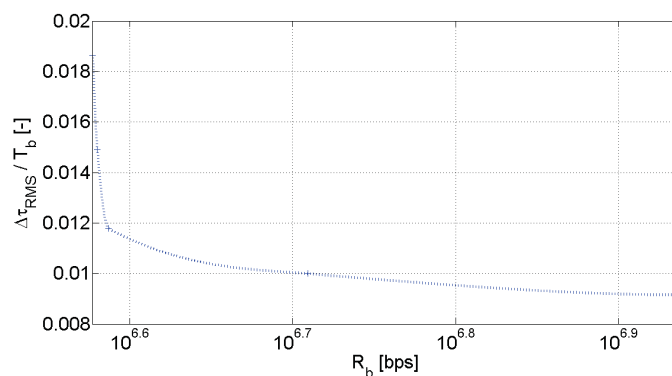
$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}x} e^{-\frac{x^2}{2}}. \quad (6.16)$$

Gaussovou distribuci přijaté LOG 1 a LOG 0 zobrazuje Obr. 6.13. Pravděpodobnost přijaté chyby je pak dána součtem pravděpodobností chybně přijaté LOG 1 a LOG 0 v podobě [65]:

$$P_e = \frac{1}{2} (P_0(i_{th}) + P_1(i_{th})) = \frac{1}{2} \left(\int_{i_{th}}^{\infty} p(i|0) di + \int_{\infty}^{i_{th}} p(i|1) di \right). \quad (6.17)$$

Jestliže je $U = y(T)$, kde $y(T)$ je výstup z filtru přijímače po vzorkování T , je výsledná distribuce náhodné proměnné U dána v podobě:

$$f_U(u/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{(u-\mu_1)^2}{2\sigma_0^2}}, \quad (6.18)$$



Obr. 6.12: Vliv změny poměru $\Delta\tau_{RMS}/R_b$ na přenosové rychlosti R_b vlivem vícecestného šíření optického signálu, počáteční $R_b = 100$ MHz.

$$f_U(u/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0}} e^{-\frac{(u-\mu_2)^2}{2\sigma_0^2}}, \quad (6.19)$$

kde σ_0^2 je odchylka šumu definovaná v podobě $\sigma_0^2 = (N_0/2)E$, $\mu_1 = E$ a $\mu_2 = -E$ jsou střední hodnoty obou pravděpodobností. Rozhodovací úroveň V_{th} je vhodné definovat v podobě:

$$V_{th} = \frac{\mu_1 - \mu_2}{2} = 0. \quad (6.20)$$

Výslednou pravděpodobnost přijetí chyby $U = y(T)$ můžeme vyjádřit v podobě [65]:

$$P_e = P(U < 0 | 1)P(1) + P(U \geq 0 | 0)P(0) = P(U \geq 0 | 0) = Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right). \quad (6.21)$$

Pro M -stavové modulační formáty při dokonalém oživení nosné frekvence a fáze, můžeme P_e definovat jako [54]:

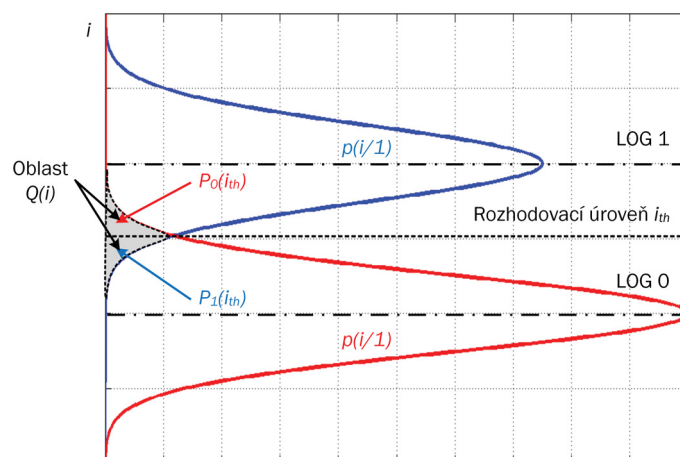
$$P_e = \frac{2\left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q\sqrt{\left(\frac{2\log_2 L}{L^2 - 1}\right) \cdot \frac{2E_b}{N_0}}, \quad (6.22)$$

kde L je počet úrovní v každé dimenzi M -stavového modulačního systému. Za předpokladu, že jsou použity pulzy na bázi kosinu spolu se vzorkováním a přenosovou rychlostí, je možné rovnici (6.22) přepsat do tvaru:

$$P_e = \frac{2\left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q\sqrt{\left(\frac{2\log_2 L}{L^2 - 1}\right) \cdot \frac{2E_s}{N_0 \cdot \log_2 M}}. \quad (6.23)$$

6.2.1 Modulace amplitudového klíčování ASK

Modulační formáty ASK (*Amplitude Shift Keying*) ve variantě 2-ASK (digitální přenos) a ve variantě OOK (analogový přenos) jsou jedny z nejpoužívanějších formátů v optických komunikacích z důvodů své jednoduchosti. Jeden bit je v rámci modulačního formátu



Obr. 6.13: Gaussova distribuce přijatých logických úrovní signálu, nastavení rozhodovací úrovně i_{th} .

OOK reprezentován optickým pulzem, který zabírá celou nebo část doby trvání jednoho bitu, protože bit odpovídající log. 0 je reprezentován absencí optického pulzu. OOK modulační formát, kdy bit zabírá celou dobu trvání, označujeme jako NRZ (*non-return to zero*), opačný případ, kdy pulz zabírá určitou část doby trvání jednoho pulzu, označujeme jako RZ (*return to zero*). Obecně je možné tvrdit, že byl přijat přijímačem symbol LOG 1 tehdy, pokud je hodnota signál nad prahovou rozhodovací úrovní přijímače, v jiném případě se můžeme přijatý signál označit za symbol LOG 0. Signál reprezentovaný OOK modulačním formátem můžeme definovat jako:

$$x(t) = \begin{cases} x_1(t) = A & 0 \leq t \leq T \\ x_2(t) = 0 & 0 \leq t \leq T \end{cases}, \quad (6.24)$$

přičemž energii pulzu $x_1(t)$ reprezentujícího LOG 1 můžeme definovat jako A^2T a energii pulzu $x_2(t)$ reprezentujícího LOG 0 jako 0. Průměrná energie na jeden bit je definována jako $E = A^2T/2 = E_1/2$. Pravděpodobnost přijaté chyby signálu reprezentovaného OOK modulačním formátem můžeme tedy zapsat jako [66]:

$$P_e = Q\left(\frac{E_1}{2\sqrt{\frac{N_0}{2}}E_1}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_1}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right), \quad (6.25)$$

kde $E = E_1/2$ označuje průměrnou energii jednoho bitu. V případě modulačního formátu může tedy signál náležet množině logických hodnot $a_k \in \{0, 1\}$, které jsou na straně vysílače VLC buňky vysílány s impulzní odezvou vysílače $P_t b(t)$ s přenosovou rychlostí $1/T$, kde P_t je průměrný optický výkon vysílače [76]. Po průchodu signálu optickým bezvláknovým kanálem s impulzní odezvou $h(t)$ je na straně optického přijímače signál zpracován filtrem $g(t)$ a následně vzorkován. Optický přijímač pak provede rozhodnutí na základě každého

vzorku (4.9):

$$i_{ph,k} = A \cdot a_k \otimes h_k + n_k, \quad (6.26)$$

kde impulzní odezva h_k v diskrétním čase je definována jako:

$$h_k = b(t) \otimes h(t) \otimes g(t) |_{t=kT}. \quad (6.27)$$

Při absenci ISI je Pravděpodobnost chyby P_e definována jako $P_e = Q(A/2\sigma)$, pokud budeme uvažovat ISI, můžeme P_e získat zprůměrováním přes všechny možné M -bitové posloupnosti signálu a , kde M je délka části impulzní odezvy $(1 - \delta_k)h_k$. Výsledný vztah pro definování P_e má tvar [66]:

$$P_e = \frac{1}{2^M} \sum_a Q \left(\frac{A}{2\sigma} \left(1 - 2 \sum_{i \neq k} a_i \cdot h_{k-i} \right) \right). \quad (6.28)$$

Při nízkých hodnotách P_e je dominantním činitelem degradace ISI. Proto můžeme vztah (6.26) zjednodušit do tvaru:

$$P_e = \frac{1}{2^M} \sum_a Q \left(\frac{A}{2\sigma} (2h_0 - 1) \right). \quad (6.29)$$

Další parametr, jehož měření určuje kvalitu přenosového řetězce, je EVM (*Error Vector Magnitude*). Měření parametru EVM je často prováděno prováděny pomocí vektorových analyzátorů signálů, analyzátorů pracujících v reálném čase nebo jinými nástroji, které jsou schopny v krátkém časovém okamžiku provést rychlou Fourierovu transformaci (FFT), aby bylo možné provést analýzu ve frekvenční oblasti. Vzhledem k tomu, že různé modulační formáty mají různé úrovně amplitudy, provádí se pro porovnávání normalizace. Normalizace se provádí jako střední hodnota rozdílu mezi naměřenými hodnotami a ideálními pozicemi symbolů. Tyto výpočty jsou prováděny obvykle pro velký počet symbolů a jsou často uváděny jako procento průměrného výkonu symbolu v konstelačním diagramu [52]:

$$EVM_{RMS} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_n - S_{0,n}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{0,n}|^2}, \quad (6.30)$$

kde S_n je normalizovaný n -th symbol z množiny naměřených symbolů, $S_{0,n}$ je ideální normalizovaný konstelační bod n -th symbolu a N je počet symbolů v konstelačním bodě. pro model Gaussova rozložení pravděpodobnosti přijetí chyby můžeme EVM definovat za pomoci šumu ve fázi $n_{l,t}$ a v kvadraturní složce $n_{Q,t}$ jako [52]:

$$EVM_{RMS} = \left[\frac{\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T |n_{l,t}|^2 + |n_{Q,t}|^2}{P_0} \right], \quad (6.31)$$

kde P_0 je výkon ideálního normalizovaného konstelačního bodu nebo přenášených konstelací. Čítec rovnice (6.31) tvoří normalizovaný šumový výkon. Nicméně, pro $T \gg N$ může být poměr šumového výkonu na normalizovaném výkonu ideálního konstelačního bodu (konstelací) přepsán nenormalizovanými hodnotami:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{SNR}} = \sqrt{\frac{N0}{E_s}}, \quad (6.32)$$

Aby bylo možné stanovit vztah mezi P_e a EVM, SNR v rovnici (6.30) může být vyjádřena jako EVM:

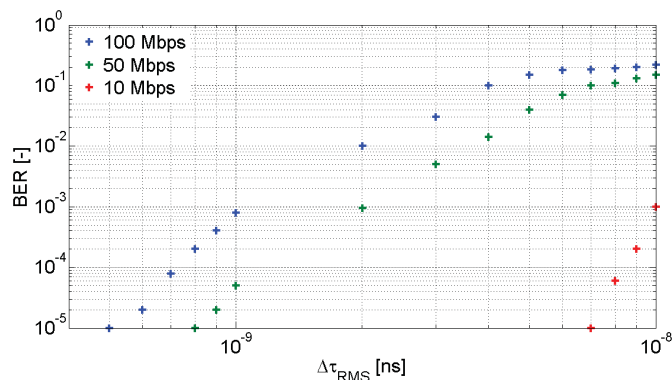
$$SNR = \frac{1}{EVM^2}, \quad (6.33)$$

což při kombinaci rovnic (6.33) a (6.23) je možné vytvořit přímou souvislost mezi P_e a EVM jako:

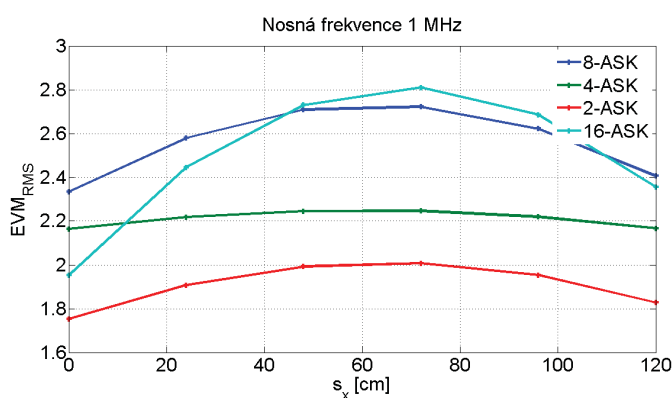
$$P_e = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \sqrt{\left(\frac{2 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \cdot \frac{2}{EVM_{rms} \log_2 M}}. \quad (6.34)$$

Obr. 6.14 Zobrazuje teoretickou závislost Závislost BER na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$, modulační formát OOK a přenosové rychlosti v rozsahu 10–100 Mbps. Z výsledků je patrné, že pro stejnou hodnotu BER jsou pro vyšší přenosové rychlosti větší požadavky na hodnotu $\Delta\tau_{RMS}$. Např. pro přenosovou rychlost 10 Mbps je pro stejnou hodnotu BER = 10^{-3} je požadavek na maximální hodnotu $\Delta\tau_{RMS} = 10$ ns, pro přenosovou rychlost 100 Mbps pro stejnou hodnotu BER odpovídá maximální hodnota $\Delta\tau_{RMS} = 1$ ns.

Při měření vlivu $\Delta\tau_{RMS} = 1$ na parametr EVM dle konfigurace uvedené na Obr. 6.5 bylo použito vektorového signálového generátoru a analyzátoru. Hlavní část měřící soustavy je složena ze dvou PXI modulárních systémů. PXI modulární systém umožňuje využití jako signálový, vektorový, generátor (PXI-5670) s hloubkou paměti až 512 MB a reálnou šířkou pásma 20 MHz. Modulární PXI slouží také jako vektor signálový analyzátor (PXI-5661), který umožňuje rychlé měření digitálních modulovaných signálů, v pásmu 9 kHz až 2,7 GHz. Tyto přístroje jsou propojeny koaxiálním kabelem sloužícím jako přenosové médium. Signálový, vektorový analyzátor i generátor je možné ovládat Vývojovým prostředím LabVIEW, doplněným o knihovnu Modulation Toolkit, která generuje a analyzuje potřebné signály. Analyzátor dále umožňuje vizualizaci několika výstupy: IQ, vektorový a oko diagram. Signál vektorový generátor je složen z kontroléru (PXI-8196), generátoru libovolného průběhu (PXI-5421), který pracuje na maximální vzorkovací frekvenci 100 MSps a modulů konvertoru (PXI-5601), který umožňuje vysílat data na požadované RF frekvenci, podle zvolené přenosové technologie, v rozmezí 250 kHz až 2,7 GHz. Signál vektorový analyzátor je složen z kontroléru (PXI-8106), rychlého digitizéru (PXI-5142), který pracuje na maximální vzorkovací frekvenci 64 MSps a konvertoru (PXI-5600), který je omezen v pásmu 250 kHz až 2,7 GHz. Jeho úlohou je zpracování přijatého signálu na IF (15 MHz). Výsledné měření bylo prováděno pro 3 nosné frekvence, tj. pro 1 MHz, 5 MHz a 10 MHz. Výsledky jsou uvedeny na Obr. 6.15. Z výsledků je patrný pokles EVM parametru v místě střední vzdálenosti mezi oběma VLC vysílacími buňkami. V místě střední vzdálenosti je pokles způsoben nulovou hodnotou parametru DUR [dB] (*Desired to Undesired signal power Ratio*), kterou určujeme jako poměr optického výkonu dopadajícího žádaného optického záření k dopadajícímu nežádanému optickému záření.



Obr. 6.14: Závislost BER na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$, modulační formát OOK.



Obr. 6.15: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -ASK, nosná frekvence 1 MHz.

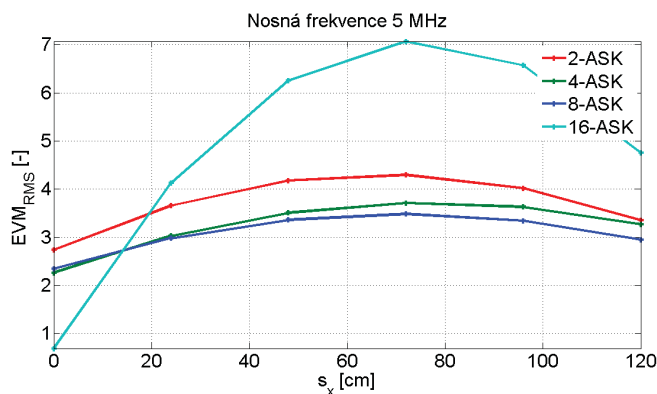
6.2.2 Modulace fázového klíčování PSK

Modulace PSK (*Phase Shift Keying*) neboli fázové klíčování přenáší binární informaci pomocí změny fáze v modulovaném signálu. Tato modulace je označována také jako BPSK (Binary PSK) či 2-PSK, kde první symbol značí, že se jedná o dvoustavovou modulaci. V případě BPSK je změna fáze 180° . Při této změně dochází k parazitní amplitudové modulaci. Volbou nosné frekvence vzhledem k frekvenci modulačního signálu lze ovlivnit způsob přechodu mezi dvěma stavy a tím i šířku přenosového pásma výsledného modulovaného signálu [83]. Antipodální signál (signál stejné amplitudy a protilehlé fáze) můžeme definovat jako:

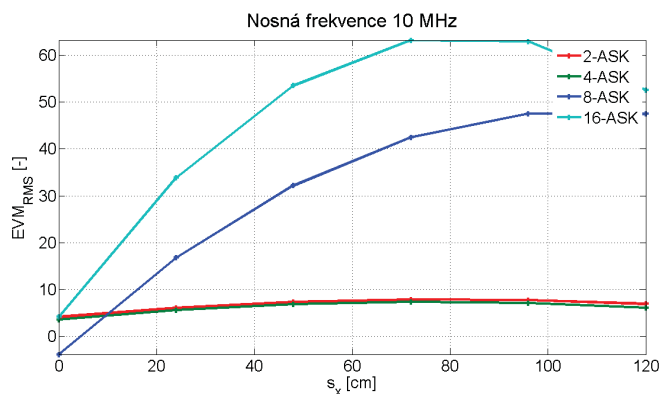
$$x(t) = \begin{cases} x_1(t) = \sqrt{E_b}w(t) & 0 \leq t \leq T_b \\ x_2(t) = -\sqrt{E_b}w(t) & 0 \leq t \leq T_b \end{cases}, \quad (6.35)$$

kde $w(t)$ je definován v podobě:

$$w(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t), 0 \leq t \leq T_b. \quad (6.36)$$



Obr. 6.16: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -ASK, nosná frekvence 5 MHz.



Obr. 6.17: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -ASK, nosná frekvence 10 MHz.

Při detekci signálu BPSK je na konci každého symbolu o šířce T_b je výstup z korelátoru označován jako vzorek $z(T_b)$, přičemž statistické detekování signálu můžeme definovat jako [67]:

$$z(T_b) = x_i(T_b) + n_0(T_b), i = \langle 1, 2 \rangle, \quad (6.37)$$

kde $x_i(T_b)$ je žádoucí složka signálu, $n_0(T_b)$ je šum (AWGN). Na straně přijímače je na základě rozhodovací úrovně γ_0 (pro stejně protilehlé signály $\gamma_0 = 0$) a výstupu z korelátoru vyhodnocen přijatý optický signál dle následujícího způsobu, $z_i(t)$ se v tomto případě rovná energeticky protilehlým signálům:

$$\begin{aligned} x_1(t) & z(t_b) > \gamma_0 \\ x_2(t) & z(t_b) \leq \gamma_0 \end{aligned} \quad (6.38)$$

Pravděpodobnost přijaté chyby P_e můžeme zapsat v obecném tvaru jako součet:

$$P_b = P(x_2 | x_1) P(x_1) + P(x_1 | x_2) P(x_2). \quad (6.39)$$

Podmínka pravděpodobnostní funkce výkonové hustoty signálu s šumem (AWGN) je:

$$p(z | x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\left(\frac{z-x_i}{\sqrt{2}\sigma_0}\right)^2} \quad i = 1, 2, \quad (6.40)$$

příčemž pokud zavedeme $u = (z - x)/\sigma_0$ a $\sigma_0 du = dz$, můžeme rovnici zjednodušit do tvaru:

$$P_b = \int_{\frac{x_1-x_2}{2\sigma_0}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du = Q\left(\frac{x_1-x_2}{2\sigma_0}\right), \quad (6.41)$$

poté můžeme pro vstupní signál definovaný ve vztahu (6.35) upravit rovnici do finálního tvaru [67]:

$$P_b = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2E_b/N_0}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}. \quad (6.42)$$

V případě, že uvažujeme o vícestavovém modulačním formátu M -PSK, změní se rovnice pravděpodobnosti přijaté chyby P_e do obecnějšího zápisu:

$$P_e \cong 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin\frac{\pi}{M}\right). \quad (6.43)$$

Pro definování vztahu pro výpočet parametru EVM (*Error Vector Magnitude*) vycházíme z rovnic (6.30) a (6.31):

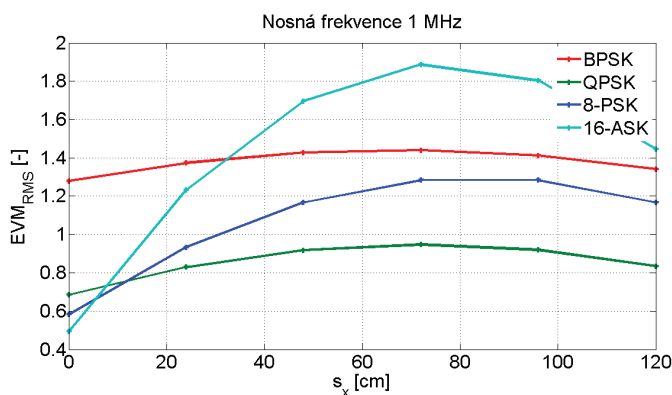
$$EVM_{RMS} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |n(n)|^2}}{P_r}, \quad (6.44)$$

kde $n(n)$ představuje šum jednotlivých vzorků (AWGN). Pro případ, kdy je paramter EVM určován pro velké množiny vzorků N , můžeme rovnici upravit do finálního tvaru:

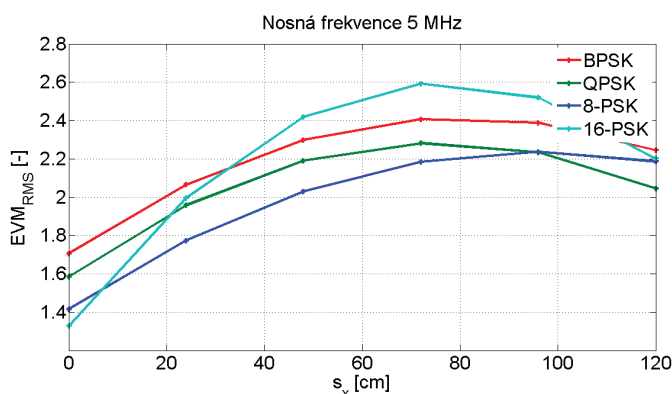
$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{N_0}{P_r}} = \sqrt{\frac{1}{SNR}}. \quad (6.45)$$

Při měření vlivu $\Delta\tau_{RMS} = 1$ na parametr EVM dle konfigurace uvedené na Obr. 6.5 bylo použito vektorového signálového generátoru a analyzátoru, stejně jako v případě analýzy M -ASK modulačního formátu. Měření bylo prováděno pro nosné frekvence 1 MHz, 5 MHz a 10 MHz. Výsledky jsou uvedeny na Obr. 6.18, Obr. 6.19 a Obr. 6.20. Opět je z výsledků patrné, že v místě střední vzdálenosti mezi oběma vysílači VLC buněk dochází poklesu EVM parametru. Opět se jedná o vliv parametru DUR. Dále je možné z porovnání usoudit, že modulační formát na bázi M -PSK vykazuje lepší hodnoty kvalitativního parametru EVM oproti modulačnímu formátu OOK, respektive M -ASK. Důvodem je nelineární převodní charakteristika LED diody, které způsobuje nelineární zkreslení. Pro modulační formát M -PSK je amplituda konstantní a proto při správném nastavení pracovního bodu, v našem případě jak už bylo uvedeno $I_p = 100$ mA, nedochází k tak výraznému ovlivnění přenášeného signálu. Dále je možné sledovat lepší hodnoty parametru EVM pro modulační formát QPSK oproti modulačnímu formátu BPSK. To je způsobeno tím, že šířka hlavního laloku spektra modulačního formátu QPSK odpovídá bitové rychlosti. Ve

srovnání s dvoustavovým modulačním formátem BPSK je potřebná šířka pásma poloviční. Výrazně horší parametry u 8-PSK a 16-PSK jsou způsobeny absencí potřebné šířky pásma přenosového řetězce (detekční strana) a malé hodnoty SNR.



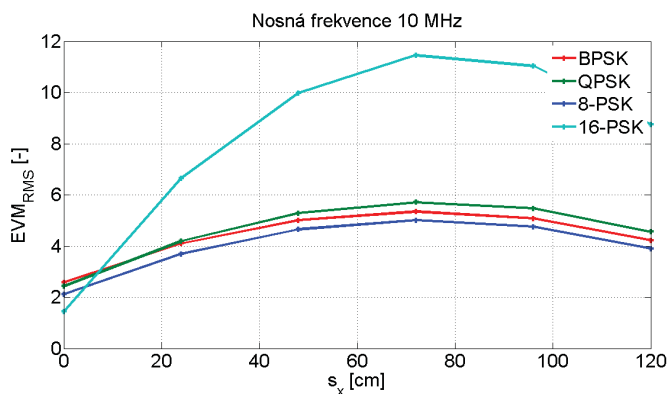
Obr. 6.18: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -pSK, nosná frekvence 1 MHz.



Obr. 6.19: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -PSK, nosná frekvence 5 MHz.

6.2.3 Kvadrurní amplitudová modulace QAM

Modulační formát označovaný jako kvadrurní amplitudová modulace QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) využívá dvojici obvykle sinusových signálů s konstantním kmitočtem vzájemně fázově posunutých o 90° . Toto posunutí o čtvrt periody dalo název celému modulačnímu schématu. Obě nosné jsou nezávisle na sobě amplitudově klíčované (pro digitální přenos) nebo modulovány (pro analogový přenos) a poté sečteny. Výsledný signál má podobu signálu klíčovaného nebo modulovaného jak fázovým posuvem (PSK), tak amplitudovým posuvem (ASK). Modulovaný signál prostřednictvím QAM je možné



Obr. 6.20: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -PSK, nosná frekvence 10 MHz.

zapsat ve tvaru [83]:

$$x_m(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T_b}} a_m^I \cos(2\pi \cdot f_c t) - a_m^Q \sin(2\pi \cdot f_c t), \quad (6.46)$$

přičemž základní funkce pro definování prostoru signálu jsou:

$$f_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi \cdot f_c t), \quad (6.47)$$

$$f_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin(2\pi \cdot f_c t). \quad (6.48)$$

Rovnici (6.45) můžeme zjednodušit do tvaru:

$$x_m(t) = \sqrt{E_0} a_m^I f_1(t) + \sqrt{E_0} a_m^Q f_2(t). \quad (6.49)$$

Pravděpodobnost chyby lze přesně vypočítat pro modulační formát QAM pouze tím způsobem, že při dané situaci spadá konstelační diagram použitého modulačního formátu QAM do jedné z následujících 3 kategorií [68].

- Rohové konstelační stavy (4 stavy konstelačního diagramu mají pouze 2 sousední konstelační stavy):

$$P_c = \left(1 - Q\left[\frac{d}{2\sigma}\right]\right)^2. \quad (6.50)$$

- Vnitřní konstelační body $(\sqrt{M} - 2)^2$ mají 4 sousední konstelační stavy:

$$P_c = \left(1 - 2Q\left[\frac{d}{2\sigma}\right]\right)^2. \quad (6.51)$$

- Krajní konstelační body $4(\sqrt{M} - 2)$ mají 3 sousední konstelační stavy:

$$P_c = \left(1 - 2Q\left[\frac{d}{2\sigma}\right]\right) \left(1 - Q\left[\frac{d}{2\sigma}\right]\right). \quad (6.52)$$

Pravděpodobnost chyby modulačního formátu QAM splňujícího výše uvedené podmínky pak může být správně zapsána v podobě (při provedení zjednodušení $Q \leftarrow Q [d/2\sigma]$), [68], [69]:

$$P_c = \sum_{i=0}^{M-1} P_{c|i p_x(i)} = 1 + 4Q \left(\frac{1}{\sqrt{M}} - 1 \right) + 4Q^2 \left(\frac{1}{\sqrt{M}} - 1 \right)^2, \quad (6.53)$$

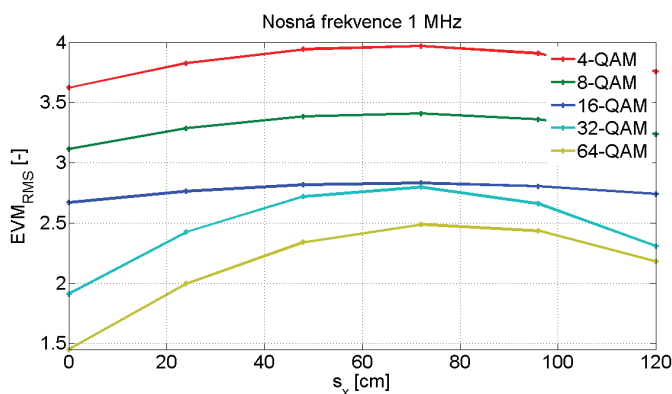
kde parametr d je definován jako:

$$d = \sqrt{\frac{3 (\log_2 M) E_b}{2 (M - 1)}}, \quad (6.54)$$

a $\sigma^2 = N0/2$, přičemž pravděpodobnost chyby symbolu je definována jako [69]:

$$P_e = 1 + 4Q \left(\frac{1}{\sqrt{M}} - 1 \right) \left[\frac{d}{2\sigma} \right] + 4 \left(\frac{1}{\sqrt{M}} - 1 \right)^2 \left(Q \left[\frac{d}{2\sigma} \right] \right)^2. \quad (6.55)$$

Při měření vlivu $\Delta\tau_{RMS} = 1$ na parametr EVM dle konfigurace uvedené na Obr. 6.5 bylo použito vektorového signálového generátoru a analyzátoru, stejně jako v případě analýzy M -ASK modulačního formátu a M -PSK modulačního formátu. Měření bylo prováděno pro nosné frekvence 1 MHz, 5 MHz a 10 MHz. Výsledky jsou uvedeny na Obr. 6.21, Obr. 6.22 a Obr. 6.23. Opět je z výsledků patrné, že v místě střední vzdálenosti mezi oběma vysílači VLC buněk dochází poklesu EVM parametru (vliv parametru DUR), [86].

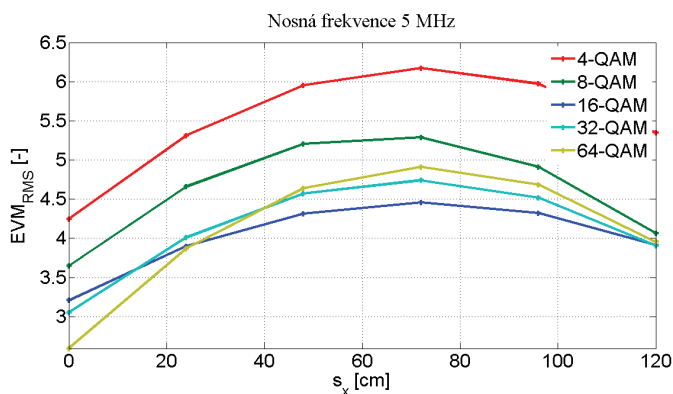


Obr. 6.21: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -QAM, nosná frekvence 1 MHz.

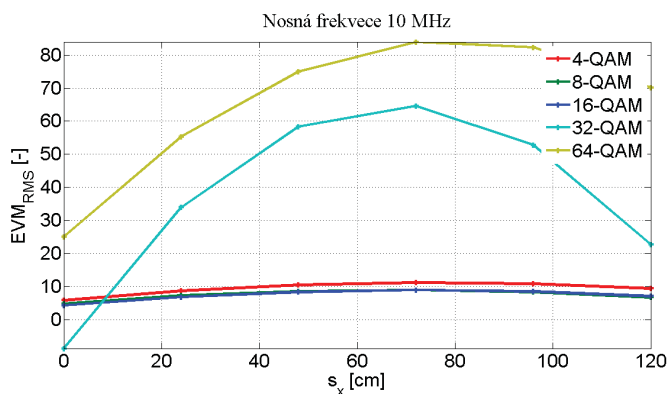
Pro vzájemné porovnání vícecestavových modulačních formátů M -PSK a M -QAM, když nebudeme brát v potaz modulační formát ASK, který je již ve formě OOK zahrnut ve standardu 802.15.7 a navíc je jeho vícecestavová varianta zahrnuta v modulačním formátu QAM, zavedeme poměr pravděpodobnosti chyby R_m , který můžeme definovat v podobě:

$$R_M = \frac{P_{e,M-PSK}}{P_{e,M-QAM}} = \frac{3}{M-1} \cdot 2 \sin\left(\frac{\pi}{M}\right). \quad (6.56)$$

Pro $R_4 = 1$ jsou modulační formáty M -PSK a M -QAM ekvivalentní, tj. modulační formát QPSK je ekvivalentem z hlediska pravděpodobnosti chyby modulačnímu formátu



Obr. 6.22: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -QAM, nosná frekvence 5 MHz.



Obr. 6.23: Závislost EVM na efektivní hodnotě zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$ reprezentované vzdáleností s_x mezi vysílači VLC buněk, modulační formát M -QAM, nosná frekvence 10 MHz.

4-QAM. Je zřejmé, že modulační formát QAM vzhledem ke konstelačnímu diagramu lépe využívá prostoru, protože jeho stavy konstelačního diagramu jsou rozmístěny optimálněji. Další výhodou M -QAM je nižší nároky na šířku pásma. Pro počet stavů $M = 8$ je rozdíl 1,65 dB, pro $M = 16$ je již rozdíl 4,2 dB.

7 VLIV VÍCESTAVOVÝCH MODULAČNÍCH FORMÁTŮ NA FOTOMETRICKÉ VELIČINY

Z důvodů neexistující metody pro posouzení vlivu modulačních formátů, obecně datové komunikace, na kvalitativní parametry zdroje optického záření z hlediska osvětlení prostoru, bylo nutné použít metodiku z jiného průmyslového odvětví, které má k tomuto problému blízko. Tímto průmyslovým odvětvím je automobilový průmysl. Jak už bylo uvedeno, VLC technologie v sobě spojuje optickou bezvláknovou komunikaci využívající zdroje optického záření ve viditelné oblasti na bázi LED a jeho přirozenou vlastnost, tj. osvětlení daného prostoru. V kapitole č. 5 byl brán ohled při návrhu umístění vysílače buňky VLC systému v prostoru dle normy ČSN EN 12464-1 Osvětlení pracovních prostorů [46], nicméně žádná norma nebo metodika již neposuzuje vliv datové komunikace na osvětlení prostoru. Je zřejmé, že největší vliv na fotometrické veličiny budou mít linkové kódy. Tato práce si ovšem klade za cíl mimo jiné studium vlivu modulačních formátů jako jednoho z prvních kroků pro jejich nasazení do VLC systémů a zlepšení tak jejich přenosových vlastností.

V rámci standardu 802.15.7 bylo na kolísání optického výkonu při absenci přenášených dat nebo při přenosu dlouhého řetězce LOG 0 myšleno. Řešení se nabízí v podobě vložení velikostně variabilní klidové části do přenosového rámce (*Idle Pattern*), aby nedocházelo k výrazné změně optického výkonu. Řešení může být realizováno jak ve formě In-Band, tak i Out-Band ve smyslu použitého modulačního spektra. V případě modulačního formátu OOK je řešení v podobě vložení rámce za účelem nastavení průměrného optického výkonu. V případě VPPM je tento samotný modulační formát již adaptován proti změnám optického výkonu, amplituda pulzu je vždy konstantní, případná korekce je prováděna pomocí změny šířky pulzu.

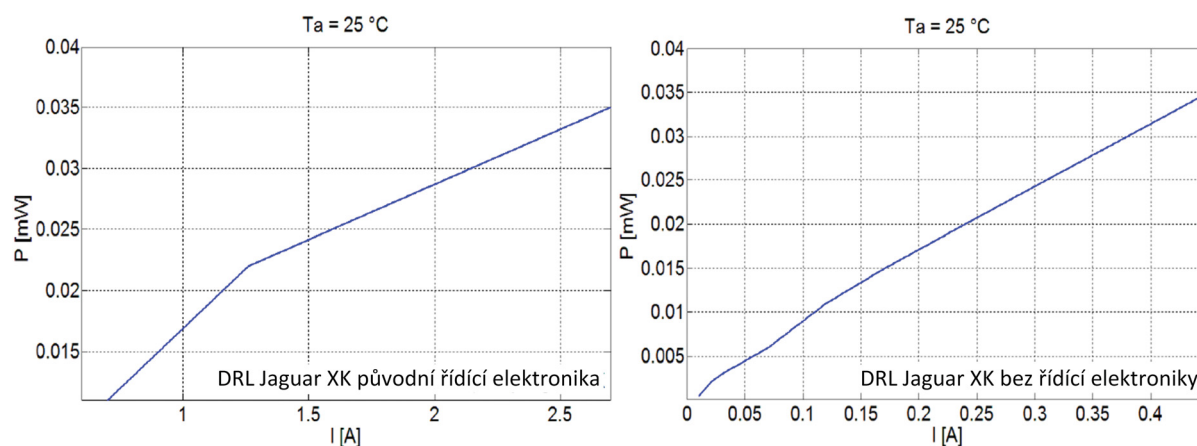
Pro posouzení vlivu modulačních formátů je nutné zvolit správnou metodiku. V případě výrobců světlometů pro automobilový průmysl musí dodržovat přísné normy z hlediska změn fotometrických veličin a celkové homogenity svítidla. ECE (*Economic Commission for Europe*) představuje předpisy stanovené státy v rámci Evropské hospodářské komise pro OSN. Tyto předpisy definují metodiku kvalitativního posuzování automobilových světlometů (ECE R 37). Při návrhu vysílače buňky VLC systému byly zvoleny SMD LED od výrobce Osram řady Advanced Power TOPLED Plus. Stejně SMD LED se používají při návrhu DRL funkce světlometu. Ve spolupráci s firmou Varroc Lighting Systems s.r.o. bylo pro řešení této práce poskytnut přední světlomet značky Jaguar XK, obsahující funkci DRL složenou ze stejných SMD LED Osram řady Advanced Power TOPLED Plus (6500 K), viz Obr. 7.1.

Funkce DRL světlometu Jaguar XK obsahovala celkem 16 SMD LED. Pro implementaci modulátoru Bias-T a obecně pro vytvoření vysílače buňky VLC systému z automobilového světlometu bylo nutné znát všechny jeho parametry. Převodní charakteristika DRL funkce byla měřena pomocí měřiče optického výkonu ThorLabs PM 100D při pou-



Obr. 7.1: Přední světlomet Jaguar XK s funkcí DRL, SMD LED Osram řady Advanced Power TOPLED Plus, 6500 K.

žití čidla S120B. Měření bylo prováděno s využitím původní řídicí elektroniky a následně bez řídicí elektroniky. Výsledky měření zobrazuje Obr. 7.2. Dále byla změřena vyzařovací charakteristika funkce DRL. Znalost vyzařovací charakteristiky byla důležitá pro pozdější správné umístění fotodetektoru. Výsledná vyzařovací charakteristiku zobrazuje Obr. 7.3.

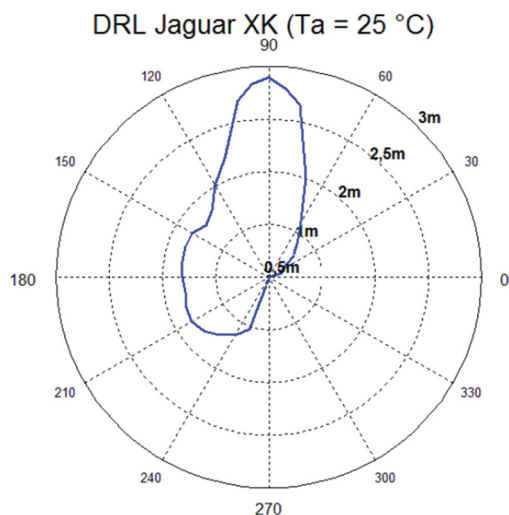


Obr. 7.2: Převodní charakteristika DRL funkce světlometu Jaguar XK s původní řídicí elektronikou a bez původní elektroniky.

7.1 Měření fotometrických veličin

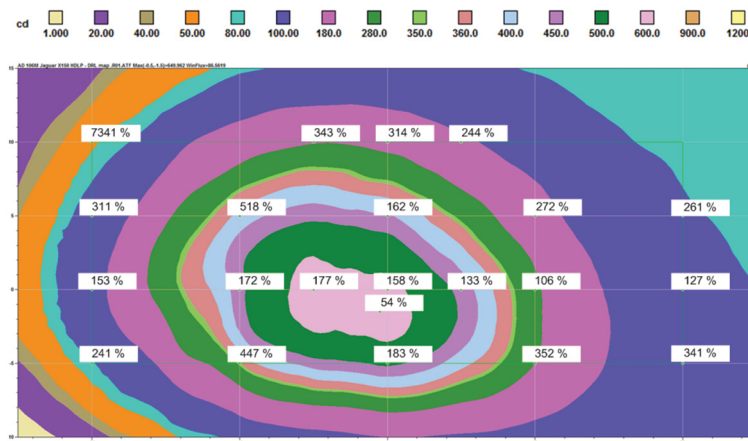
Měření fotometrických veličin bylo realizované v certifikované experimentální zkušebně s využitím goniofotometru. Goniofotometr je definovaný v předpisu ECE 37 (*Economic Commission for Europe*) jako zdroj s nominálními geometrickými a fotometrickými vlastnostmi.

Přední světlomet Jaguar XK byl při měření fotometrických veličin umístěný na posuvném rameni goniofotometru. Měření DRL funkce probíhalo při maximálním napětí $U_f = 13,5$ V a teplotě okolí $T_a = 25$ °C. Posuvné rameno goniofotometru během měření natáčelo samotný světlomet v rozmezí $\delta_h = -20 \rightarrow 20$ ° v horizontální ose a v rozmezí



Obr. 7.3: Převodní charakteristika DRL funkce světlometu Jaguar XK s původní řídicí elektronikou a bez původní elektroniky.

$\delta_v = -5 \rightarrow 10^\circ$ v ose vertikální. Detektor pro snímání signálních funkcí a kolorimetrický detektor byly umístěny v referenční vzdálenosti 3,162 m od světlometu. Jednotka pro měření odrazu byla umístěna ve vzdálenosti 10 m od světlometu a detektor světlometu ve vzdálenosti 25 m, jak je znázorněno na Obr. 7.4. Jednotlivé detektory jsou umístěny stacionárně.

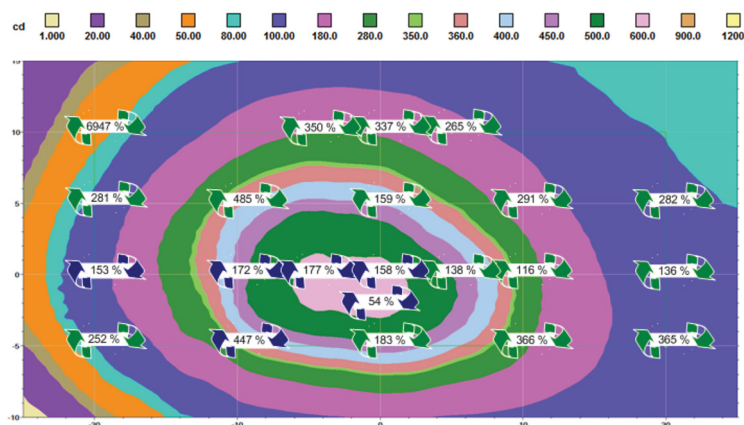


Obr. 7.4: Isocandelová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK s původní řídicí elektronikou.

Podle nařízení č. 7 předpisu ECE R 37 nesmí být intenzita světla vyzařovaná zdroji optického záření menší jak 400 cd ve směru vztážené osy světlometu. V případě umístění zdroje optického záření mimo vztáznou osou nesmí hodnota intenzity světla přesáhnout 1200 cd v libovolném směru. Měření fotometrických veličin bylo realizované po 1 minutě a po 30 minutách provozu světlometu. Výsledná isocandelová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK splňuje stanovený předpis ECE R 87, viz Obr. 7.5. Na základě výsledné

isocandelové mapy je zřejmé, že minimální hodnota intenzity se nachází v bodě 5D-20D s hodnotou $I = 100,50$ cd a maximální hodnota se nachází v bode H-5L s intenzitou $I = 649,40$ cd.

V další fázi měření bylo místo původní řídicí elektroniky připojen na funkci DRL světlometu modulátor ve formě napájecí výhybky Bias-T. Protože je funkce DRL konstruovaná jako 2 samostatné segmenty po 8 SMD LED, které jsou zapojeny do série, bylo nutné použít při měření z důvodů napěťového limitu $U_{max} = 25$ V dva modulátory Bias-T navzájem signálově propojeny. Při měření vlivu modulačních formátů na fotometrické veličiny bylo použito modulačních formátů M -QAM při nosné frekvenci 5 MHz. Při testování modulace M -QAM byla vysílána pseudonáhodná sekvence LOG 0 a LOG 1. Měření bylo opět prováděno v souladu s nařízením č. 7 předpisu ECE R 37, délka měření 30 minut. Výsledek měření je uveden na Obr. 7.5. Výsledná isocandelová mapa vykazuje statisticky nevýznamné změny v jednotlivých bodech, které splňují předpis ECE R 37. Proto můžeme konstatovat, že modulační formát M -QAM v koncepci s Bias-T (DCO-QAM) neovlivňuje fotometrické veličiny zdroje optického záření. Navíc je ověřeno splnění přísného předpisu ECE R 37 pro nasazení optických bezvláknových sítí při konceptu komunikace mezi vozidly [79]. Drobné změny v isocandelové mapě byly zřejmě způsobeny mechanickým zásahem do světlometu při implementaci modulátoru Bias-T.



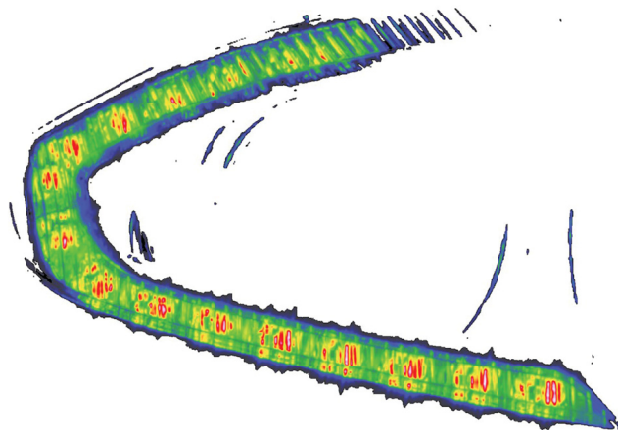
Obr. 7.5: Isocandelová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK s 2x modulátor Bias-T, modulační formát 64-QAM.

7.2 Měření homogenity

Měření homogenity optického záření DRL funkce světlometu byla realizována při referenční vzdálenosti 2 m s využitím přípravku pro stabilizování a přesného natočení světlometu. Homogenita světlometu byla testovaná při maximálním napětí $U_f = 13,5$ V a teplotě okolí $T_a = 25^\circ$ C. Pro vytvoření snímku homogenity byl použit fotoaparát s monochromatickým čipem a RGB filtrem. Z důvodu velké dynamiky jasu světla je snímek

jasu vyhotovený několikrát při různých dobách expozice (minimálně 12 snímků). Výsledné snímky jsou vzájemně kombinované do jasové mapy. Snímek jasu nesmí mít žádný pixel v saturaci.

Snímky zachycené fotoaparátem se převádějí na hodnoty jasu, přičemž čip musí být správně kalibrován. Kalibrace se provádí pro $\text{cd}\cdot\text{m}^2$. Záznam je vždy v podobě RGB hodnot, které se musí zkonvertovat na model CIE (x,y,z) . Ve výsledku nesmí být poměr mezi nejslabším a nejsilnějším bodem funkce větší jako $1/3$. Obr. 7.6 zobrazuje jasovou mapu DRL funkce světlometu s původní řídicí elektronikou. Při měření vlivu modulačních formátů na homogenitu zdroje optického záření bylo použito modulačních formátů M -QAM při nosné frekvenci 5 MHz. Při testování modulace M -QAM byla vysílána pseudonáhodná sekvence LOG 0 a LOG 1. Výsledná jasová mapa pro posouzení homogenity je uvedena na Obr. 7.7.

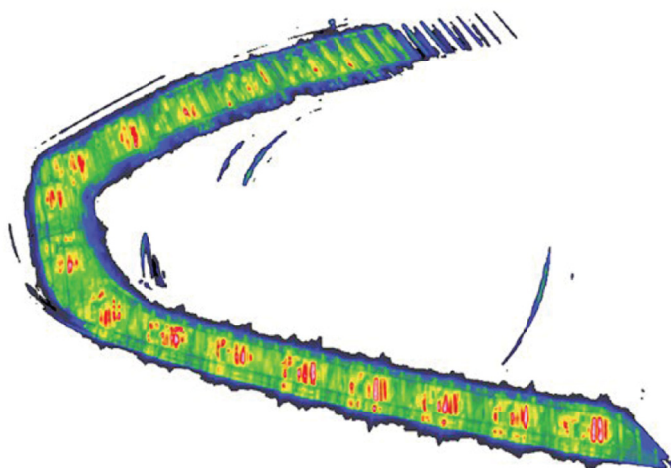


Obr. 7.6: Jasová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK s původní řídicí elektronikou.

Podle jasové mapy s původní řídicí elektronikou dosahuje bod se souřadnicemi $X : 22, 3; Y : -32, 6$ největší hodnotu jasu, respektive 4,797 Mcd. Po implementaci modulátorů Bias-T a použití modulačního formátu 64-QAM s nosnou frekvencí 5 MHz dosahuje bod se souřadnicemi $X : 22, 3; Y : -32, 6$ hodnotu jasu 4,705 Mcd. I v tomto případě nedochází k výrazné změně rozeznatelné lidským okem, navíc světlomet i v tomto případě splňuje podmínku poměru mezi nejslabším a nejsilnějším bodem funkce menší než $1/3$.

7.3 Statistické vyhodnocení

Cílem statistického vyhodnocení bylo ověření vlivu kolísání optického výkonu při vysílání pseudonáhodné sekvenci LOG 0 a LOG 1. Pro experimentální měření bylo použito stejné konfigurace jako při měření vlivu zpoždění $\Delta\tau_{RMS}$, fotodetektor ThorLabs PDA10A byl nahrazen za čidlo S120B měřiče optického výkonu Thorlabs PM 100D. Měření probíhalo



Obr. 7.7: Jasová mapa funkce DRL světlometu Jaguar XK s $2\times$ modulátor Bias-T, modulační formát 64-QAM.

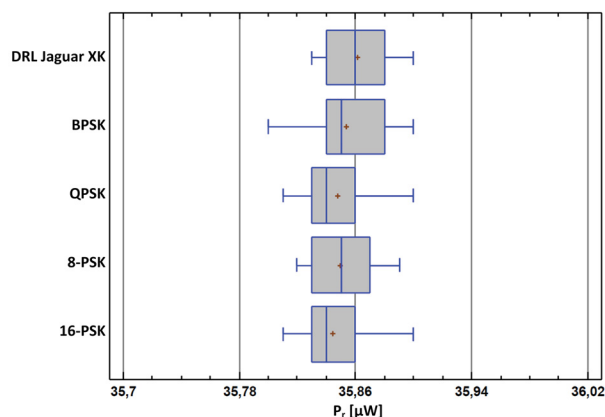
při použití modrého filtru (Edmunds Shortpass 525 nm) a nastavení vlnové délky na střed spektrální čáry modrého čipu 450 nm. Vzdálenost mezi vysílačem buňky VLC systému a čidlem byla 3 m. Každý modulační formát byl měřený po dobu 30 minut s rozestupy 30 minut z důvodů eliminace vlivu teploty a nastavení stejných podmínek pro každý modulační formát. Vstupní statistický soubor určený pro provedení vyhodnocení statisticky významného rozdílu tvoří 61 hodnot pro každý modulační formát.

7.3.1 M-PSK

V rámci statistického vyhodnocení modulačního formátu M -PSK byly porovnávány modulační formáty BPSK, QPSK, 8-PSK a 16-PSK při nosné frekvenci 5 MHz. Boxplot výsledného statistického vyhodnocení je uveden na Obr. 7.8. Z boxplotu a numericky variabilní analýzy vyplývají nepatrné změny v minimálních a maximálních hodnotách změřeného optického výkonu, kde se jedná o změnu optického výkonu pohybující se kolem hodnoty 0,06 %. Na základě výsledků je možné konstatovat, že změny optického výkonu se pohybují na hladině významnosti 5 %. Kolísání optického výkonu vlivem modulačního formátu M -PSK je tedy zanedbatelné.

7.3.2 M-QAM

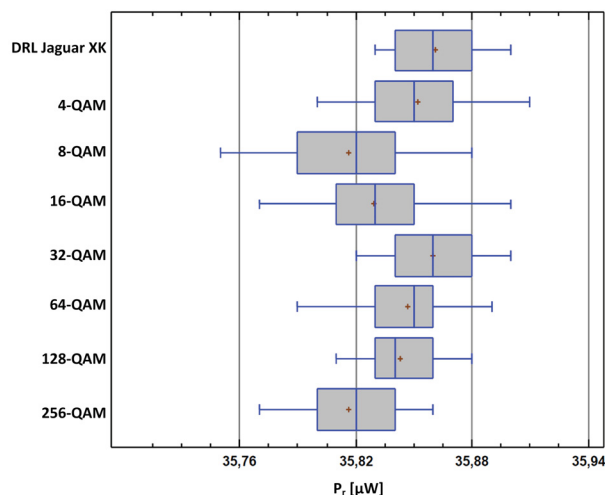
V rámci statistického vyhodnocení modulačního formátu M -QAM byly porovnávány modulační formáty 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM a 256-QAM při nosné frekvenci 5 MHz. Boxplot výsledného statistického vyhodnocení je uveden na Obr. 7.9. Modulační formáty M -QAM vykazují na základě numerické variabilní analýzy a boxplotu vyšší rozdíly v minimálních a maximálních hodnotách optického výkonu oproti



Obr. 7.8: Boxplot statistického vyhodnocení vlivu modulačního formátu M-PSK na kolísání optického výkonu.

modulačním formátům M -PSK. Jedná o procentuální změnu hodnot ve výši 0,17 %. Na základě výsledků je možné konstatovat, že změny optického výkonu se pohybují na hladině významnosti 5 %. Kolísání optického výkonu vlivem modulačního formátu M -QAM je tedy zanedbatelné [87].

Naměřené výsledky dokazují, že vícecestavové modulační formáty nezpůsobují kolísání optického výkonu, ani změnu fotometrických veličin, nebo změnu jasového rozložení. Navíc se ukazuje, že je možné vícecestavové modulační formáty pro optický bezvláknový přenos použít do oblasti komunikací mezi vozidly aniž by ohrozili certifikaci světlometů dle ECE R 37.



Obr. 7.9: Boxplot statistického vyhodnocení vlivu modulačního formátu M-QAM na kolísání optického výkonu.

8 NÁVRH ŘEŠENÍ REGULACE OPTICKÉHO VÝKONU

Jak plyne ze statistických výsledků, vícecestové modulační formáty nezpůsobují kolísání optického ani změny fotometrických veličin zdroje optického záření ve viditelné oblasti. Ze statistických výsledků a z výsledků měření vlivu zpoždění τ_{RMS} plyne, že vícecestový modulační formát M -QAM vykazuje horší parametry než M -PSK. Důvodem je nelineární zkreslení. V případě koncepce optického bezvláknového systému VLC je hlavním zdrojem nelineárního zkreslení samotná LED dioda. Ačkoliv lze nelineární převodní charakteristiku LED diodu linearizovat pomocí předzkreslovacích obvodů [55], je její dynamický rozsah omezen hodnotou proudu při zapnutí a její maximálně přípustné hodnotě. Druhým problémem vzniká na základě samotné koncepce optického bezvláknového systému VLC dle platného standardu IEEE 802.15.7 [13], kdy tento systém musí podporovat kontrolu optického výkonu při komunikaci. Požadavky na velikost optického výkonu při jeho řízení mohou způsobovat omezení průměrné hodnoty amplitudy signálu.

Aby bylo možné implementovat vícecestové modulační do optického bezvláknového systému VLC s omezeným dynamickým rozsahem bez nelineárního zkreslení, je nutné vstupní signál linearizovat, případně ořezat. Model implementující vícecestový modulační formát, v tomto případě modulační formát OFDM, do VLC systému prostřednictvím škálování OFDM signálu a Bias-T byl již prezentován [56]. Faktor škálování v tomto modelu závisí na horní a dolní PAPR hodnotě OFDM signálu a hodnota DC vstupu Bias-T je dána požadavky na osvětlení prostoru. Nicméně model využívající škálování a způsobu řízení optického výkonu VLC systému prostřednictvím Bias-T je značně konzervativní ve snaze o zabránění zkreslení a tudíž není schopen tento model dodávat dostatečný výkon signálu. Dále jak vyplývá z teoretického rozboru OFDM signálu, společná distribuce horní a dolní hodnoty PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) zabraňuje dosažení významných rychlostí přenosu dat. Model využívající předzkreslení signálu na bázi jeho ořezání včetně využití Bias-T byl prezentován v [57]. Poměr ořezání signálu a poměr předpětí signálu (Bias-T) je v tomto modelu optimalizován dynamickému rozsahu LED diody a omezení optického výkonu pro dosažení maximální rychlosti přenosu dat [58]. Řízení optického výkonu je důležitou podmínkou konceptu optického bezvláknového systému VLC. Obecně existují dva způsoby řízení optického výkonu:

- změna nastavení střední hodnoty napětí nebo proudu na LED diodě,
- změna střídy u pulzně šířkové modulace (PWM).

Pulzní modulace definované v rámci standardu IEEE 802.15.7 [13] využívají výše uvedené dva způsoby řízení optického výkonu, resp. jak pro modulační formát OOK, tak i pro modulační formát VPPM. Existuje mnoho studií, které se zabývali problematikou řízení optického výkonu v rámci systému VLC. Například studie vícenásobné pulzně polohové modulace pro řízení optického výkonu pomocí změny počtu pulzů v době trvání jednoho symbolu [59], nebo také studie řízení optického výkonu pomocí překrývající se PPM [60].

8.1 Výkonová efektivita systému VLC

Podobně jako u RF systémů, můžeme pro optické bezvláknové systémy pracující ve viditelné oblasti VLC brát PAPR jako důležitou metriku, protože její hodnota má přímý dopad na výkonovou efektivitu. Hlavním omezením redukce vlivu PAPR je u VLC systémů průměrný emitovaný optický výkon, který je definován požadovanou úrovní osvětlení daného prostoru. Proto pro VLC systémy není podstatná efektivita konverze výkonu z elektrické do optické oblasti, ale spíše efektivita osvětlení daného prostoru ke komunikačním schopnostem VLC systému. Proto hodnota PAPR u VLC systémů velice podstatná, protože LED jsou z hlediska komunikace omezené svým dynamickým rozsahem.

Hodnotu PAPR můžeme definovat jako [56], [73], často udávanou v [dB]:

$$\text{PAPR}_{\text{dB}} = 10 \log \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}; \quad t \in (0, T], \quad (8.1)$$

kde $x(t)$ je hodnota signálu v časové oblasti a E označuje statistickou pravděpodobnost. PAPR je tedy definován jako poměr špičkové (maximální) hodnoty signálu k jeho průměrné hodnotě. V případě VLC systémů můžeme zdroj optického záření LED definovat jako zdroj s nelineární převodní charakteristikou. Prostřednictvím metody předzkreslení můžeme část této nelineární převodní charakteristiky linearizovat. Tato linearizovaná část je ohraničena intervalem proudu v propustném směru $[I_d, I_h]$. V případě, kdy označíme hodnotu úrovně osvětlení daného prostoru jako hodnotu optického výkonu LED P_{avg} , přičemž této hodnotě odpovídá hodnota I_{avg} odpovídající definovanému intervalu $[I_d, I_h]$, můžeme definovat [56]:

$$E[|x(t)|^2] = I_{\text{avg}}; \quad t \in (0, T]. \quad (8.2)$$

Efektivitu konverze komunikace z osvětlení ICE (*Illumination-to-Communication Conversion Efficiency*) můžeme zapsat ve tvaru [56], [74]:

$$\Gamma \doteq \frac{D_p}{P_{\text{avg}}} = \frac{D_i}{I_{\text{avg}} - I_d}, \quad (8.3)$$

kde $D_i = \sqrt{E[x^2(t)] - (E[x(t)])^2}$ označuje standardní odchylku elektrického vstupního signálu a D_p což odpovídá směrodatné odchylce výstupního optického výkonu.

8.2 Linearizace a škálování vstupního signálu

V rámci VLC systémů můžeme tento proces, který má za cíl umožňovat regulaci optického výkonu redukováním zkreslení signálu nazvat jako blok konverze bipolárního vstupního signálu $x(t)$ se střední hodnotou odpovídající nule do unipolární podoby $y(t)$. Aby se zabránilo vlivu nelineárního zkreslení způsobeného převodní charakteristikou vysílače VLC buňky, resp. LED diod obecně, je možné signál přiváděný na zdroj optického záření LED

$y(t)$ získat ze vstupního signálu $x(t)$ pomocí operací linearizace a škálování s předpětím signálu stejnosměrnou hodnotou napětí pomocí Bias-T:

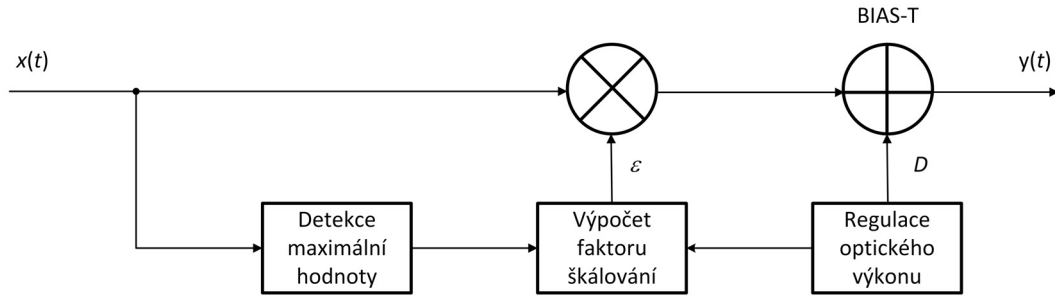
$$y(t) = \epsilon \cdot x(t) + D \quad t \in (0, T], \quad (8.4)$$

kde ϵ je faktor linearizace a D je předpětí Bias-T a patří do množiny reálných hodnot. Výsledný signál, $y(t)$ má střední hodnotu D a hodnotu rozptylu $\sigma_y^2 = E[\epsilon^2] \sigma_x^2$. Je předpokládáno, že faktor linearizace ϵ nabývá kladných hodnot. Metoda škálování je schematicky naznačena na Obr. 8.1. Hodnota rozptylu σ_y^2 může být maximalizována volbou ϵ s vyšší hodnotou pro každý konstelační symbol. Pro zajištění hodnot signálu $y(t)$ uvnitř dynamického rozsahu VLC buňky, resp. LED diody obecně, můžeme definovat největší přípustnou hodnotu ϵ větší než:

$$\epsilon = \min \left\{ \frac{I_h - D}{\max x(t)}, \frac{I_d - D}{\min x(t)} \right\} \quad t \in (0, T], \quad (8.5)$$

přičemž poměr předpětí Bias-T vůči dynamickému rozsahu $[I_d, I_h]$ můžeme definovat jako:

$$\zeta \cong \frac{D - I_d}{I_h - I_d}. \quad (8.6)$$



Obr. 8.1: Schématické znázornění metody škálování.

Z rovnice (8.5) je zřejmé, že hodnota rozptylu výsledného signálu σ_y^2 závisí na třech faktorech:

- hodnota poměru předpětí signálu vůči dynamickému rozsahu ζ ,
- horní úroveň PAPR vstupního signálu H_s -PAPR (horní úroveň *Peak-to-Average Power*),
- dolní úroveň PAPR vstupního signálu D_s -PAPR (dolní úroveň *Peak-to-Average Power*).

Dále je z rovnice 8.5 zřejmé, že dynamický rozsah je fixní hodnota, který je definována převodními charakteristikami VLC buněk, respektive LED diod. Faktor linearizace ϵ se liší symbol od symbolu, protože hodnoty H_s a D_s jsou obě náhodné veličiny. Při zacházení s faktorem linearizace ϵ jako s částí kanálu se předpokládá, že může být pro každý symbol dokonale odhadnut v přijímači.

8.3 Tvarování signálu na bázi jeho ořezání

Tato metoda využívá pro redukování dynamického rozsahu vstupního bipolárního signálu s nulovou střední hodnotou $x(t)$ dle dynamického rozsahu LED diody jeho ořezání, viz schematické naznačení na Obr. 8.2. Takto ořezaný signál je možné definovat z původního signálu $x(t)$ následujícím vztahem:

$$\bar{x}(t) = \begin{cases} c_h & x(t) > c_h \\ x(t) & c_d \leq x(t) \leq c_h, \\ c_d & x(t) < c_d \end{cases}, \quad (8.7)$$

kde c_h označuje horní hranici oříznutí signálu $x(t)$ a c_d označuje dolní hranici oříznutí signálu $x(t)$. Pro lepší analýzu je možné definovat poměr horního ořezání signálu γ_h a poměr dolního ořezání signálu γ_d jako:

$$\gamma_h = \frac{c_h}{\sigma_x}, \quad (8.8)$$

$$\gamma_d = \frac{c_d}{\sigma_x}, \quad (8.9)$$

kde σ_x je rozptyl vstupního signálu $x(t)$. Po ořezání vstupního signálu $x(t)$ dle rovnice (8.4) obdržíme signál $\bar{x}(t)$:

$$\bar{x}(t) = \alpha x(t) + d(t); \quad t \in (0, T], \quad (8.10)$$

který je získán aplikováním Bussgangova teoremu jako jedné z nejstarších metod stochastické analýzy, kdy můžeme jakoukoliv nelineární funkci $x(t)$ rozložit na lineárně škálovaný signál $x(t)$ a nelineárně zkreslený výraz $d(t)$, který je nekorelovaný s původním signálem $x(t)$, α je konstanta závislá pouze na nelineárním zkreslení amplitudy signálu $x(t)$. Pomocí využití autokorelační funkce můžeme rovnici (8.10) dále upravit. Po ořezání vstupního signálu dle podmínek definovaných vztahem (8.7) je možné signál $\bar{y}(t)$ získat z ořezaného vstupního signálu $\bar{x}(t)$ po lineárním škálováním a předpětím prostřednictvím Bias-T jako:

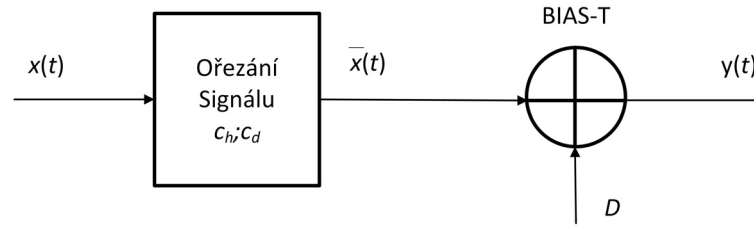
$$\bar{y}(t) = \beta \bar{x}(t) + D; \quad t \in (0, T], \quad (8.11)$$

kde zajištění, že ořezaný vstupní signál $\bar{y}(t)$ spadal do dynamického rozsahu LED diody, můžeme definovat hodnotu parametru β jako hodnotu nižší, než:

$$\beta = \min \left\{ \frac{I_h - D}{c_h}, \frac{I_d - D}{c_d} \right\}. \quad (8.12)$$

Řízení optického výkonu je systémovou podmínkou VLC systému definovanou standardem IEEE 802.15.7. Pro řízení optického výkonu VLC buňky, resp. LED diody obecně, je nutné definovat vstupní klidový signál jako I_{bias} , což odpovídá dle převodní charakteristiky LED diody požadovanému emitovanému průměrnému optickému výkonu P_{avg} . Definice činitele jasu L má následující tvar:

$$L = \frac{P_{avg}}{P_h} = \frac{I_{bias} - I_d}{I_h - I_d}. \quad (8.13)$$



Obr. 8.2: Schématické znázornění metody ořezání signálu.

Obecně můžeme uvažovat pouze o faktoru jasů L v rozsahu $0 \leq L \leq 0,5$, protože každý signál přivedený na zdroj optického záření LED $s[n]$ s činitelem jasů $L > 0$ může být vytvořen ze signálu $y(t)$, který má činitel jasů $1 - L < 0,5$ a je v dynamickém rozsahu LED diody $[I_d, I_h]$, ve tvaru $s(t) = I_h + I_d - y(t)$. V případě vícecestavových modulačních formátů můžeme definovat dvě možné řešení řízení optického výkonu VLC buňky:

- pomocí pulzně šířkové modulace PWM,
- změna hodnoty předpětí na DC vstupu Bias-T.

V případě řízení optického výkonu pomocí změny hodnoty předpětí na DC vstupu (Bias-T) bez ořezání vstupního signálu, je zřejmé, že střední hodnota škálovaného signálu a napěťové předepjatého signálu odpovídá hodnotě předpětí D (napěťová úroveň na DC vstupu Bias-T). Je tedy jednoduché provést nastavení hodnoty předpětí rovno hodnotě I_{bias} pro každý konstelační stav/symbol. Poměru dynamického rozsahu k šumu je možné zapsat jako:

$$DNR \cong \frac{D_s}{\sigma_n^2}, \quad (8.14)$$

kde σ_n^2 je označuje rozptyl aditivního bílého Gaussova šumu (AWGN) $n(t)$. Výsledný odstup signálu od šumu (SNR) pro škálovaný symbol signálu je možné vyjádřit jako:

$$SNR = \frac{\sigma_y^2}{\sigma_n^2}. \quad (8.15)$$

Pokud budeme uvažovat vliv ořezání signálu při změně dynamického rozsahu modulatoru, bude střední hodnota ořezaného a předpjatého signálu $\bar{y}(t)$ definována jako:

$$E(\bar{y}(t)) = \beta\sigma L(\gamma_h, \gamma_d) + D, \quad (8.16)$$

přičemž střední hodnotu můžeme dát do rovnosti s hodnotou I_{bias} :

$$D = I_{bias} - \beta\sigma L(\gamma_h, \gamma_d). \quad (8.17)$$

Substitucí rovnice (8.17) do rovnice (8.12) získáme $\beta\sigma_x/\sigma_n$:

$$\frac{\beta\sigma_x}{\sigma_n} = \min \left\{ \frac{1-L}{\gamma_h - L(\gamma_h, \gamma_d)}, \frac{-L}{\gamma_d - L(\gamma_h, \gamma_d)} \right\}. \quad (8.18)$$

Z výsledného poměru šumu je zřejmé, že poměr $\beta\sigma_x/\sigma_n$ je funkcí poměru horního ořezání signálu γ_h , poměru dolního ořezání signálu γ_d a činitele jasů L .

9 ZÁVĚR

Cílem disertační práce bylo provést návrh vysílače buňky VLC systému. Pro vytvoření celkového návrhu buňky spojující v sobě všechny aspekty, bylo nejprve nutné navrhnout a zkonstruovat modulátor tak, aby měl dostatečnou šířku pásma a dokázal při zachování této šířky pásma modulovat co největší počet LED, v našem případě LED v SMD tvaru. První návrhy modulátoru vycházeli ze standardní koncepce, kdy je v rámci obvodového řešení spínací prvek v podobě tranzistoru, který spíná matici SMD LED. První varianta uvažovala použití levných bílých SMD LED o rozměru patice SMD 3528. tato koncepce se ukázala být nevhodná jak z hlediska použitého zdroje optického záření SMD LED, tak z hlediska malé šířky pásma (10 MHz). Při druhé variantě bylo obvodové řešení modulátoru přepracováno a dále byly použity SMD LED od společnosti Osram, konkrétně řada Advances Power TOPLED Plus, která se nasazuje například do automobilového průmyslu s ohledem na svoji životnost výkonové parametry. Navržená varianta dosáhla zlepšení šířky pásma na hodnotu 50 MHz, nicméně cílem bylo dosáhnout šířky pásma 120 MHz a proto bylo i od této varianty opuštěno. Poslední variantou, která byla řešena, bylo použití napájecí výhybky Bias-T. Tato metoda vytvoření modulátoru umožňuje dosažení velké šířky pásma (2,5 GHz) a při možnosti spínání proudů kolem hodnot 0,5–1 A. Tato finální varianta koncepce modulátoru byla využita i v dalších částech práce. Při návrhu vysílací buňky VLC systému byly uvažovány šasi reálných svítidel včetně jejich fotometrických hodnot pro provedení simulací rozložení optického výkonu v prostoru. Ukázalo se, že tradiční metoda simulací, kdy se jednomu bodu v prostoru definují parametry zdroje záření a provádí se měření rozložení optického výkonu, jako metoda vhodná pouze pro bodové zdroje optického záření. Při provádění simulací se přistupovalo ke každé SMD LED zvlášť a to z důvodů rozměrů šasi původních svítidel. Simulace byly prováděny pro uvažovaný fotodetektor ThorLabs PDA10A, který má malou plochu detekční oblasti. Při návrhu postupovalo dle normy ČSN EN 12464-1 Osvětlení pracovních prostorů [46] vycházející z evropské verze EN 12464-1:2002. Při splnění této normy bylo dále prováděny simulace rozložení odstupu signálu od šumu v uvažované místnosti. Z výsledků těchto simulací plyne, že vliv pevných překážek v prostoru zlepšuje rozložení SNR v místnosti, ale vnáší do konceptu VLC buňky vícecestné šíření degradující v konečném důsledku dosažitelnou přenosovou rychlost. Proto je při návrhu VLC buňky nutné postupovat nejen podle normy pro osvětlení prostoru, ale i z hlediska rozložení SNR a zpoždění signálu τ_{RMS} .

Standard IEEE 802.15.7 VLC definuje tři fyzické vrstvy při použití modulačních formátů OOK a VPPM. Cílem práce bylo řešení vlivu použití vícecestných modulačních formátů na zpoždění signálu. Samotné měření probíhalo dle definované konfiguraci v temné místnosti pro modulační formáty M -ASK, M -PSK a M -QAM. Měření bylo prováděno pro různé vzdálenosti mezi dvěma vysílacími buňkami VLC systému. Výsledky byly posuzovány z hlediska ovlivnění parametru EVM. Ukázalo se, že nejlepší výsledky dosáhl modulační formát M -PSK. Důvodem bylo nelineární zkreslení převodní charakteristiky

SMD LED, respektive celé matice. Tento jev se projevil i při statistickém vyhodnocení vlivu na fotometrické veličiny.

V navazující část práce byla zaměřena na posouzení vlivu vícecestavových modulačních formátů na fotometrické veličiny zdroje optického záření. Výsledky měření jsou statisticky vyhodnoceny a navíc je celý koncept vysílače buňky VLC podroben přísným fotometrickým normám používaných v automobilovém průmyslu při výrobě světlometů. Při měření dle předpisu Evropské hospodářské komise ECE 87 bylo ověřeno, že vícecestavová modulační formáty jsou použitelné i koncepci komunikací mezi vozidly. Ze statistického vyhodnocení naměřených hodnot je patrné, že vícecestavové modulační formáty M -QAM vykazují horší parametry než M -PSK, nicméně ze statistického hlediska jsou změny statisticky nedůležité.

V poslední části práce byl nastíněn matematický model řešení regulace optického výkonu pro vícecestavové modulační formáty jako jedna z nutných funkcí pro konstrukci vysílače buňky VLC systému. Bylo nutné navrhnout model lineárního škálování s definovaným maximem a minimem pro dosažení co největší linearity. Do tohoto matematického modelu bylo nutné vložit vliv změny DC předpětí v případě modulátoru Bias-T tak, aby výsledný koncept umožňoval změnu optického výkonu. Jak se ukazuje, použití metody tvarování signálu na bázi jeho ořezání je významné pro širokopásmový modulační formát OFDM (varianty ACO a DCO). Obecně můžeme konstatovat, že je tato metoda vhodná pro modulační formáty vykazující velkou hodnotu PAPR. Hodnota PAPR se pohybuje u vícecestavových modulačních formátů M -PSK v rozmezí 0 až 3,3 dB (0 dB odpovídá modulačnímu formátu QPSK), v případě vícecestavových modulačních formátů M -QAM nabývá parametr PAPR hodnot 0 až 4,8 dB (modulačnímu formátu 64QAM odpovídá hodnota PAPR = 3,7 dB). Pro srovnání širokopásmový modulační formát OFDM může být definován parametrem PAPR, jehož hodnota se pohybuje kolem 12 dB. V případě modulačních formátů s nízkou hodnotou parametru PAPR je výhodnější vzhledem ke své podstatě použít pro omezení zkreslení signálu vlivem regulace optického výkonu metodu linearizace a škálování. Nevýhodou modelu linearizace a škálování včetně způsobu řízení optického výkonu VLC systému prostřednictvím Bias-T je snížení výkonu signálu ve snaze o zabránění zkreslení, což má v konečném důsledku vliv na SNR.

Systém VLC představuje progresivně se vyvíjející se optickou bezvláknovou komunikační technologii pro použití ve vnitřních prostorech. Navíc se ukazuje, že je tato technologie implementovatelná i do konceptu komunikace mezi vozidly. Proto se jeví velice perspektivní se touto problematikou se zabývat.

LITERATURA

- [1] AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic Communication System*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc., 2010. ISBN 978-0-470-50511-3.
- [2] LIN, Ch. *Broadband optical access networks and fiber-to-the-home: systems technologies and deployment strategies*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc., 2006. ISBN 978-047-0094-785.
- [3] KIM, J., S. PARK, S. H. RHEE, Y.-H. CHOI, H. Y. HWANG a Y. CHUNG. Co-existence of WiFi and WiMAX Systems Based on Coexistence Zone within WiMAX Frame Structure and Modified Power Saving Mode of WiFi System. *IEICE Transactions on Communications*. 2011, r. E94-B, č. 6, s. 1781–1784. ISSN 0916-8516.
- [4] GFELLER, F. R. a U. BAPST. Wireless in-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation. *Proceedings of the IEEE*. 1979, r. 67, č. 11, s. 1474-1486. ISSN 0018-9219.
- [5] SOMEDA, C. G. *Electromagnetic waves*. Boca Raton: CRC/Taylor, 2006. ISBN 08-493-9589-5.
- [6] AHMAD, A. *Wireless and mobile data networks*. Hoboken, N. J.: Wiley-Interscience, 2005. ISBN 04-716-7075-8.
- [7] BATES, R. J. *GPRS: general packet radio service*. New York: McGraw-Hill, 2001. ISBN 00-713-8188-0.
- [8] BATES, R. J., M. SEBIRE a G. SEBIRE. *GSM/Edge: evolution and performance*. Hoboken, N. J.: Wiley, 2010. ISBN 978-0-470-74685-1.
- [9] SESIA, S., I. TOUFIK a M. BAKER. *LTE—the UMTS long term evolution: from theory to practice*. Hoboken, N. J.: Wiley, 2011. ISBN 978-0-470-66025-6.
- [10] IEEE STANDARD ASSOCIATION. *IEEE 802: OVERVIEW & ARCHITECTURE* [online]. 2012. Dostupné z: <http://standards.ieee.org/index.html>.
- [11] IEEE STANDARD ASSOCIATION. *IEEE 802.11: WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS* [online]. 2012. Dostupné z: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.11.html>.
- [12] IEEE STANDARD ASSOCIATION. *IEEE 802.15: WIRELESS PERSONAL AREA NETWORKS* [online]. 2012. Dostupné z: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.15.html>.
- [13] IEEE 802.15.7. *Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light*. New York, USA: IEEE Computer Society, 2011. Dostupné z: <https://standards.ieee.org/develop/project/802.15.7.html>.

-
- [14] IEEE STANDARD ASSOCIATION. *IEEE 802.16: BROADBAND WIRELESS METROPOLITAN AREA NETWORKS* [online]. 2012. Dostupné z: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.16.html>.
- [15] IEEE STANDARD ASSOCIATION. *IEEE 802.20: MOBILE BROADBAND WIRELESS ACCESS* [online]. 2012. Dostupné z: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.20.html>.
- [16] IEEE STANDARD ASSOCIATION. *IEEE 802.22: WIRELESS REGIONAL AREA NETWORKS* [online]. 2012. Dostupné z: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.22.html>.
- [17] BARRY, J. R. *Wireless infrared communications*. Boston: Kluwer Academic, 1994. ISBN 07-923-9476-3.
- [18] PETERKA, P. a V. MATĚJEC. Optická vlákna se dočkala Nobelovy ceny za fyziku. *Pokroky matematiky, fyziky a astronomie*. 2010, roč. 55, č. 1, s. 1–11. ISSN 0032-2423.
- [19] WILFERT, O. *Fotonika a optické komunikace*. Brno: MJ servis spol. s. r. o, 2007. ISBN 978-80-214-3537-7.
- [20] IEC 60825-1. *Safety of Laser Products*. Ženeva, Švýcarsko: International Electrotechnical Commission, 1998.
- [21] ZHANG, Y., B.-Y. KIM, Y. PARK a K.-D. KIM. Performance analysis of hybrid FSO/RF system. In: *Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*. Dalian: IEEE members, 2011, 279–283. ISBN 978-1-4577-1176-3.
- [22] KAHN, J. M., P. DJAHENI, A. G. WEISBIN, B. J. TEIK a A. TANG. Imaging Diversity Receivers for High-Speed Infrared Wireless Communication. *IEEE communications magazine*. 1998, roč. 36, č. 12, s. 88–94. ISSN 0163-6804.
- [23] ALSAADI, F. E. a J. M. H. ELMIRGHANI. High-Speed Spot Diffusing Mobile Optical Wireless System Employing Beam Angle and Power Adaptation and Imaging Receivers. *Journal of Lightwave Technology*. 2010, roč. 28, č. 16, s. 2191–2206. ISSN 0733-8724.
- [24] HAUSKE, M. a F. K. JONDRAL. Characterization of wireless optical indoor channels. In: *Photonics Global Conference (PGC)*. Singapore: IEEE, 2010, s. 1–5. ISBN 978-1-4244-9882-6.
- [25] BARKER, P. a A. C. BOUCOUVALAS. Performance modeling of the IrDA protocol for infrared wireless communications. *IEEE communications magazine*. 1998, roč. 36, č. 12, s. 113–117. ISSN 0163-6804.
- [26] Infrared Data Association Serial Infrared Physical Layer Specification. *Infrared Data Association* [online]. Verze 1.4., 2001. Dostupné z: <http://www.hp1.hp.com/hpjournal/98feb/feb98a2.pdf>.

- [27] MCCULLAGH, M. J. a D. R. WISELY. 155 Mbit/s optical wireless link using a bootstrapped silicon APD receiver. *Electronics letters*. 1994, roč. 30, č. 5, 430–432. ISSN 0013-5194.
- [28] MARSH, G. W. a Joseph M. KAHN. Performance evaluation of experimental 50-Mb/s diffuse infrared wireless link using on-off keying with decision-feedback equalization. *IEEE transactions on communications*. 1996, roč. 44, č. 11, 1496–1504. ISSN 0090-6778.
- [29] CARRUTHERS, J. B. a J. M. KAHN. Angle Diversity for Nondirected Wireless Infrared Communication. *IEEE Transactions on Communications*. 2000, roč. 48, č. 6, s. 960–969. ISSN 0090-6778.
- [30] SCHUBERT, E. F. *Light-emitting diodes*. New York: Cambridge University Press, 2006. ISBN 05-218-6538-7.
- [31] TANAKA, Y., T. KOMINE, S. HARUYAMA a M. NAKAGAWA. Indoor Visible Light Data Transmission System Utilizing White LED Lights. *IEICE transactions on communications*. 2003, roč. E86-B, č. 8, s. 2440–2454. ISSN 0916-8516.
- [32] DIMITROV, S. a H. HAAS. Information Rate of OFDM-Based Optical Wireless Communication Systems With Nonlinear Distortion. *Journal of Lightwave Technology*. 2013, roč. 31, č. 6, s. 918–929. DOI: 10.1109/jlt.2012.2236642.
- [33] ELGALA, H., R. MESLEH a H. HAAS. Predistortion in Optical Wireless Transmission using OFDM. In: *International Conference on Hybrid Intelligent Systems*. Sheyang: IEEE, 2009, s. 184–189. ISBN 978-0-7695-3745-0. DOI: 10.1109/HIS.2009.321.
- [34] QIAN, H., S. J. YAO, S. Z. CAI a T. ZHOU. Adaptive Postdistortion for Nonlinear LEDs in Visible Light Communications. *IEEE Photonics Journal*. 2014, roč. 6, č. 4, s. 1–9. ISSN 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2014.2331242.
- [35] FUJIMOTO, N. a H. MOCHIZUKI. 200 Mb/s visible optical wireless transmission based on NRZ-OOK modulation of phosphorescent white LED and a pre-emphasis circuit. *Chinese Optics Letters*. 2014, roč. 12, č. 10, s. 1–4. ISSN 1671-7694. DOI: 10.3788/COL201412.100604.
- [36] LI, H., X. CHEN, J. GUO a H. CHEN. A 550 Mbit/s real-time visible light communication system based on phosphorescent white light LED for practical high-speed low-complexity application. *Optics Express*. 2014, roč. 22, č. 22, s. 1–11. ISSN 2155-3165. DOI: 10.1364/OE.22.027203.
- [37] SAITO, T., S. HARUYAMA a M. NAKAGAWA. A New Tracking Method using Image Sensor and Photo Diode for Visible Light Road-to-Vehicle Communication. In: *10th International Conference on Advanced Communication Technology*. Gangwon-Do: IEEE, 2008. ISBN 978-89-5519-136-3. DOI: 10.1109/ICACT.2008.4493850.

- [38] TAKAI, I., T. HARADA, M. ANDOH, K. YASUTOMI, K. KAGAWA a S. KAWA-HITO. Optical Vehicle-to-Vehicle Communication System Using LED Transmitter and Camera Receiver. *IEEE Photonics Journal*. 2014, roč. 6 č. 5, s. 1–14. ISSN 1943-0655. DOI: 10.1109/jphot.2014.2352620.
- [39] KAHN, J. M. a J. R. BARRY. Wireless Infrared Communications. *Proceedings of the IEEE*. 1997, roč. 85, č. 2, s. 265–298. ISSN 0018-9219.
- [40] MOREIRA, A. J. C., R. T. VALADAS a A. M. DE OLIVEIRA DUARTE. Optical interference produced by artificial light. *Wireless Networks*. roč. 3, č. 2, s. 131–140. ISSN 1022-0038. DOI: 10.1023/A:1019140814049.
- [41] HAUSKE, M. a F. K. JONDRAL. Characterization of wireless optical indoor channels. In: *Photonics Global Conference*. Singapore: IEEE, 2010, s. 1–5. ISBN 978-1-4244-9882-6.
- [42] LEE, K., H. PARK a J. R. BARRY. Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications. *IEEE Communications Letters*. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2011, roč. 15, č. 2, 217–219. ISSN 1089-7798.
- [43] KOMINA, T. a M. NAKAGAWA. Fundamental analysis for visible-light communication system using led lights. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 2004, roč. 50, č. 1, s. 100–107. ISSN 0098-3063. DOI: 10.1109/TCE.2004.1277847.
- [44] GRUBOR, J., S. RANDEL, K. LANGER a J. W. WALEVSKI. Broadband information broadcasting using led-based interior lighting. *Journal of Lightwave Technology*. 2008, roč. 26, č. 24, s. 3883–3892. ISSN 0733-8724. DOI: 10.1109/JLT.2008.928525.
- [45] PRINCE, G. a T. D. C. LITTLE. On the performance gains of cooperative transmit beamforming applied to intensity modulated direct detection visible light communication networks. In: *Proceedings of the Sixth International Conference on Wireless and Mobile Communications*. Valencia: IEEE, 2010. ISBN 978-0-7695-4182-2. DOI: 10.1109/ICWMC.2010.67.
- [46] ČSN EN 12464-1. *Světlo a osvětlení. Osvětlení pracovních prostorů. Část 1: Vnitřní pracovní prostory*. Praha, Česká republika: Český normalizační institut, 2004.
- [47] LI, H., X. CHEN, J. GUO a H. CHEN. A 550 Mbit/s real-time visible light communication system based on phosphorescent white light LED for practical high-speed low-complexity application. *Optics Express*. 2014, roč. 22, č. 22. ISSN 2155-3165. DOI: 10.1364/oe.22.027203.
- [48] JUNGNICHEL, V., V. POHL, S. NOENNING a C. von HELMOLT. A physical model of the wireless infrared communication channel. *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*. 2002, roč. 20, č. 3, s. 631–640, ISSN 0733-8716. DOI: 10.1109/49.995522.

- [49] PEEBLES, P. Z. *Probability, random variables, and random signal principles*. New York: McGraw Hill, 2001. ISBN 978-0073660078.
- [50] HANSEN, J. An analytical calculation of power delay profile and delay spread with experimental verification. *IEEE Communications Letters*. 2003, roč. 7, č. 6, s. 257–259. ISSN 1089-7798. DOI: 10.1109/lcomm.2003.813815.
- [51] RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications: Principles and Practice*. New York: McGraw Hill, 2002. ISBN 007-6092011736.
- [52] FORESTIER, S., P. BOUYASSE, R. QUERE, A. MALLET, J.-M. NEBUS a L. LA-PIERRE. Joint Optimization of the Power-Added Efficiency and the Error-Vector Measurement of 20-GHz pHEMT Amplifier Through a New Dynamic Bias-Control Method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2004, roč. 52, č. 4, s. 1132–1141. ISSN 0018-9480. DOI: 10.1109/tmmt.2004.825745.
- [53] HANZO, L., W. WEBB a T. KELLER. *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation: principles and applications for personal communications, WLANs and broascasting*. New York: John Wiley & Sons, 2000. ISBN 978-0471492396.
- [54] VITERBI, A. J. *Principles of coherent communication*. New York: McGraw-Hill, 1979. ISBN 978-0070675155.
- [55] ELGALA, H., R. MESLEH a H. HAAS. Non-linearity effects and predistortion in optical OFDM wireless transmission usign OFDM. *International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems*. 2009, roč. 1, č. 2, s. 143-150. ISSN 1758–7298.
- [56] YU, Z., R. BAYLEY a G. T. ZHOU. Peak-to-Average Power Ratio and Illumination-to-Communication Efficiency Considerations in Visible Light OFDM Systems. In: *IEEE Intl. Conference an Acoustics, Speech, and Signal Processing*. Vancouver: IEEE, 2013. DOI: 10.1109/ICASSP.2013.6638694.
- [57] YU, Z., R. BAXLEY a G. T. Zhou. EVM and archievable data rate analysis of clipped OFDM signals in visible light communication. *EURASIP Journal on wireless Communications and Networking*. 2012, roč. 2012, č. 231. ISSN 1687—1499. DOI: 10.1186/1687-1499-2012-321.
- [58] DIMITROV, S., S. SINANOVIC a H. HAAS. Clipping Noise in OFDM-Based Optical Wireless Communication Systems. *IEEE Transactions on Communications*. 2012, roč. 60, č. 4, s. 1072—1081. ISSN 0090–6778. DOI: 10.1109/TCOMM.2012.022712.100493.
- [59] LEE, K. a H. PARK. Modulations for Visible Light Communications Width Dimming Control. *IEEE Photonics Technology Letters*. 2011, roč. 23, č. 16, s. 1136—1138. ISSN 1041–1135. DOI: 10.1109/LPT.2011.2157676.

- [60] BAI, B., Z. XU a Y. FAN. Joint LED dimming and high capacity visible light communication by overlapping PPM. In: *Wireless and Optical Communications Conference*. Shanghai: IEEE, 2010. ISBN 978-1-4244-7597-1. DOI: 10.1109/WOCC.2010.5510410.
- [61] COX, Ch. *An introduction to LTE LTE, LTE-advanced, SAE, VoLTE and 4G mobile communications*. New York: Wiley, 2014. ISBN 978-1-118-81802-2.
- [62] MUMM, R. C. *Photometrics handbook*. Louisville: Broadway Press, 1997. ISBN 978-0911747379.
- [63] HASSAN, K., T. A. RAHMAN, M. R. KAMARUDIN, F. NOR. The Mathematical Relationship Between Maximum Access Delay and the R.M.S Delay Spread. In: *The Seventh International Conference on Wireless and Mobile Communications*. Luxembourg: IARIA, 2011. ISBN 978-1-61208-140-3.
- [64] KAY, S. M. *Fundamentals of statistical signal processing*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall PTR, 2013. ISBN 978-01328080333.
- [65] FRIEDEN, B. *Probability, statistical optics, and data testing: a problem solving approach*. New York: Springer, 2001. ISBN 978-3540417087.
- [66] GURSOY, M. C. Error Probability Analysis of Peak Signaling over Fading Channels. In: *Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Pacific Grove: IEEE, 2006. DOI: 10.1109/acssc.2006.355060.
- [67] MULLER, A. a J. SPEIDEL. Exact symbol error probability of m-psk for multihop transmission with regenerative relays. *IEEE Communications Letters*. 2007, roč. 11, č. 12, s. 952–954. DOI: 10.1109/lcomm.2007.070820.
- [68] CHEN, L., B. KRONGOLD a J. EVANS. Performance Analysis for Optical OFDM Transmission in Short-Range IM/DD Systems. *Journal of Lightwave Technology*. 2012, roč. 30, č. 7, s. 974–983. DOI: 10.1109/jlt.2012.2185779.
- [69] HUANG, Y., Q. SONG, S. WANG a A. JAMALIPOUR. Symbol error rate analysis for M-QAM modulated physical-layer network coding with phase errors. In: *IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Sydney: IEEE, 2012. ISBN 978-1-4673-2566-0. DOI: 10.1109/pimrc.2012.6362683.
- [70] MINH, H. L., D. O'BRIEN, G. FAULKNER, L. ZENG, K. LEE, D. JUNG a Y. OH. 80 Mbit/s Visible Light Communications using pre-equalized white LED. In: *34th European Conference on Optical Communication*. Brusel: IEEE, 2008. ISBN 978-1-4244-2227-2. DOI: 10.1109/ecoc.2008.4729532.
- [71] FUJIMOTO, N. a H. MOCHIZUKI. 477 Mbit/s visible light transmission based on OOK-NRZ modulation using a single commercially available visible LED and a practical LED driver with a pre-emphasis circuit. In: *Optical Fiber Communication*

Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference. Anaheim: IEEE, 2013. ISBN 978-1-4799-0457-0.

- [72] MINH, H. L., D. O'BRIEN, G. FAULKNER, L. ZENG, K. LEE, D. JUNG, Y. OH a E. T. WON. 100-Mb/s NRZ Visible Light Communications Using a Postequalized White LED. *IEEE Photonics Technology Letters*. 2009, roč. 21, č. 15, s. 1063–1065. ISSN 1041-1135. DOI: 10.1109/lpt.2009.2022413.
- [73] WULICH, D. Definition of efficient PAPR in OFDM. *IEEE Communications Letters*. 2005, vol. 9, č. 9, s. 832–834. ISSN 1089-7798. DOI: 10.1109/LCOMM.2005.1506718.
- [74] LITTLE, T. D. C. a H. ELGALA. Adaptation of OFDM under visible light communications and illumination constraints. In: *48th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Pacific Grove: IEEE, 2014, s. 1739–1744. ISBN 978-1-4799-8297-4. DOI: 10.1109/ACSSC.2014.7094765.

Publikační činnost

Časopisecké publikace související s tématem disertační práce

- [75] LINER, A., M. PAPES, J. JAROS, F. PERECAR, L. HAJEK, J. LATAL, P. KOUDELKA a V. Vasinek. Software design of SMD LEDs for homogeneous distribution of irradiation in the model of dark room. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2014, roč. 12, č. 6, s. 622–630. ISSN 1804-3119. DOI: 10.15598/aeee.v12i6.1297.
- [76] VANDERKA, A., L. HAJEK, J. LATAL, J. VITASEK a P. KOUDELKA. Design, simulation and testing of the OOK NRZ modulation format for free space optic communication in a simulation box. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2014, roč. 12, č. 6, s. 604–616. ISSN 1804-3119. DOI: 10.15598/aeee.v12i6.1255.
- [77] VITASEK, J., J. LATAL, P. SISKÁ, P. KOUDELKA a V. VASINEK. Restoration of optical spectrum. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2013, roč. 11, č. 3, s. 227–234. ISSN 1804-3119. DOI: 10.15598/aeee.v11i3.808.
- [78] VITASEK, J., P. KOUDELKA, J. LATAL, F. DOSTAL a K. SOKANSKY. Indoor optical free space networks - reflectivity of light on building materials. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2011, roč. 87, č. 4, s. 41–44. ISSN 0033-2097.
- [79] KOUDELKA, P., J. LATAL, V. VASINEK, F. DOSTAL a K. SOKANSKY. Research of power LEDs for mobile communication. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2011, roč. 87, č. 4, s. 1–4. ISSN 0033-2097.
- [80] LATAL, J., P. KOUDELKA, V. VASINEK, F. DOSTAL a K. SOKANSKY. Possible use of power LEDs for lighting and communication. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2011, roč. 87, č. 4, s. 25–28. ISSN 0033-2097.

- [81] DAVID, T., J. LATAL, F. HANACEK, P. KOUDELKA, J. VITASEK, P. SISKÁ a V. VASINEK. Cross-sectional measuring of optical beam. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2011, roč. 9, č. 4, s. 179–186. ISSN 1804-3119. DOI:10.15598/aece.v9i4.538.

Konferenční publikace související s tématem disertační práce

- [82] LATAL, J., P. KOUDELKA, J. VITASEK, L. HAJEK, S. HEJDUK, A. LINER a V. VASINEK. New approach to design of optical transmitter for indoor free space optical network. In: *Photonics, Devices, and Systems VI*. Praha: SPIE, 2015, č. 9450. ISBN 978-162841566-7. DOI: 10.1117/12.2073495.
- [83] KOUDELKA, P., J. LATAL, P. SISKÁ, J. VITASEK, A. LINER, R. MARTINEK a V. VASINEK. Indoor visible light communication: Modeling and analysis of multi-state modulation. In: *Laser Communication and Propagation Through the Atmosphere and Oceans III*. San Diego: SPIE, 2014, č. 9224. ISBN 978-162841251-2. DOI: 10.1117/12.2063090.
- [84] LATAL, J., J. VITASEK, P. KOUDELKA, P. SISKÁ, A. LINER, L. HAJEK, V. VASINEK a M. LUCKI. Software design of segment optical transmitter for indoor free-space optical networks. In: *Broadband Access Communication Technologies IX*. San Francisco: SPIE, 2015, č. 9387. ISBN 978-162841477-6. DOI: 10.1117/12.2087118.
- [85] LINER, A., M. PAPES, J. JAROS, P. KOUDELKA, J. LATAL, J. VITASEK a V. VASINEK. Software design of optical link for indoor wireless optical communication network used LEDs as source visible light communication. In: *Broadband Access Communication Technologies IX*. San Francisco: SPIE, 2015, č. 9387. ISBN 978-162841477-6. DOI: 10.1117/12.2087120.
- [86] LINER, A. F. PERECAR, J. JAROS, M. PAPES, P. KOUDELKA, J. LATAL a V. VASINEK. Features and range of the FSO by use of the OFDM and QAM modulation in different atmospheric conditions. In: *Wireless Sensing, Localization, and Processing IX*. Baltimore: SPIE, 2014, č. 9103. ISBN 978-162841040-2. DOI: 10.1117/12.2050279.
- [87] KOUDELKA, P., P. SOLTYS, R. MARTINEK, J. LATAL, P. SISKÁ, S. KEPÁK a V. VASINEK. Utilization of M-QAM modulation during optical wireless car to car communication. In: *OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology*. Malbourne: SPIE, 2014, č. 6888142. ISBN 978-192210721-3.
- [88] LATAL, J., M. BOJKO, J. VITASEK, P. KOUDELKA, P. SISKÁ, A. LINER a V. VASINEK. Influence of thermal turbulences on the optical beam of atmospheric optical link. In: *International Conference on Telecommunications and Signal Processing*. Řím: TSP, 2013, č. 6613907. ISBN 978-147990404-4. DOI: 10.1109/TSP.2013.6613907.

- [89] LINER, A., M. PAPES, J. VITASEK, P. KOUDELKA, J. LATAL, J. CUBIK a V. VASINEK. The optical power distribution in a dark room. In: *Czech-Polish-Slovak Optical Conference on Wave and Quantum Aspects of Contemporary Optics*. Ostrava: SPIE, 2012, č. 8697. ISBN 978-081949481-8. DOI: 10.1117/12.2003929.
- [90] VASINEK, V., J. LATAL, P. KOUDELKA, J. VITASEK, K. WITAS a S. HEJDUK. Simulation of fog influence on laser beam distribution in atmosphere. In: *Sensors and Sensor Networks IX*. Edinburgh: SPIE, 2012, č. 8540. ISBN 978-081949281-4. DOI: 10.1117/12.977617.
- [91] LATAL, J., P. KOUDELKA, J. VITASEK, P. SISKÁ, S. KEPAK, A. LINER, J. SKAPA a V. VASINEK. Simulation of the influence of atmospheric conditions on low-cost optical free space link. In: *Laser Sources and Applications*. Brusel: SPIE, 2012, č. 8433. ISBN 978-081949125-1. DOI: 10.1117/12.921700.
- [92] LATAL, J., T. DAVID, O. WILFERT, Z. KOLKA, P. KOUDELKA, F. HANACEK a V. VASINEK. The design of equipment for optical power measurement in FSO link beam cross-section. In: *Optics, Photonics, and Digital Technologies for Multimedia Applications II*. Brusel: SPIE, 2012, č. 8436. ISBN: 978-081949128-2. DOI: 10.1117/12.921701.
- [93] VITASEK, J., J. LATAL, S. HEJDUK, S. BOCHEZA, P. KOUDELKA, P. SISKÁ a V. VASINEK. Atmospheric turbulences in free space optics channel. In: *International Conference on Telecommunications and Signal Processing*. Budapešť: TSP, 2011, č. 6043763. ISBN: 978-145771411-5. DOI: 10.1109/TSP.2011.6043763.

Časopisecké publikace nesouvisející s tématem disertační práce

- [94] KOUDELKA, P., A. LINER, M. PAPES, J. LATAL, V. VASINEK, J. HURTA a P. SISKÁ. New sophisticated analysis method of crystallizer temperature profile utilizing optical fiber DTS based on the stimulated raman scattering. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2012, roč. 10, č. 2, s. 106–114. DOI:10.15598/aeee.v10i2.637.
- [95] KOUDELKA, P., J. LATAL, J. VITASEK, J. HURTA, P. SISKÁ, A. LINER a M. PAPES. Implementation of optical meanders of the optical-fiber DTS system based on raman stimulated scattering into the building processes. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2012, roč. 10, č. 3, s. 187–194. DOI: 10.15598/aeee.v10i3.643.
- [96] KOUDELKA, P., B. PETRUJOVA, J. LATAL, F. HANACEK, P. SISKÁ, J. SKAPA a V. VASINEK. Optical fiber distributed sensing system applied in cement concrete commixture research. *Radioengineering*. 2010, roč. 19, č. 1, s. 172–177. ISSN 1210-2512.

Konferenční publikace nesouvisející s tématem disertační práce

- [97] SISKA, P., T. HLAVINKA, P. KOUDELKA, J. LATAL, J. VITASEK, L. HAJEK a R. POBORIL. RFoG deployment into the next-generation networks. In: *Optical Metro Networks and Short-Haul Systems VII*. San Francisco: SPIE, 2015, č. 9388. ISBN 978-162841478-3. DOI: 10.1117/12.2087121.
- [98] HRUBY, D., T. KAJNAR, P. KOUDELKA, J. LATAL, J. HURTA, S. KEPAK a V. VASINEK. Measurement of insulation layers using DTS system. In: *Photonics, Devices, and Systems VI*. Praha: SPIE, 2015, č. 9450. ISBN 978-162841566-7. DOI: 10.1117/12.2073555.
- [99] KOUDELKA, P., P. SISKA, J. LATAL, R. POBORIL, L. HAJEK, S. KEPAK a V. VASINEK. Security risk assessment of the primary layer of wavelength division multiplexing passive optical network. In: *Photonics, Devices, and Systems VI*. Praha: SPIE, 2015, č. 9450. ISBN 978-162841566-7. DOI: 10.1117/12.2070468.
- [100] VASINEK, V., P. SISKA, L. BEDNAREK, J. LATAL, P. KOUDELKA a O. MARCINKA. Ageing of fiber optical devices. In: *Next-Generation Optical Communication: Components, Sub-Systems, and Systems IV*. San Francisco: SPIE, 2015, č. 9389. ISBN 978-162841479-0. DOI: 10.1117/12.2087165.
- [101] SISKA, P., P. KOUDELKA, J. LATAL, J. VITASEK, S. KEPAK a V. VASINEK. Simulation of integrated optical network (IPON) properties. In: *Conference of Novel Optical Systems Design and Optimization*. San Diego: SPIE, 2014, č. 9193. ISBN 978-162841220-8. DOI: 10.1117/12.2063015.
- [102] LATAL, J., P. KOUDELKA, P. SISKA, J. VITASEK a V. VASINEK. WDM-PON network simulation with different implementation of optical amplifier in the line. In: *Conference of Novel Optical Systems Design and Optimization*. San Diego: SPIE, 2014, č. 9193. ISBN 978-162841220-8. DOI: 10.1117/12.2060112.
- [103] LATAL, J., J. VITASEK, P. KOUDELKA, P. SISKA, R. POBORIL, L. HAJEK a V. VASINEK. Simulation of modulation formats for optical access network based on WDM-PON. In: *International Conference on Transparent Optical Networks*. Graz: IEEE, 2014, č. 6876473. ISBN 978-147995600-5. DOI: 10.1109/ICTON.2014.6876473.
- [104] SISKA, P. P. KOUDELKA, J. LATAL, J. HURTA, S. KEPAK a V. VASINEK. Localization method of illegal service connection into the sewer system using fiberoptic distributed temperature sensing. In: *OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology*. Melbourne: IEEE, 2014, č. 6888279. ISBN 978-192210721-3.
- [105] SISKA, P. J. LATAL, P. KOUDELKA, J. VITASEK, I. KASIK a V. VASINEK. Coupling conditions for quasi-single mode optical fibers with different refractive index

profile. In: *Optical Sensors*. Praha: SPIE, 2013, č. 8774. ISBN 978-081949576-1. DOI: 10.1117/12.2017259.

- [106] LATAL, J., J. VITASEK, P. KOUDELKA, P. SISKÁ, A. LINER, M. PAPES a V. VASINEK. Rock massif temperature changes measurement with regard to thermal responses generated by a thermal response test device. In: *Optical Sensors*. Praha: SPIE, 2013, č. 8774. ISBN 978-081949576-1. DOI: 10.1117/12.2017241.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

A	velikost optického pulzu
A_{VLC}	přenos modulátoru [dB]
A_{pd}	plocha oblasti příjmu fotodiody
A_{ref}	plocha elementu odrazivosti uvnitř místnosti (reflektor)
c	rychlost světla
d	vzdálenost mezi konstelačními stavy (QAM)
D_d	vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem
γ	poměr ořezání signálu
E	osvětlení [lx]
E_{hor}	osvětlení v horizontální rovině [lx]
E_s	energie symbolu
ϵ	faktor škálování signálu
f_c	šířka pásma definovaná jako pokles o 3 dB
f_d	dolní přenášená frekvence
$g(\psi)$	zisk optického koncentrátoru
$h(t)$	zisk optického koncentrátoru
i_b	proud fotodetektoru způsobený okolním parazitním osvětlením
i_d	temný proud fotodetektoru
$H_d(0)$	stejnoseměrný kanálový zisk přímé trasy mezi vysílačem a přijímačem
i_s	proud fotodetektoru způsobený výstřelovým šumem
$i_{pd}(t)$	okamžitý fotoproud fotodiody v přijímači
$i(t)$	interference v optickém komunikačním kanále
I	svítivost [cd]
I_{DC}	maximální proud na DC vstupu Bias-T [A]
I_e	zářivost [$W \cdot sr^{-1}$]
I_{bias}	klidový proud [A]
$I(0)$	svítivost zdroje optického záření v normále vyzařovací plochy
$I(\phi)$	svítivost zdroje optického záření v závislosti na úhlu ϕ
K_e	maximální viditelnost 683 lm/w při $\lambda = 555$ nm
m	řád Lambertovského zdroje optického záření
μ	průměrná hodnota Gaussova rozložení
μ_s	střední doba šíření
$n(t)$	aditivní šum s Gaussovským rozložením
n_{ref}	počet elementů odrazu od pevných překážek
N_{LED}	počet LED ve vysílači
N_0	jednostranná část spektrální hustoty výkonu šumu (Gaussovo rozložení)
P_b	pravděpodobnost přijaté chyby symbolu
P_c	pravděpodobnost přijaté chyby konstelačního stavu

P_e	pravděpodobnost přijaté chyby (BER)
$P_i(t)$	okamžitá hodnota výstupního optického výkonu zdroje
P_t	průměrný přenášený optický výkon zdroje záření
Q	Q-funkce Gaussova rozložení
R_b	přenosová rychlost [bps]
\mathfrak{R}	citlivost fotodetektoru [A/W]
S	plocha všech elementů odrazivosti
t	čas [s]
t_{di}	doba šíření pro i -tou přímou optickou trasu
t_{rj}	doba šíření pro j -tou nepřímou optickou trasu
T	doba trvání pulzu [s]
$T_s(\psi)$	zisk optického filtru
U_{DC}	maximální napětí na DC vstupu Bias-T [V]
$V(\lambda)$	spektrální distribuce optického výkonu
Z_{vst}	vstupní impedance [Ω]
σ	odchylka Gaussova rozložení
σ_c	celkový šum fotodetektoru
σ_{th}	termální šum fotodetektoru
ϕ	úhel od normály vyzařovací plochy zdroje optického záření
$\phi_{1/2}$	poloviční úhel směrové charakteristiky zdroje optického záření
Φ	světelný tok [lm]
Φ_e	zářivý tok [$W \cdot m^{-2}$]
$\Phi_e(\lambda)$	spektrální zářivý tok
ψ	úhel mezi normálou k přijímací oblasti fotodetektoru
Ψ	mezní úhel příjmu
$\rho(\lambda)$	spektrální odrazivost materiálu
τ_{RMS}	efektivní hodnota zpoždění
λ	vlnová délka
Ω	prostorový úhel
APD	fotodioda využívající lavinového jevu
AWGN	přídavný bílý Gaussův šum
BER	bitová chybovost
Bias-T	napájecí výhybka
BP	úzkopásmový filtr
CPC	parabolický koncentrátor
CSK	modulační technologie založena na změně optického spektra
CVD	datový rámec určený k regulaci kolísání optického výkonu
DQPSK	modulační formát založený na diferenciálním klíčování fázového posuvu
DSSS	metoda přenosu prostřednictvím přímého rozprostřeného spektra
ECE	Evropská hospodářská komise pro OSN

FHSS	metoda přenosu založená na přeskokování mezi několika frekvencemi
DUR	poměr žádoucího a nežádoucího signálu
EVM	chyba konstelačního stavu
FSO	optická bezvláknová datová síť P2P
FOV	zorné pole oblasti příjmu fotodiody
GMSK	modulace založená na klíčování Gaussovým minimálním posuvem
GPRS	mobilní datová síť 2,5G
GSM	globální systém pro mobilní komunikace
HSDPA	nadstavba UMTS pro zvýšení přenosové rychlosti pro download
HSUPA	nadstavba UMTS pro zvýšení přenosové rychlosti pro upload
IEEE	institut pro elektrotechnické a elektronické inženýrství
ICSA	asociace bezvláknové komunikace v infračerveném spektru
IrDA	Standard pro optickou bezvláknovou komunikaci infračervené oblasti
IM/DD	intenzitní modulace a přímá detekce
ITU-T	mezinárodní telekomunikační unie
JEITA	japonská průmyslová asociace
LAN	lokální síť
LED	světlo emitující dioda
LOS	přímá viditelnost
LP	filtr propouštějící vlnové délky větší než mezní hodnota
LTE	UMTS Release 8, 3,9 generace mobilní datové sítě
MAC	jedinečný identifikátor síťového zařízení (2. vrstva RM-OSI)
MAN	metropolitní síť
MIMO	technologie využívající vícero vysílačích a přijímacích prvků
M-PSK	fázová modulace využívající M různých stavů
MRS	technologie detekce optického záření
NLOS	nepřímá viditelnost
OFDM	ortogonální frekvenčně dělený multiplex
OOK	modulace využívající amplitudového klíčování ASK
OW	optické bezvláknové technologie
PAN	osobní síť
PAPR	poměr špičkové k průměrné hodnotě signálu
PBCC	technika přenosu dat využívající konvolučního kódování
PLL	fázový závěs
PPM	pulzně polohová modulace
P2P	komunikace mezi dvěma koncovými zařízeními
M-QAM	kvadraturně amplitudová modulace M různých stavů
RF	radiofrekvenční systém
RMS	střední kvadratická odchylka
RZ	modulační formát s návratem k nule

SNR	odstup signálu od šumu
VLC	optický bezvláknový komunikační systém
VLCC	konsorcium využití viditelného optického záření
VPPM	variabilní pulzně polohová modulace
WCDMA	technologie vícenásobného přístupu s kódovým dělením
WiFi	bezdrátová technologie přenosu dat dle standardu IEEE 802.11
WiMAX	bezdrátová technologie přenosu dat dle standardu IEEE 802.16
WLAN	obecné označení bezdrátových datových sítí
WDM	vlnově dělený multiplex