



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ

Fakulta elektrotechnická

Katedra mikroelektroniky

**Optická vlákna s dutým jádrem pro přenos
radio-frekvenčního signálu v pásmu
24 GHz – 28 GHz**

**Hollow Core Optical Fibers for Radio Frequency Signal
Transmission in 24 GHz – 28 GHz Band**

Diplomová práce

Studijní program: Elektronika a komunikace

Vedoucí práce: doc. Ing. Matěj Komanec, Ph.D.

Autor: Bc. Jan Faltín

Praha 2023

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Faltín** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **483461**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Specializace: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Optická vlákna s dutým jádrem pro přenos radio-frekvenčního signálu v pásmu 24 GHz-28 GHz

Název diplomové práce anglicky:

Hollow Core Optical Fibers for Radio Frequency Signal Transmission in 24 GHz-28 GHz Band

Pokyny pro vypracování:

- 1) Vypracujte rešerši na tematiku přenosu RF signálu přes vláknově-optické sítě.
- 2) Vypracujte rešerši na tematiku optických vláken s dutým jádrem.
- 3) Diskutujte možnosti a výhody využití optických vláken s dutým jádrem pro přenos RF signálu.
- 4) Navrhněte modelové případy tras pro porovnání klasických vláken s vlákny s dutým jádrem.
- 5) V simulačním prostředí OptiSystem analyzujte modelové případy z bodu 4)
- 6) Navrhněte experimentální zapojení pro verifikaci výsledků z bodu 5)
- 7) Realizujte experimentální měření dle zapojení v bodu 6) a sledujte parametry pro radio-frekvenční přenos (EVM, SNR)
- 8) Zhodnoťte lineární/nelineární chování testovaných vláken z hlediska stimulovaného Brillouinova rozptylu.
- 9) Porovnejte experimentální výsledky se simulačními výstupy
- 10) Zhodnoťte možnosti využití optických vláken s dutým jádrem pro reálné radio-frekvenční přenosy v rámci 5G sítí (5G+).

Seznam doporučené literatury:

- [1] D. Marpaung, High dynamic range analog photonic links: design and implementation, Ph.D. thesis
- [2] Zhang, X., Feng, Z., Marpaung, D. et al. Low-loss microwave photonics links using hollow core fibres. Light Sci Appl 11, 213 (2022). <https://doi.org/10.1038/s41377-022-00908-3>

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Ing. Matěj Komanec, Ph.D. katedra elektromagnetického pole FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **20.02.2023**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **16.02.2025**

doc. Ing. Matěj Komanec, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a uvedl veškeré informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne

.....

Jan Faltín

Poděkování

Děkuji vedoucímu práce doc. Ing. Matěji Komancovi, Ph.D. za cenné rady, věcné připomínky a vstřícnost při konzultacích a vypracování diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat Ing. Janu Bohatovi, Ph.D. za spolupráci, při získávání údajů pro simulační a experimentální část práce. Mé díky patří také univerzitě v Southamptonu za poskytnutí vlákna s dutým jádrem.

V Praze dne

.....

Jan Faltín

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá studiem využití vláken s dutým jádrem pro přenos radio-frekvenčního signálu v pásmu 24-28 GHz a jejich porovnáním s konvenčními jednojádřovými vlákny G.652 a G.655 z hlediska linearity přenosu. V simulačním softwaru OptiSystem jsou analyzovány vlivy stimulovaného Brillouinova rozptylu a čtyřvlnného směšování pro daná vlákna rozličných délek. V následném měření jsme pak experimentálně analyzovali vliv stimulovaného Brillouinova rozptylu na kvalitu přenosu radio-frekvenčního signálu přes zkoumaná vlákna. Byly sledovány parametry EVM, SNR a konstelační diagramy.

Klíčová slova

Optická vlákna s dutým jádrem, analogový fotonický spoj, sítě 5G, radio-frekvenční přenos, stimulovaný Brillouinův rozptyl, čtyřvlnné směšování

Abstract

This diploma's thesis deals with the study of the use of hollow-core optical fibers for the transmission of radio-frequency signals in the 24-28 GHz band and their comparison with conventional single-mode fibers G.652 and G.655 in terms of transmission linearity. In the OptiSystem simulation software, the effects of stimulated Brillouin scattering and four-wave mixing are analyzed for given fibers of different lengths. In the subsequent measurement, We then experimentally analyzed the effect of stimulated Brillouin scattering on the quality of radio-frequency signal transmission through the examined fibers. EVM parameters, SNR and constellation diagrams were monitored.

Key words

Hollow-core fibers, analog photonic link, 5G networks, radio-frequency transmission, stimulated Brillouin scattering, four-wave mixing

Obsah

1. Úvod	14
2. Přenos RF signálu přes vláknově optické sítě	15
2.1 Důležité parametry APL	16
2.1.1 Zisk spoje	16
2.1.2 Šumové číslo	16
2.1.3 SFDR	17
2.2 Komponenty APL	17
2.2.1 Fotodetektory	18
2.2.2 Optické modulátory	19
2.2.3 Zdroje záření	21
3. Optická vlákna s dutým jádrem	23
3.1 Fotonický krystal a fotonický zakázaný pás	23
3.2 Stručná historie HCFs	24
3.3 Princip vedení vlny v antirezonančních vláknech	27
3.3.1 Model optického vlnovodu s antirezonančním odrazem	27
3.3.2 Antirezonanční vlákna s negativním zakřivením stěny jádra	30
4. Výhody použití HCF při přenosu RF signálu	32
4.1 Odolnost vůči nelineárním jevům	33
4.1.1 Čtyřvlnné směšování	33
4.1.2 Stimulovaný Brillouinův rozptyl	34
4.2 Zpoždění signálu	35
4.3 Pokles výkonu RF signálu v závislosti na frekvenci	36
5. Simulace	37
5.1 Parametry vláken s dutým jádrem	37
5.2 Simulace čtyřvlnného směšování	37
5.3 Simulace stimulovaného Brillouinova rozptylu	40

5.4	Simulace přenosu RF signálu přes APL	42
5.4.1	Kvadrurní amplitudová modulace	42
5.4.2	Error vector magnitude (EVM)	43
5.4.3	Závislost výkonu výstupního RF signálu na frekvenci RF signálu a délce vlákna	45
5.4.4	Simulace konstelačních diagramů vystupujícího RF signálu.....	47
6.	Návrh zapojení pro reálné měření	49
6.1	Návrh měření stimulovaného Brillouinova rozptylu	49
6.2	Návrh měření EVM a SNR.....	49
7.	Měření	51
7.1	Měření SBS.....	54
7.2	Měření závislosti EVM a SNR na napětí I/Q	56
7.3	Měření závislosti EVM na SNR	59
	Závěr.....	60
	Bibliografie.....	62
	Internetové zdroje.....	66

Seznam obrázků

Obr. 1: Základní uspořádání analogového fotonického spoje.	15
Obr. 2: Spektrální citlivost fotodetektoru v závislosti na materiálu a vlnové délce [36].	18
Obr. 3: Přímá modulace [37].	20
Obr. 4: Princip Machova-Zehnderova modulátoru [8].	21
Obr. 5: Porovnání spekter (a) DFB a (b) FP laserů [9].	22
Obr. 6: Jednoduchý příklad 1-D, 2-D a 3-D PCs [12]. Různé barvy reprezentují materiály s jinou dielektrickou konstantou.	24
Obr. 7: První fotonické vlákno s dutým jádrem [15].	25
Obr. 8: ARF z roku 2011 dle [18] (vlevo), NANF z roku 2014 dle [19] (vpravo).	26
Obr. 9: DNANF z roku 2022 dle [22].	27
Obr. 10: Průřez deskového vlnovodu.	28
Obr. 11: Průřez válcového vlnovodu.	29
Obr. 12: Antirezonanční vlákno s negativním zakřivením.	30
Obr. 13: Ztráty způsobené únikem základního vidu z jádra v závislosti na průměru jádra a tloušťce stěny rezonátorů [26].	31
Obr. 14: Ilustrační příklad čtyřvlenného směšování se dvěma vstupními signály. Černé křivky jsou původní signály a červené křivky nově vzniklé složky.	33
Obr. 15: Ilustrační obrázek různých rozptylů přítomných ve vláknech.	35
Obr. 16: Přenos RF signálu v závislosti na jeho frekvenci pro jiné délky vlákna.	36
Obr. 17: Schéma pro simulaci čtyřvlenného směšování.	38
Obr. 18: Čtyřvlenné směšování v 1km HCF.	38
Obr. 19: Čtyřvlenné směšování v 1km vláknech G.652.	39
Obr. 20: Čtyřvlenné směšování v 1km vláknech G.655.	39
Obr. 21: Schéma pro simulaci stimulovaného Brillouinova rozptylu.	40
Obr. 22: Závislost průchozího (a) a SBS (b) výkonu v závislosti na výkonu vstupujícím do 1km vláken.	41
Obr. 23: Závislost průchozího (a) a SBS (b) výkonu v závislosti na výkonu vstupujícím do 5km vláken.	41
Obr. 24: Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM [32].	43
Obr. 25: Error vector magnitude.	44
Obr. 26: Schéma pro generaci modulovaného RF signálu.	45
Obr. 27: Schéma pro příjem a demodulaci RF signálu.	45
Obr. 28: Závislost výkonu výstupního RF signálu na frekvenci pro 1km (a) a 5km (b) vlákno.	46
Obr. 29: Závislost výkonu výstupního RF signálu na frekvenci pro 10km (a) a 20km (b) vlákno.	46
Obr. 30: Konstelační diagramy RF signálu po průchodu 1km (a), 5km (b) a 20km (c) SMF G.652.	47
Obr. 31: Konstelační diagramy RF signálu po průchodu 1km (a), 5km (b) a 20km (c) SMF G.655.	47
Obr. 32: Konstelační diagramy RF signálu po průchodu 1km (a), 5km (b) a 20km (c) HCF.	48
Obr. 33: Schéma zapojení pro měření SBS.	49
Obr. 34: Schéma zapojení pro měření závislosti EVM na SNR.	50
Obr. 35: Reálné schéma měření.	51
Obr. 36: Spektrum výsledného signálu.	52
Obr. 37: Zapojení měřících přístrojů.	52

Obr. 38: Zapojení měřicí soustavy.....	53
Obr. 39: Laser CoBrite.....	53
Obr. 40: Schéma zapojení pro měření SBS.....	54
Obr. 41: Závislost SBS výkonu na výkonu vstupujícím.....	55
Obr. 42: Srovnání simulace a reálného měření SBS v 1km SMF G.652 (a) a HCF (b).	56
Obr. 43: Druhá část schématu pro měření kvality signálu.....	56
Obr. 44: Závislost EVM (a) a SNR (b) na napětí I/Q.....	57
Obr. 45: Konstelační diagram RF signálu po průchodu HCF pro I/Q napětí 0,1 V (a) a 1,1 V (b).....	58
Obr. 46: Konstelační diagram RF signálu po průchodu SMF G.652 pro I/Q napětí 0,1 V (a) a 1,1 V (b).....	58
Obr. 47: Závislost EVM na SNR.....	59

Seznam tabulek

Tab. 1: Srovnání vlastností SMF G.652 a HCF, převzato z [29].	32
Tab. 2: Parametry použitých prvků.....	54
Tab. 3: Parametry použitých prvků v druhé části měřicí soustavy při měření závislosti EVM a SNR na napětí I/Q.....	57

Seznam zkratek

ACF	Annular Core Fiber (vlákno s prstencovým jádrem)
APD	Avalanche Photodiode (lavinová fotodioda)
APL	Analog Photonic Link (analogový fotonický spoj)
ARF	Antiresonant Fiber (antirezonanční vlákno)
ARROW	Antiresonant Reflecting Optical Waveguide (model optického vlnovodu s antirezonančním odrazem)
CD	Chromatic Dispersion (chromatická disperze)
CW	Continuous Wave (kontinuální vlna)
DFB	Distributed Feed Back (rozprostřená zpětná vazba)
DNANF	Double Nested Antiresonant Fiber (antirezonanční vlákno se dvojitě vnořenými rezonátory)
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing (hustý vlnový multiplex)
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier (erbiem dopovaný vláknový zesilovač)
ESA	Electrical Spectral Analyzer (elektrický spektrální analyzátor)
EVM	Error Vector Magnitude (velikost chybového vektoru)
FEM	Finite Element Method (metoda konečných prvků)
FP	Fabry-Perot
FWM	Four Wave Mixing (čtyřvlnné směšování)
HCF	Hollow Core Fiber (vlákno s dutým jádrem)
IoT	Internet of Things (internet věcí)
LTE	Long Term Evolution
MZM	Mach-Zehnder Modulator (Machův-Zehnderův modulátor)
NANF	Nested Antiresonant Fiber (antirezonanční vlákno s vnořenými rezonátory)
PBG	Photonic Band Gap (fotonický zakázaný pás)
PCF	Photonic Crystal Fiber (fotonické vlákno)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (kvadrurní amplitudová modulace)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (ortogonální multiplex s frekvenčním dělením)
RF	Radio Frequency (rádiové frekvence)
RIN	Relative Intensity Noise (relativní intenzita šumu)
SBS	Stimulated Brillouin Scattering (stimulovaný Brillouinův rozptyl)
SFDR	Spurious Free Dynamic Range (dynamický rozsah bez rušivých signálů)
SMF	Single Mode Fiber (jednovidové vlákno)
SNR	Signal to Noise Ratio (odstup signálu a šumu)

1. Úvod

Technologický standard páté generace (5G) pro širokopásmové mobilní sítě je nástupcem sítí čtvrté generace (4G). Poprvé byl komerčně zaveden v roce 2019 v Jižní Koreji a od té doby se rychle zavádí po celém světě. Do roku 2027 by mělo téměř 50 % mobilních uživatelů používat právě 5G sítě. Tyto sítě nabízejí vysoké přenosové rychlosti, až 20 Gbit/s, nízké latence, řádově v jednotkách milisekund a vysokou spolehlivost. Využití najdou kromě mobilního internetu také v Internetu věcí (IoT – internet of things), autonomních vozidlech, virtuální realitě, ale i třeba při operacích v nemocnicích.

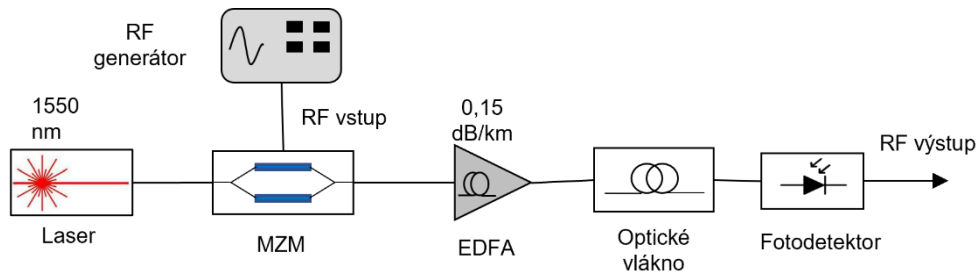
5G sítě jsou provozovány na frekvencích klasifikovaných jako FR1 a FR2. FR1 jsou frekvence od 4,1 GHz do 7,125 GHz, které mohou být provozovány na stávající infrastruktuře, ale nabízejí užší frekvenční spektrum. U FR2 se jedná o milimetrové vlny o frekvencích nad 24 GHz v těchto rozmezích: 24,25–33,4 GHz, 37–52,6 GHz a 66–86 GHz. Jelikož milimetrové vlny mají kratší dosah, je potřeba více vysílačů na stejnou plochu. Nabízejí ale větší šířku pásma a tím vyšší přenosovou kapacitu [1].

K propojení jednotlivých vysílačů a základnových stanic jsou často používány analogové fotonické spoje (APL – analog photonic links). Jedná se o systém, kde se generovaný radio-frekvenční (RF) signál namoduluje na optickou nosnou a po optickém vlákně se přenesení k vysílači, kde je signál demodulován a může být vysílačem vyslán do okolí. V minulosti se pro přenos RF signálů v páteřních sítích používaly koaxiální kabely. Oproti konvenčním optickým vláknům mají ale mnohem vyšší měrný útlum, vyšší hmotnost a jsou méně odolné vůči elektromagnetickému rušení. V současné době se objevují nové typy optických vláken jako například vlákna s dutým jádrem (HCF - hollow core fibers), která v určitých směrech vykazují ještě lepší vlastnosti než konvenční optická vlákna tvořená křemenem.

Tato práce se věnuje využití HCF pro přenos RF signálu v pásmu 24-28 GHz v analogových fotonických spojích a jejich možným výhodám oproti konvenčním vláknům jako jsou nižší latence, nižší chromatická disperze (CD – chromatic dispersion), atd. V rámci práce budou řešeny ukázkové případy, kde by mohla HCF předčít konvenční optická vlákna, jak simulačně, tak v podobě reálného měření s novým typem antirezonančního HCF.

2. Přenos RF signálu přes vláknově optické sítě

Aby bylo možné přenášet rádiové frekvence přes vláknově optické sítě, je nutné modulovat optický signál ve vlákne (typicky o frekvenci 193,4 THz, což odpovídá vlnové délce 1550 nm) RF signálem. Samotný přenos probíhá přes radiově-optický spoj. Ten se v nejjednodušším uspořádání skládá z laserového zdroje a modulátoru, ve kterém se na záření z laseru namoduluje RF signál. Za Machovým-Zehnderovým modulátorem (MZM) se případně nachází erbiem dopovaný vláknový zesilovač (EDFA – Erbium-Doped Fiber Amplifier), který zesiluje optický signál na požadovanou úroveň. Poté následuje trasa z optického vlákna. Na konci spoje je umístěn fotodetektor, který převádí optický signál zpět na RF signál [2]. Blokové schéma je znázorněno na **obr. 1**.



Obr. 1: Základní uspořádání analogového fotonického spoje.

Hlavní výhoda přenosu přes optické vlákno spočívá ve velmi nízkých měrných útlumech při průchodu světla, které jsou typicky menší než 0,2 dB/km (jedno z nejlepších komerčně používaných vláken SMF-28 od firmy Corning má měrný útlum 0,15 dB/km [34] na vlnové délce 1550 nm). Pro srovnání, lepší koaxiální kabely mají již na frekvenci 2,4 GHz útlum okolo 140 dB/km a se zvyšující se frekvencí útlum dále roste [35]. Mezi další výhody patří menší velikost (průměr optického kabelu $\leq 4,8$ mm oproti až 22 mm např. u koaxiálního kabelu LMR 200) a váha. Optická vlákna jsou také imunní vůči vnějšímu elektromagnetickému poli a dosahují vyšších rychlostí přenosu. Přestože jsou ztráty výkonu při samotném přenosu signálu přes vlákno velmi nízké, lze v APL pozorovat i jiné zdroje ztrát. Jsou to např. konverze z elektrické domény do optické a naopak. Klasicky bývají tyto ztráty od 10 do 14 dB. Kromě toho, tyto konverze vedou k přidanému šumu a nelineárnímu zkreslení. Z tohoto důvodu je třeba APL optimalizovat.

2.1 Důležité parametry APL

Důležitými parametry APL z hlediska jejich výkonu jsou zisk spoje, šumové číslo a dynamický rozsah bez rušivých signálů (SFDR – Spurious Free Dynamic Range) [3].

2.1.1 Zisk spoje

Zisk spoje g je jedním z klíčových parametrů při návrhu APL. Definuje se jako poměr výstupního výkonu RF signálu k výkonu RF signálu vstupujícího do modulátoru. Je závislý na výstupním optickém výkonu laseru, půl-vlnném napětí modulátoru, pracovním bodu modulátoru, zisku a výstupnímu optickému výkonu EDFA zesilovače, a v neposlední řadě také na spektrální citlivosti a výkonové charakteristice fotodetektoru. Všechny tyto parametry budou vysvětleny v následujících kapitolách.

2.1.2 Šumové číslo

Šumové číslo spočteme jako

$$NF = 10 \log(F), \quad (2.1)$$

kde F je šumový faktor. Šumový faktor je definován jako poměr signálu a šumu na vstupu vůči poměru signálu a šumu na výstupu:

$$F = \left(\frac{S_{in}}{N_{in}}\right) / \left(\frac{S_{out}}{N_{out}}\right). \quad (2.2)$$

Výkon vstupního šumu je tepelným šumem z impedančně přizpůsobené zátěže, tudíž se dá vyjádřit jako

$$N_{in} = kT_0B, \quad (2.3)$$

kde k je Boltzmannova konstanta [J/K], $T_0 = 290$ K a B je šířka pásma [Hz]. Výstupní signál je zesílený/zeslabený vstupní signál ziskem spoje

$$S_{out} = gS_{in}. \quad (2.4)$$

Pokud vše dosadíme do vzorce pro šumový faktor a následně do vzorce pro šumové číslo, získáme výslednou rovnici

$$NF = 10 \log \left(\frac{N_{out}}{gkT_0B} \right), \quad (2.5)$$

kde, NF je šumové číslo pro APL [dB], N_{out} je celkový výkon výstupního šumu, skládajícího se ze šumu tepelného, výstřelového a relativní intenzity šumu.

2.1.3 SFDR

SFDR popisuje rozsah, ve kterém úroveň signálu zůstává nad úrovní šumu, a naopak úroveň šumu (zkreslení) se nachází pod touto úrovní. Zajímají nás především produkty intermodulačního zkreslení třetího řádu, kvůli jejich blízkosti nosného signálu ve frekvenčním spektru. Obecně platí, že pro silnější úrovně signálu je použitelný rozsah omezen intermodulačními produkty, zatímco pro slabší signály je omezen šumem spoje [4].

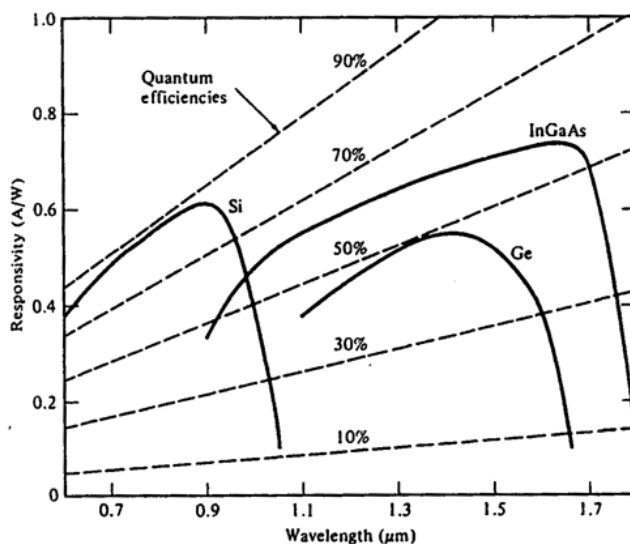
Způsobem, jak zvýšit SFDR, je buď snížit šumové číslo APL použitím laseru s nižším RIN (Relative Intensity Noise), což je rozptyl výkonu vzhledem k druhé mocnině průměrného optického výkonu laseru, nebo provozováním APL v užším frekvenčním pásmu.

2.2 Komponenty APL

Jedním z nejdůležitějších aspektů pro návrh APL je výběr jejich komponentů. Tyto komponenty můžeme rozdělit do tří hlavních kategorií, a to na fotodetektory, optické modulátory a zdroje záření. Dalšími důležitými komponentami je EDFA a také optické vlákno, přes které je signál přenášen. Vláknum se budeme věnovat v následujících kapitolách.

2.2.1 Fotodetektory

V APL je vyžadován účinný a lineární fotodetektor (PD – photodiode) s krátkou dobou odezvy (jednotky ps). Z těchto důvodů je požadována vysoká (ve vyšších desetínách A/W) spektrální citlivost detektoru, což je velikost produkovaného fotoproudu na jednotku přijatého optického výkonu, viz **obr. 2**.



Obr. 2: Spektrální citlivost fotodetektoru v závislosti na materiálu a vlnové délce [36].

Dalším důležitým parametrem je šířka pásma, což je rozsah frekvencí, při kterých dokáže detektor pracovat. Typicky se za krajní frekvence berou ty, kde výkon signálu klesá o 50 %, tedy pokles o 3 dB.

V APL se používají především PIN fotodiody. PIN fotodioda se skládá ze silně dopovaných oblastí *p* a *n*, mezi kterými se nachází nedopovaná nebo slabě dopovaná intrinzická oblast. PIN fotodioda funguje jako fotodetektor pouze tehdy, když pracuje v závěrném směru. Když na fotodiodu přivedeme závěrné napětí, v intrinzické vrstvě se začne rozšiřovat oblast vyčerpání, dokud nedosáhne šířky intrinzické vrstvy. Tím se zbavíme veškerých volných nosičů náboje ve vnitřní vrstvě, tudíž zde neteče žádný proud. Pokud na fotodiodu dopadne světlo o dostatečné energii, vytvoří každý absorbovaný foton jeden pár nosičů elektron/díra, které se následně pohybují podle polarizace elektrického pole. Takto se optický signál přemění na elektrický.

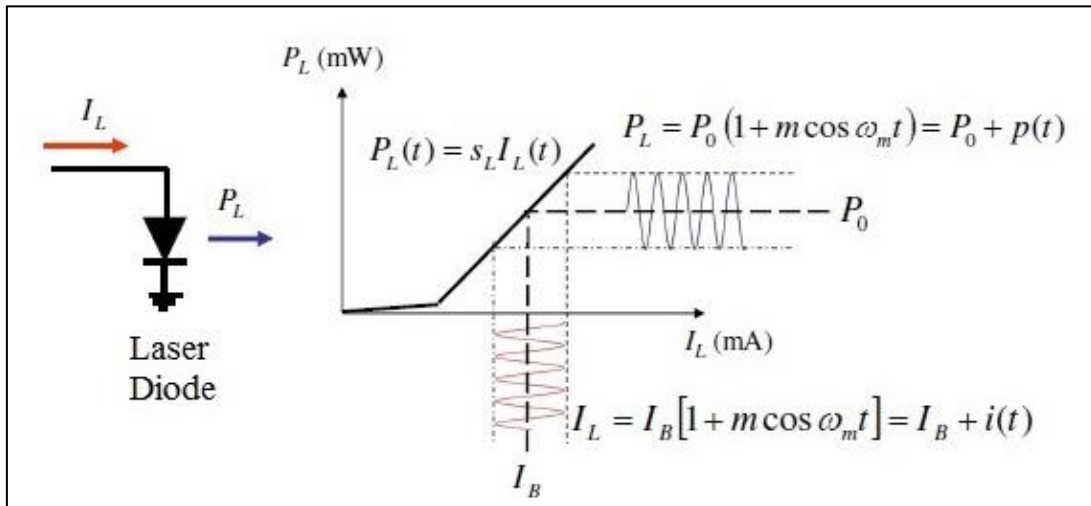
Klasické PIN fotodiody ale nejsou ideálním řešením pro zvyšující se nároky APL. Proto byly vyvinuty rozličné modifikace, jednou z nich jsou unipolární UTC PIN fotodiody. Jak už název *unipolární* napovídá, je zde využíváno pouze nosičů jednoho typu, v tomto případě elektronů, které mají vyšší pohyblivost než díry. Fotoelektrony jsou generovány v tenké P vrstvě a jsou urychlovány v tenké I vrstvě. Díry jsou blokovány v P vrstvě. Mezní frekvence těchto fotodetektorů dosahují až stovky GHz. V roce 2017 byla představena modifikovaná unipolární PIN dioda s plochou frekvenční odezvou v pásmu až do 105 GHz s výstupním RF výkonem 1,3 dBm [5].

Dalším vylepšením oproti klasickým PIN fotodiodám mohou být lavinové fotodiody (APD – avalanche photodiode). Jsou mnohem citlivější než klasické PIN fotodiody. Při použití bývají předeprnuté vysokým závěrným napětím. V tomto režimu jsou nosiče náboje, excitované dopadem fotonů, urychlovány silným vnitřním polem a generují další nosiče. Tím vzniká lavinový jev. V roce 2022 byla představena APD, která při šířce pásma 21 GHz a vysoké spektrální citlivosti (5,5 A/W) dosáhla výstupního RF výkonu 5,5 dBm [6].

2.2.2 Optické modulátory

Obecně můžeme rádiové frekvence přenášet přes APL pomocí modulace optické nosné, a to buď její intenzity, fáze nebo frekvence. Modulace intenzity je ale díky své jednoduchosti využívána nejčastěji. Modulace intenzity se dále dělí na přímou a externí modulaci. Mezi hlavní požadavky na optické modulátory v analogových systémech patří nízký vložený útlum (<8 dB), velká šířka pásma (jednotky až desítky GHz), vysoká linearita (viz. *quadrature point* na **obr. 4**, kde při aproximování můžeme považovat průběh za lineární) a nízký šum (aby odstup signálu a šumu (SNR – signal to noise ratio) byl větší než 50 dB). Hodnoty těchto parametrů se mohou mnohdy velmi lišit, jelikož se při navrhování APL musí dělat určité kompromisy mezi jednotlivými součástkami a jejich parametry [7].

Přímou modulaci se rozumí, že měníme výstupní výkon laseru pomocí vstupního proudu, viz **obr. 3**. Výhodou je její jednoduchost, nižší cena a také zde není potřeba dalších prvků. Tato modulace vykazuje poměrně vysoké SFDR na nízkých frekvencích (až $125 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ pro $f < 1 \text{ GHz}$). Se zvyšující se frekvencí se však začne SFDR snižovat. Je to způsobeno i tím, že se frekvence začíná přibližovat relaxační frekvenci laseru.

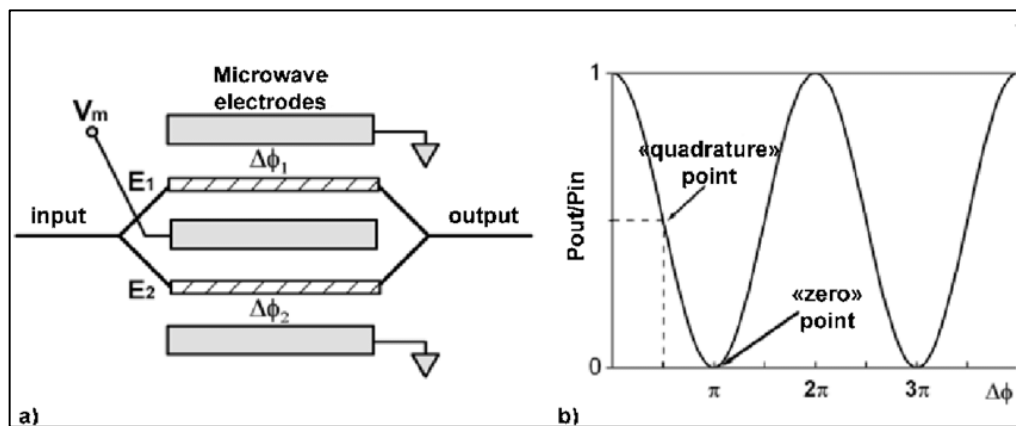


Obr. 3: Přímá modulace [37].

U **externí modulace** je zdrojem CW (kontinuální) laser a za ním je umístěn modulátor, kterým modulujeme intenzitu. Mezi výhody externí modulace patří šířka pásma, tudíž ji lze využít při frekvencích vyšších než 20 GHz a zároveň pro optické výkony nad 10 dBm. Nevýhodou je především cena, jelikož je zde navíc zmíněný modulátor.

Externí modulátor je většinou založen na Machovu-Zehnderovu interferometru (MZM – Mach-Zehnder interferometr). MZM je interferometrická struktura vyrobená z materiálu se silným elektro-optickým efektem (LiNbO_3 , GaAs nebo InP) [8].

Princip MZM je následující. Světlo na vstupu rozdělíme do horního a spodního ramena. Aplikací elektrického napětí na elektrody MZM vyvoláme změnu indexu lomu v jednom nebo obou ramenech MZM. Touto změnou indexu lomu vyvoláme změnu konstanty šíření materiálu β , což má za následek změnu fáze v ramenech modulátoru. Poté světlo rekombinuje na výstupu, kde spolu vzájemně interferuje. To, jestli interferuje konstruktivně nebo destruktivně, závisí na tom, jestli mezi rameny dojde k fázovému posuvu. Pokud ano a tento posuv je roven π rad, záření interferuje destruktivně a poskytuje minimální výstupní výkon. Pokud ne, dochází k maximální konstruktivní interferenci a výstupní výkon bude maximální, viz **obr. 4**. Napětí, při kterém dochází k maximální konstruktivní interferenci, nazýváme stejnosměrným půlvlnným napětím [2] Napětí, kterým MZM napájíme se označuje jako kvadrurní bod. Jedná se o polovinu půlvlnného napětí. Je to bod, kdy se MZM chová maximálně lineárně.



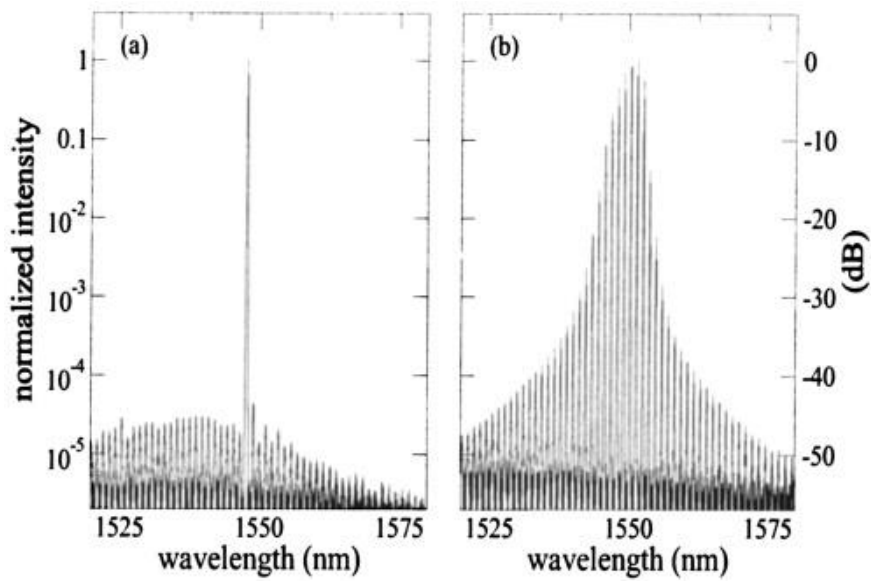
Obr. 4: Princip Machova-Zehnderova modulátoru [8].

2.2.3 Zdroje záření

Většina laserů používaných v APL jsou hranově vyzařující diody, a to buď Fabry-Perot (FP) lasery, kde je ale nutné potlačit postranní laloky, anebo lasery s rozprostřenou zpětnou vazbou (DFB – Distributed Feedback). Na **obr. 5** jsou znázorněna spektra obou typů laserů pro stejnou centrální vlnovou délku. Lze vidět, že DFB lasery mají mnohem užší spektrální čáru, což je pro telekomunikace, kde se používají DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) systémy a jednotlivé kanály jsou od sebe vzdáleny o méně než 1 nm, nepostradatelné. V poslední době začínají získávat na popularitě VCSEL lasery, což jsou laserové diody, které vyzařují vertikálně od povrchu. Tyto lasery nabízejí nižší cenu a velmi

nízkou spotřebu díky nízkému prahovému proudu. Jejich spektrální čára je srovnatelná s DFB lasery [2].

Při výběru laserového zdroje zohledňujeme parametry jako modulační šířku pásma, účinnost konverze elektrické modulace na optickou modulaci ve W/A (ideálně 80 % +), RIN (< -155 dB/Hz) a také sílu potlačení postranních laloků (>50 dB, SMSR – Side-Mode suppression ratio), což popisuje rozdíl výkonu mezi hlavním a nejsilnějším postranním lalokem v dB.



Obr. 5: Porovnání spekter (a) DFB a (b) FP laserů [9].

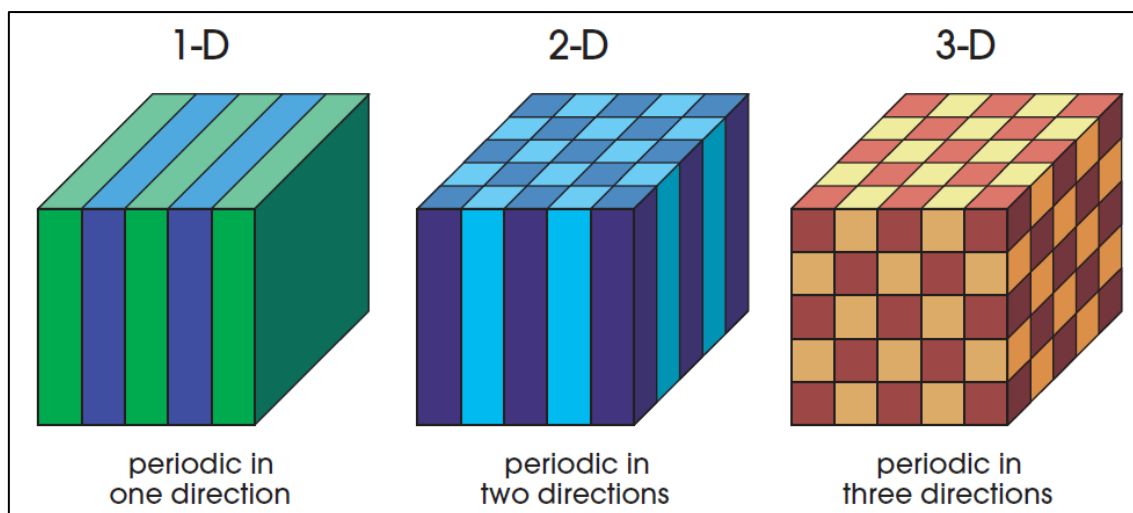
3. Optická vlákna s dutým jádrem

Páteří dnešních telekomunikačních sítí jsou křemenná jednovidová optická vlákna. Avšak jejich parametry již nejdou dále zlepšit, jelikož jsme limitováni fundamentálními vlastnostmi materiálu, jako například Rayleighova rozptylem. V roce 2018 byl dosažen rekordně nízký měrný útlum u křemenného vlákna G.652, a to 0,14 dB/km na vlnové délce 1550 nm [10]. V dnešní době se vědci zaměřují na HCFs, která nabízí mnoho výhod, oproti konvenčním vláknům. Vzduchové jádro má index lomu blízký vakuu, takže se světlo může šířit rychlostí blízkou rychlosti světla, což je téměř o 50 % více, než je tomu u klasických vláken s křemenným jádrem. Dalšími výhodami jsou nízká nelinearita, díky které je možné přes vlákno přenášet větší optické výkony, nízká CD (typicky 2 ps/nm/km) s plochou frekvenční charakteristikou, nezávislost na okolní teplotě a potenciálně mnohem nižší měrný útlum. V současnosti nejnižší měrný útlum HCF vláken činí 0,174 dB/km na vlnových délkách v okolí 1550 nm [21].

3.1 Fotonický krystal a fotonický zakázaný pás

Fotonické krystaly (PC - photonic crystal) jsou periodické dielektrické struktury, které dokáží bránit šíření světla v určitých směrech ve specifikovaných frekvenčních pásmech. V krystalech vzniknou tzv. fotonické zakázané pásy (PBG - photonic band gap), které brání průchodu fotonů, podobně jako v krystalických pevných látkách energetické zakázané pásy brání průchodu elektronů.

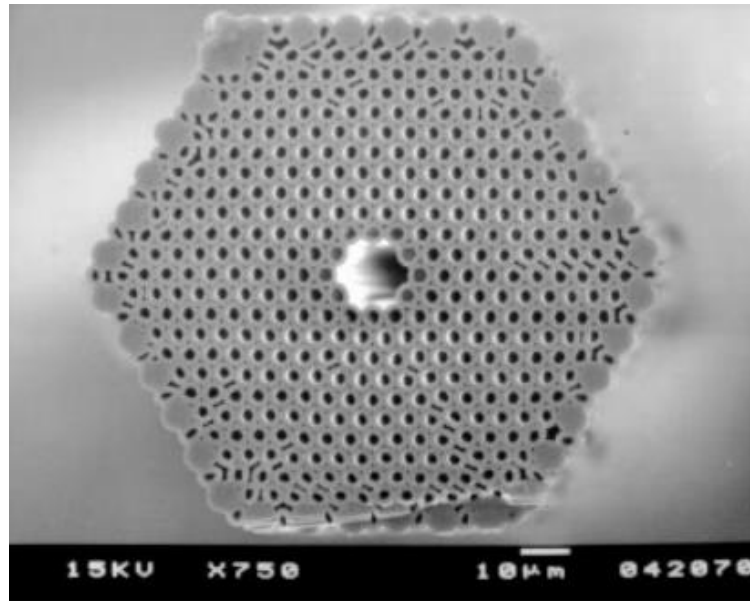
Fotonické krystaly jsou tvořeny periodickými změnami indexu lomu podél jedné nebo více os. Podle toho se dělí na 1-D, 2-D nebo 3-D, viz **obr. 6**.



Obr. 6: Jednoduchý příklad 1-D, 2-D a 3-D PCs [12]. Různé barvy reprezentují materiály s jinou dielektrickou konstantou.

3.2 Stručná historie HCFs

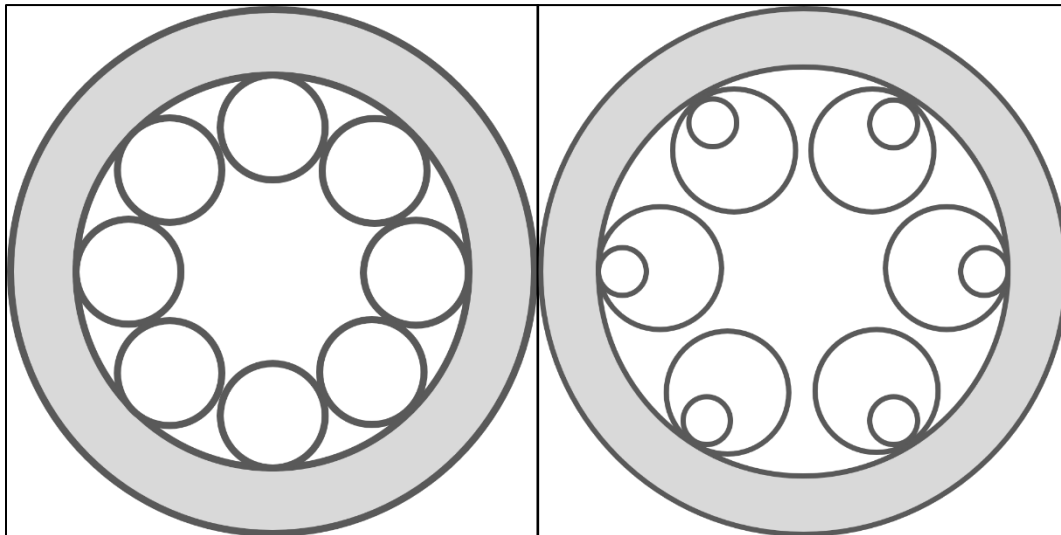
Od roku 1897, kdy se Lord Rayleigh ve své knize zmínil o přenosu elektromagnetických vln v dutých dielektrických strukturách, bylo vedení světla ve vzduchu nebo vakuu zkoumáno jako alternativa k přenosu světla transparentními pevnými látkami [13]. V roce 1996 vyšla publikace, kde bylo představeno první fotonické vlákno (PCF - Photonic-Crystal fiber), které se skládalo z SiO_2 jádra, jež bylo obklopeno SiO_2 kapilárami plněnými vzduchem, uspořádanými v hexagonální symetrii [14]. V roce 1999 bylo představeno první HCF využívající principu PBG, viz **obr. 7**. Dokázalo vést světlo přesně definovaných vlnových délek ve 2-D PBG v jednovidovém režimu [15]. Během následujících let se vědci snažili zdokonalit tento typ vláken. V roce 2005 bylo představeno HCF využívající principu PBG, které dosahovalo měrného útlumu 1,2 dB/km na vlnové délce 1625 nm [16]. Toto vlákno dosud drží rekord nejnižšího měrného útlumu PBG vláken. Ukázalo se totiž, že při snižování měrného útlumu dochází zároveň ke snížení šířky pásma. Z tohoto důvodu se vědci začali zaměřovat na jiné typy vláken.



Obr. 7: První fotonické vlákno s dutým jádrem [15].

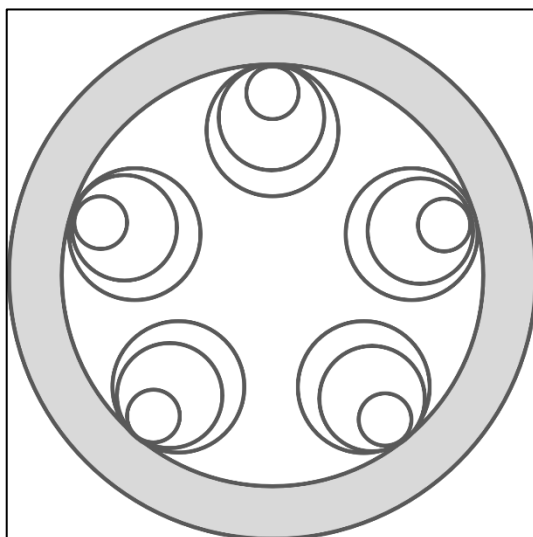
Jedním z těchto typů byla vlákna fungující na principu antirezonance (ARF - antiresonant fibers), která nepotřebují periodickou strukturu. Ukázalo se, že vedení v tomto typu vláken úzce souvisí s první plášťovou vrstvou SiO_2 . Proto byla navržena a prozkoumána zjednodušená forma HCF obsahující jediný prstenec vzduchových kapilár [17]. Následovaly další pokusy s těmito vlákny. V roce 2011 byl publikován článek pojednávající o ARF s negativním zakřivením stěny jádra. Skládalo se pouze z jedné vrstvy SiO_2 kapilár a umožňovalo vést světlo od blízké do střední infračervené oblasti navzdory materiálovým ztrátám SiO_2 v této spektrální oblasti s měrným útlumem pohybujícím se pod 1000 dB/km [18]. Tohoto výsledku bylo dosaženo speciálním uspořádáním vlákna, viz. **obr. 8** vlevo.

O tři roky později došlo k dalšímu milníku. Byla publikována práce, kde bylo ARF s jednou vrstvou SiO_2 kapilár doplněno o vnořené rezonátory do každé existující kapiláry, viz. **obr. 8** vpravo. Tato vlákna dostala název NANF (nested antiresonant nodeless fiber). S tímto designem došlo k dalšímu snížení ztrát a přiblížení se hodnotám SMF. Bylo vypočteno, že NANF vlákno s průměrem jádra 40 μm může dosáhnout měrného útlumu 0,1 dB/km [19]. Bohužel zvětšení jádra vede k vedení více vidů, což může být v mnoha aplikacích nežádoucí [20].



Obr. 8: ARF z roku 2011 dle [18] (vlevo),
NANF z roku 2014 dle [19] (vpravo).

V roce 2020 bylo představeno NANF, které lehce upravilo design předchozího vlákna. Toto vlákno dosáhlo rekordního měrného útlumu pro HCF, konkrétně 0,28 dB/km pro vlnové délky v rozmezí 1510–1625 nm a ~ 0.3dB/km až do 1640 nm [21]. Pouze o rok později bylo představeno NANF, které obsahovalo pět rezonátorů s vnořenými rezonátory místo šesti. Měrný útlum tohoto vlákna překonal dřívější rekord s měrným útlumem 0,22 dB/km na vlnových délkách 1300 nm až 1625 nm [11]. O další rok později, v roce 2022, vyšel článek o prvním vlákne, které mělo ve vnořených rezonátorech další vnořené rezonátory, z toho název DNANF (double nested antiresonant nodeless fiber). Jeho měrný útlum v C-pásmu (1530–1565 nm) téměř dosahoval měrný útlum konvenčních SMF, a to 0,174 dB/km (oproti 0,15 dB/km u SMF). V pásmu 1300–1340 nm dokonce konvenční SMF předčil s hodnotou měrného útlumu 0,22 dB/km [22]. V době psaní této diplomové práce nebyla tato hodnota překonána. Konstrukce tohoto vlákna je znázorněna na **obr. 9**.



Obr. 9: DNANF z roku 2022 dle [22].

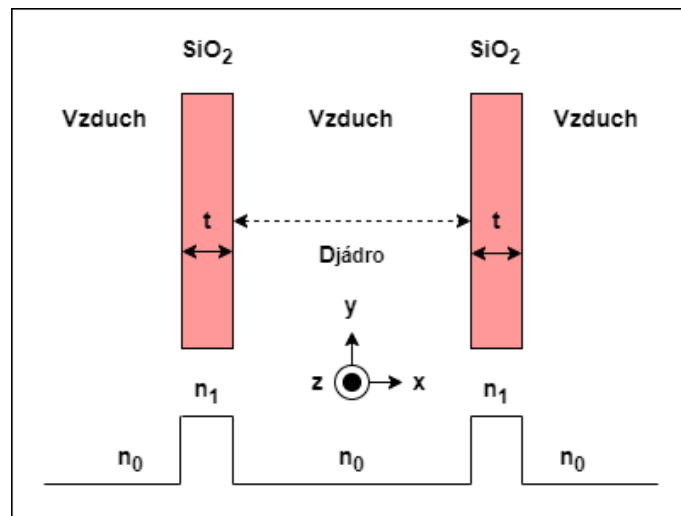
3.3 Princip vedení vlny v antirezonančních vláknech

Na rozdíl od konvenčních vláken s křemenným jádrem nemohou ARF vést světlo principem totálního odrazu, protože vzduchové jádro má index lomu nízký, blíží se 1. Nevyužívá se zde ani PBG jako u PCF, jelikož změnou struktury pláště, který je tvořen kruhovými rezonátory PBG, mizí. Vlnovodný mechanismus u ARFs souvisí s antirezonančním odrazem a také s potlačenou vazbou, kde jde vlastně o interakce mezi vidy jádra a vidy pláště. V důsledku potlačených vazeb mohou vidy jádra a pláště koexistovat bez významných vazebních efektů. Antirezonanční odraz váže světlo v jádře i bez potřeby periodické struktury pláště a mechanismu PBG [23].

3.3.1 Model optického vlnovodu s antirezonančním odrazem

K popisu ARF se velmi často používá model optického vlnovodu s antirezonančním odrazem (ARROW - antiresonant reflecting optical waveguide). Myšlenka tohoto modelu pochází již z roku 1986, kdy byl prezentován článek, který pojednával o planárním vlnovodu s jednou plášťovou vrstvou s vysokým indexem lomu. V tomto článku bylo demonstrováno vázání světla v jádře s nízkým indexem lomu díky potlačeným vazbám s vrstvou s vysokým indexem lomu [24]. V případě ARFs model uvažuje jádro s nízkým indexem lomu a kolem něj kruhové vrstvy s vysokým indexem lomu, kde jednotlivé vrstvy fungují jako FP rezonátor [25].

Základní myšlenku antirezonance si vysvětlíme pomocí 1-D vlnového deskového vlnovodu, viz **obr. 10**.



Obr. 10: Průřez deskového vlnovodu.

Červené obdélníky reprezentují plášťové vrstvy SiO₂. Jádru i okolí je vzduch. Pro vid v jádře, kde $D_{\text{jádru}} \gg \lambda$, může být podélná složka vlnového vektoru k_L vyjádřena jako [26]

$$k_L = n_0 k_0, \quad (4.1)$$

kde $k_0 = 2\pi/\lambda$ je vlnový vektor ve vzduchu. Příčnou složku vlnového vektoru v SiO₂ potom spočítáme jako [27]

$$k_T = k_0 \sqrt{n_1^2 - n_0^2}. \quad (4.2)$$

Rezonanční podmínku pro příčnou složku vlnového vektoru popíšeme vztahem

$$k_T t = \pi m, \quad (4.3)$$

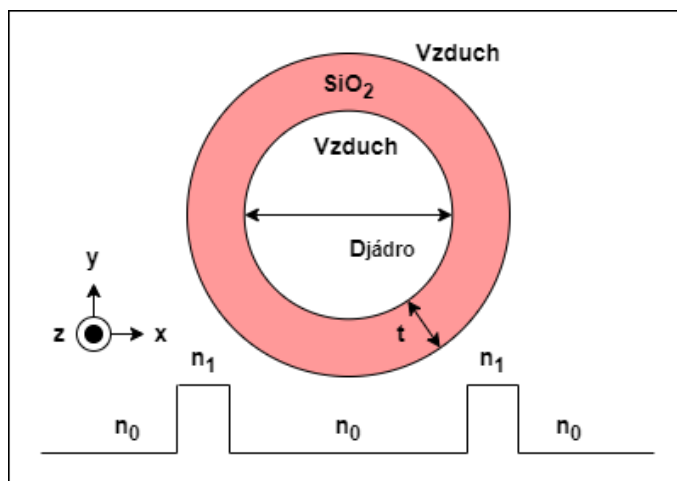
kde m je jakékoli přirozené číslo a t je tloušťka plášťové vrstvy. Zkombinováním rovnice 4.2 a 4.3 získáme vztah pro rezonanční vlnovou délku, kdy je splněna rezonanční podmínka:

$$\lambda = (2t\sqrt{n_1^2 - n_0^2})/m. \quad (4.4)$$

Pokud je vlnová délka světla rovna té rezonanční, šíří se veškeré záření v příčném směru a ztráty jsou velmi vysoké. Pokud je ale vlnová délka jiná, než je ta rezonanční,

tak je světlo vázáno ve vzduchovém jádře a dochází pouze k nízkým ztrátám způsobeným únikem světla z jádra, jelikož stále dochází k částečnému šíření světla v příčném směru [20].

Když přejdeme od 1-D planárního vlnovodu ke 2-D, uvažujeme válcový vlnovod, viz **obr. 11**.



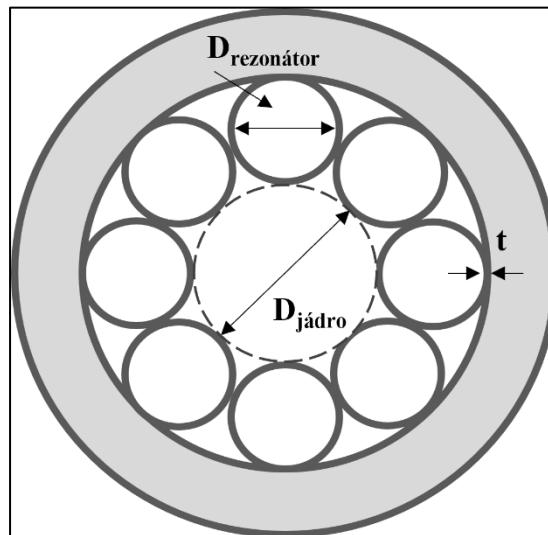
Obr. 11: Průřez válcového vlnovodu.

Jde o vlákno s prstencovým jádrem (ACF - annular core fiber), které se skládá z SiO₂ prstencové stěny s vysokým indexem lomu n_1 a tloušťkou t . Jádro je opět vzduchové s indexem lomu n_0 a průměrem D_{jadro} . Vidy, které se nacházejí v SiO₂ plášti, mají efektivní index lomu¹ nižší než index lomu pláště n_1 , ale zároveň vyšší než index lomu v jádře n_0 . Vidy, vedené v jádře, mají efektivní index lomu menší než n_1 , ale také menší než n_0 . Jádrové vidy můžeme najít pomocí metody mode-matching [27] nebo pomocí metody konečných prvků (FEM – finite element method) [20] [26].

¹ Efektivní index lomu je bezrozměrná veličina kvantifikující fázové zpoždění na jednotku délky ve vlnovodu vzhledem k fázovému zpoždění ve vakuu.

3.3.2 Antirezonanční vlákna s negativním zakřivením stěny jádra

Antirezonanční vlákna s negativním zakřivením vychází z 2-D modelu zmíněném v podkapitole 3.3.1, kdy místo jednoho prstence je jádro obklopeno různým počtem kruhových rezonátorů. Příklad takovéto struktury je vyobrazen na **obr. 12**.



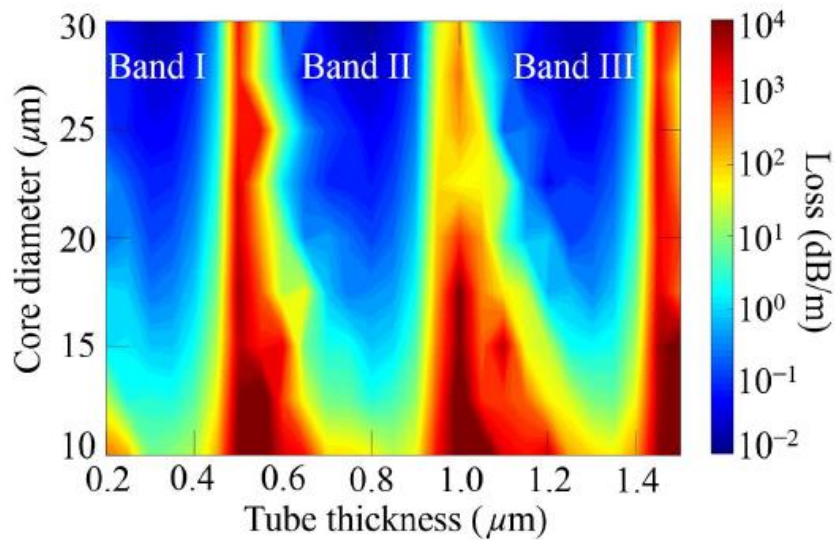
Obr. 12: Antirezonanční vlákno s negativním zakřivením.

Rozhraní mezi jádrem a vzduchem je tvořeno kruhovými rezonátory z SiO_2 s tloušťkou stěny t takovou, aby byla splněna antirezonanční podmínka, a vnitřním průměrem $D_{\text{rezonátor}}$. Rozhraní má negativní zakřivení vzhledem k radiálnímu směru. Vzájemnou závislost zmíněných parametrů se závislostí na počtu kruhových rezonátorů p a na průměru jádra $D_{\text{jádro}}$ můžeme vyjádřit vztahem [26]

$$D_{\text{jádro}} = \frac{D_{\text{rezonátor}} + 2t}{\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)} - (D_{\text{rezonátor}} + 2t). \quad (4.5)$$

Evolucí struktury uvedené na **obr. 12** je zabránění dotyku SiO_2 rezonátorů. Tímto vylepšením odstraníme zbývající dotykové body rezonátorů, které se nenacházejí v antirezonanci, čímž zmizí vidy v plášti, což vede ke zvětšení šířky pásma a k lepšímu vázání základního vidu v jádře. Důsledkem toho je celkový útlum těchto vláken nižší. Mezery mezi rezonátory musí být ale správně navrženy. Pokud by byly moc velké, bude docházet k úniku vidů z jádra, což má za následek vyšší ztráty.

Obr. 13 ukazuje závislost ztrát způsobených únikem základního vidu z jádra v závislosti na průměru jádra a tloušťce stěny rezonátorů. Můžeme si povšimnout tři přenosových pásem oddělených oblastmi s vysokými ztrátami. Jedná se o oblasti, kdy je splněna rezonanční podmínka. Na obrázku vidíme, že se rezonanční podmínka nemění s průměrem jádra, nýbrž pouze s tloušťkou stěny rezonátorů. V tomto případě má průměr jádra vliv pouze na celkové velikosti ztrát, kdy se zvyšujícím průměrem jádra ztráty klesají [26].



Obr. 13: Ztráty způsobené únikem základního vidu z jádra v závislosti na průměru jádra a tloušťce stěny rezonátorů [26].

I když tato vlákna přinesla snížení celkových ztrát, pořád zdaleka nedosahovala měrných útlumů SMF. K tomu je potřeba co nejvíce potlačit vazby mezi vidy jádra a vidy pláště, což je označováno jako potlačení vazby [20]. Proto začala vznikat vylepšení těchto vláken v podobě NANF a DNANF.

4. Výhody použití HCF při přenosu RF signálu

Jak již bylo zmíněno v předchozích kapitolách, HCF nabízí mnoho výhod oproti konvenčním SMF G.652 (případně G.657), viz **tab. 1**, ale také oproti SMF G.655. Je to například nižší měrný útlum (na vlnové délce 1310 nm byly již SMF G.652 i G.655 překonány, na 1550 nm je rozdíl již jen 0,024 dB/km u G.652 a G.655 jsou již také překonány), možnost přenášet větší výkony díky nízké nelinearitě, která je o 3-4 řády nižší než u SMF G.652 [28] i G.655, nezávislost na okolní teplotě, až o 50 % rychlejší přenos signálu, nízká CD a její plochá frekvenční charakteristika. Oproti SMF G.652 má SMF G.655 posunutou disperzní charakteristiku tak, že okolo vlnové délky 1550 nm je CD velmi nízká ($4 \text{ ps}\cdot\text{nm}^{-1}\cdot\text{km}^{-1}$). Je to z toho důvodu, aby mohl být signál přenášen na velké vzdálenosti bez potřeby kompenzovat CD. Nicméně ve srovnání s HCF je CD stále dvakrát vyšší a nemá plochou charakteristiku.

Tab. 1: Srovnání vlastností SMF G.652 a HCF, převzato z [29].

	SMF G.652	HCF
Měrný útlum na 1550 nm	<i>0,15 dB/km</i>	<i>0,174 dB/km</i>
Chromatická disperze na 1550 nm	<i>17 ps·nm⁻¹·km⁻¹</i>	<i>2 ps·nm⁻¹·km⁻¹</i> <i>≈ 5 ps·nm⁻¹·km⁻¹²</i>
SBS zisk	<i>3·10⁻¹¹</i>	<i>4·10⁻¹⁴</i>
Index lomu na 1550 nm	<i>1,462</i>	<i>≈ 1,000</i>
Nelineární koeficient	<i>1,3 (W·km)⁻¹</i>	<i>5·10⁻⁴ (W·km)⁻¹</i>
První pokles signálu na trase s ohledem na frekvenci a vzdálenost	-	-
<i>Pro 1 km</i>	<i>61 GHz</i>	<i>177 GHz</i>
<i>Pro 7,5 km</i>	<i>22 GHz</i>	<i>65 GHz</i>
<i>Pro 50 km</i>	<i>9 GHz</i>	<i>25 GHz</i>

² Tato hodnota byla naměřena pro vlákno, se kterým probíhalo následné měření. CD byla změřena pomocí zdroje záření FLS-5800A a analyzátoru FTB-5800 od firmy EXFO.

4.1 Odolnost vůči nelineárním jevům

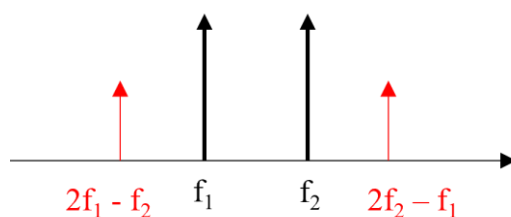
Z **tab. 1** vyplývá, že v současnosti sice použitím HCF nezískáme nižší měrný útlum na vlnové délce 1550 nm, ale zato díky velmi nízké nelinearitě můžeme teoreticky do vlákna vysílat signály s větším výkonem bez toho, abychom riskovali vznik významných nelineárních jevů jako například čtyřvlnné směšování (FWM – four-wave mixing).

4.1.1 Čtyřvlnné směšování

Jedná se o interakci dvou nebo tří signálů o různé vlnové délce s dostatečně velkým výkonem (0 dBm +), která vytváří nové intermodulační produkty s vlnovou délkou danou kombinací původních signálů, viz **obr. 14**. Počet nově vzniklých složek je dán vztahem

$$M = \frac{N^2}{2}(N - 1), \quad (4.1)$$

kde M je počet nově vzniklých složek a N je počet původních signálů. Např. pro tři vstupní signály vznikne devět nových složek. FWM může být vážným problémem v DWDM (dense wavelength-division multiplex) systémech, kde jsou od sebe jednotlivé signály vzdálené pouze desítky nm. Pokud se nově vzniklé složky nacházejí blízko původních signálů, bude docházet k přeslechům jednotlivých kanálů, anebo minimálně k jejich zkreslení.



Obr. 14: Ilustrační příklad čtyřvlnného směšování se dvěma vstupními signály. Černé křivky jsou původní signály a červené křivky nově vzniklé složky.

4.1.2 Stimulovaný Brillouinův rozptyl

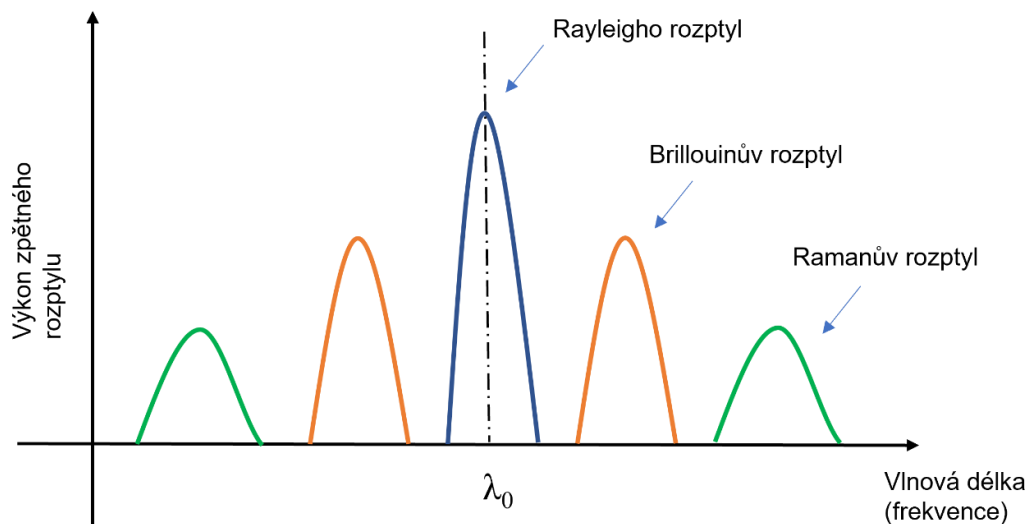
Dalším nelineárním jevem, který by se v HCF neměl projevit, je stimulovaný Brillouinův rozptyl (SBS). Zde se stejně jako u Rayleigho rozptylu jedná o interakci světla s materiálem vlákna. Vlivem mechanických a akustických vibrací a také při působení vysokého výkonu (0 dBm +) dojde v místě působení ke změně indexu lomu vlákna. V důsledku toho se změni frekvence některých fotonů, z nichž se část pohybuje proti směru světla, jež je vyvolalo. Takto vytvořený signál zhoršuje celkový poměr signálu vůči šumu.

Záření vzniklé SBS má o několik GHz nižší nebo vyšší frekvence. Tento posun je dán vztahem

$$v_B = 2 \frac{nV_a}{\lambda_0}, \quad (4.2)$$

kde v_B je frekvenční posun [Hz], n je index lomu jádra vlákna [-], V_a je rychlost šíření akustické vlny v jádře [$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$] a λ_0 je vlnová délka původního záření [m].

Na následujícím grafu, viz **obr. 15** jsou pro ilustraci znázorněny tři druhy rozptylů přítomné ve vláknech. Jmenovitě to jsou Rayleigho rozptyl, který má stejnou vlnovou délku jako světlo, jež ho způsobilo a má také ze všech tří největší výkon. Dále je to již zmíněný stimulovaný Brillouinův rozptyl, který bývá v SMF typicky posunut o 10 GHz ($\approx 0,1$ nm). Posledním je Ramanův rozptyl, který má v SMF typicky o 13 THz GHz (≈ 100 nm) posunutou frekvenci oproti původnímu signálu, čehož se využívá v Ramanovo zesilovačích.



Obr. 15: Ilustrační obrázek různých rozptylů přítomných ve vlákně.

4.2 Zpoždění signálu

Další výhodou, kterou mají vlákna s dutým jádrem oproti konvenčním SiO₂ vláknům je vyšší rychlost šíření signálu. Ta je dána vztahem

$$v = \frac{c}{n}, \quad (4.3)$$

kde n je index lomu jádra vlákna [-], c je rychlost světla ve vakuu ($299\,792\,458\text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$) a v je rychlost světla v příslušném prostředí [$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$]. Pokud vezmeme hodnoty indexu lomu z **tab. 1**, tedy že index lomu SMF je roven 1,462, získáme rychlost šíření v SMF rovnou $205\,056\,401\text{ ms}^{-1}$. U HCF je jádro tvořené vzduchem, jenž má index lomu téměř totožný s indexem lomu vakua, a tedy rychlost šíření v tomto vlákně je rovna c . Pokud tyto rychlosti srovnáme, vyjde nám, že rychlost šíření v HCF ve srovnání se SMF je o více než 46 % vyšší.

Tato výhoda může být velmi významná např. pro bankovní svět, kde každá milisekunda může znamenat zásadní rozdíl. Dále může být důležitá ve světě online her, v autonomních vozidlech, v medicíně a v budoucnu i ve virtuálních realitách.

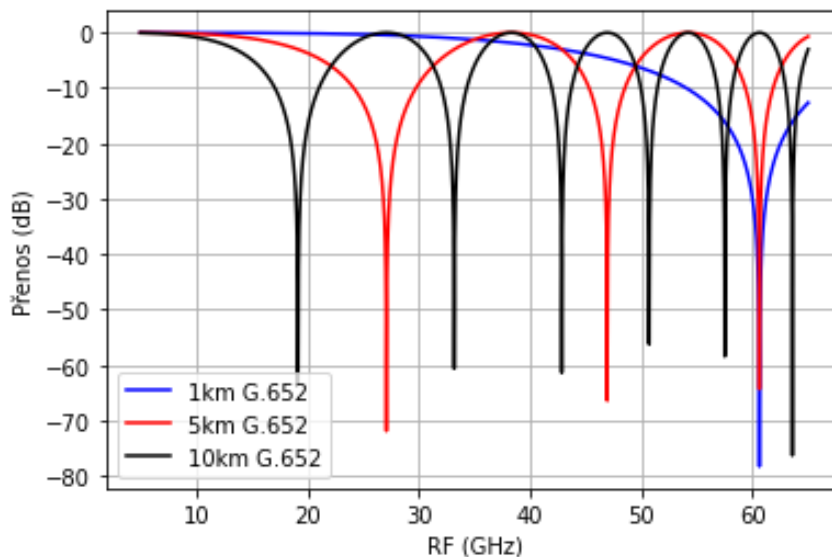
4.3 Pokles výkonu RF signálu v závislosti na frekvenci

CD vláken způsobuje výrazné zkreslení přenášených signálů. Přesněji řečeno, index amplitudové modulace se periodicky mění podél trasy. Přenos signálu vykazuje výrazný pokles výkonu v RF spektru v důsledku vlivu CD. Při těchto frekvencích se amplitudová modulace světla převede na optickou fázovou modulaci a tím nevznikne žádná měřitelná RF odezva na PD. Přenos RF signálu spočteme podle rovnice

$$P_{RF} = \cos^2\left(\frac{\pi DL\lambda^2 f_{RF}^2}{c}\right), \quad (4.4)$$

kde D je chromatická disperze [ps/(nm·km)], L je délka vlákna [m], λ je centrální vlnová délka signálu [nm], f_{RF} je RF frekvence [Hz] a c je rychlost světla ve vakuu [m·s⁻¹] [30][31].

Na **obr. 16** je zobrazen vypočtený přenos RF signálu v závislosti na jeho frekvenci pro jiné délky vláken. Pro výpočet byly použity parametry SMF G.652 uvedené v **tab. 1**. Z grafu lze vidět, že tento problém již může narušovat přenos signálu pro frekvence nižší než 30 GHz pro vlákna delší než 5 km.



Obr. 16: Přenos RF signálu v závislosti na jeho frekvenci pro jiné délky vlákna.

5. Simulace

K simulacím budeme využívat software OptiSystem od společnosti Optiwave Systems Inc, pomocí něhož můžeme sledovat chování vláken s dutým jádrem. Budeme v něm testovat potenciální výhody HCF, zmíněné v kapitole 4.

5.1 Parametry vláken s dutým jádrem

Jelikož software neobsahuje vlákna s dutým jádrem, použijeme předdefinované SMF G.652 a upravíme jeho parametry.

Použijeme hodnoty z **tab. 1** a za hodnotu měrného útlumu dosadíme 0.174 dB/km. CD nastavíme na 2 ps·nm⁻¹·km⁻¹ a hodnotu *slope* nastavíme na 0.001 ps·nm⁻²·km⁻¹, což odpovídá ploché charakteristice CD. Střední hodnota poloměru HCF ≈ 15 μm, a tedy efektivní plocha ≈ 706.86 μm². Dále spočteme nelineární index lomu n_2 pomocí vztahu

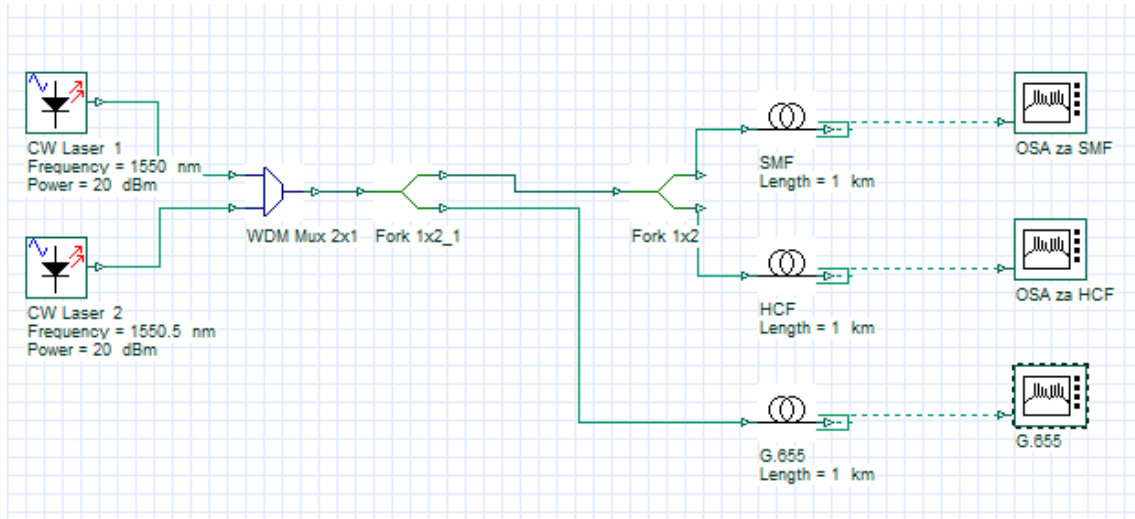
$$n_2 = \frac{\lambda A_{eff} \gamma}{2\pi}, \quad (5.1)$$

kde λ je vlnová délka záření [m], A_{eff} je spočtená efektivní plocha vlákna [μm²] a γ je nelineární koeficient uvedený v **tab. 1** [(W·km)⁻¹]. Pro výsledný nelineární index lomu uvažujeme hodnotu $8.72 \cdot 10^{-23}$.

Ostatní hodnoty prozatím měnit nebudeme.

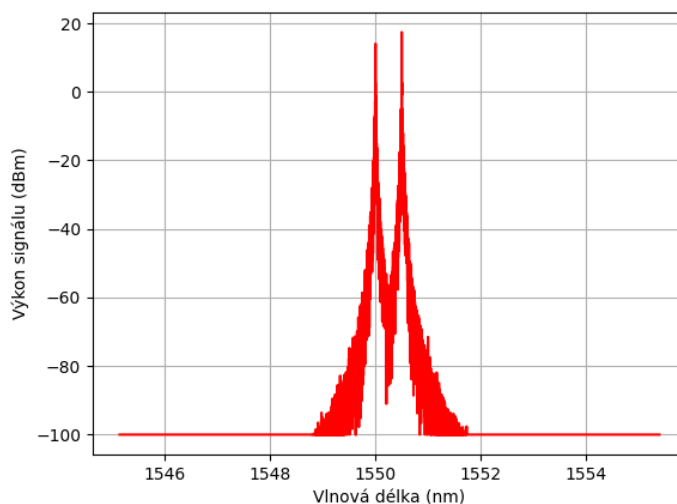
5.2 Simulace čtyřvlnného směšování

Jak bylo zmíněno v kapitole 4.1, HCF mají téměř o čtyři řády nižší nelineární koeficient, a lze očekávat odolnost vůči FWM. K simulování tohoto jevu využijeme schéma, viz **obr. 17**.

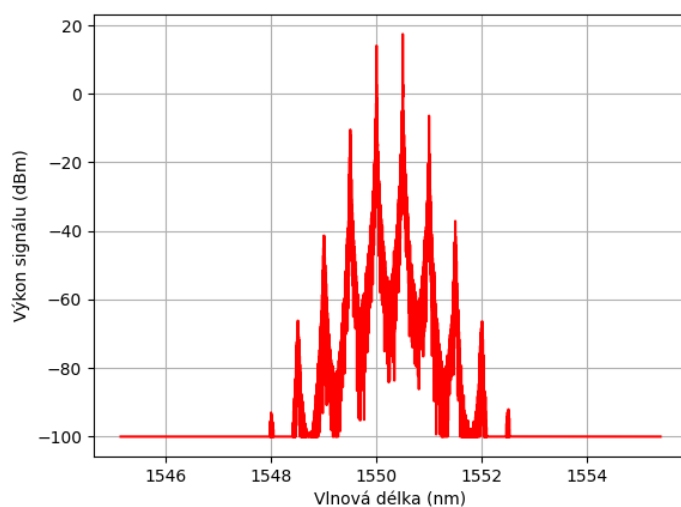


Obr. 17: Schéma pro simulaci čtyřvlnného směšování

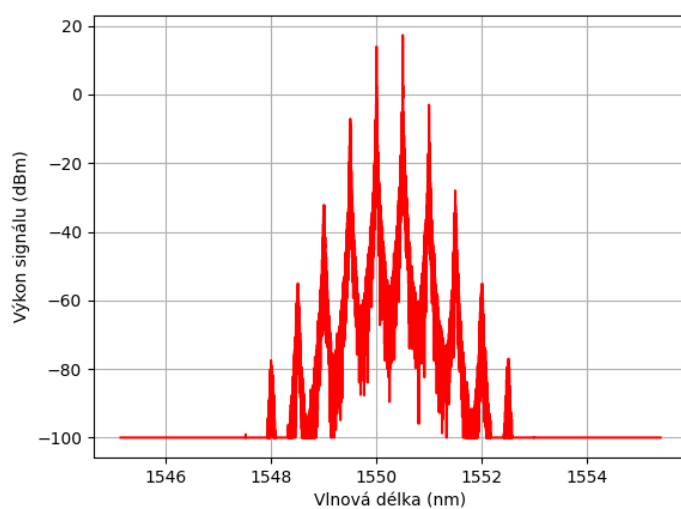
Ve schématu jsou použity dva kontinuální lasery s výkonem 20 dBm, vlnovými délkami 1550,0 nm a 1550,5 nm a spektrální šířkou čáry 0,1 MHz. Signály těchto laserů jsou spojeny pomocí WDM multiplexeru 2x1, a poté navázány do 1km vlákna. Za vlákem je zařazen optický spektrální analyzátor (OSA), pomocí kterého si zobrazíme výsledné spektrum po průchodu vlákem. Simulaci provedeme jak pro SMF G.652 a G.655, které jsou předdefinované v softwaru, tak pro HCF s parametry zmíněnými v kapitole 5.1.



Obr. 18: Čtyřvlnné směšování v 1km HCF.



Obr. 19: Čtyřvlnné směšování v 1km vlákne G.652.



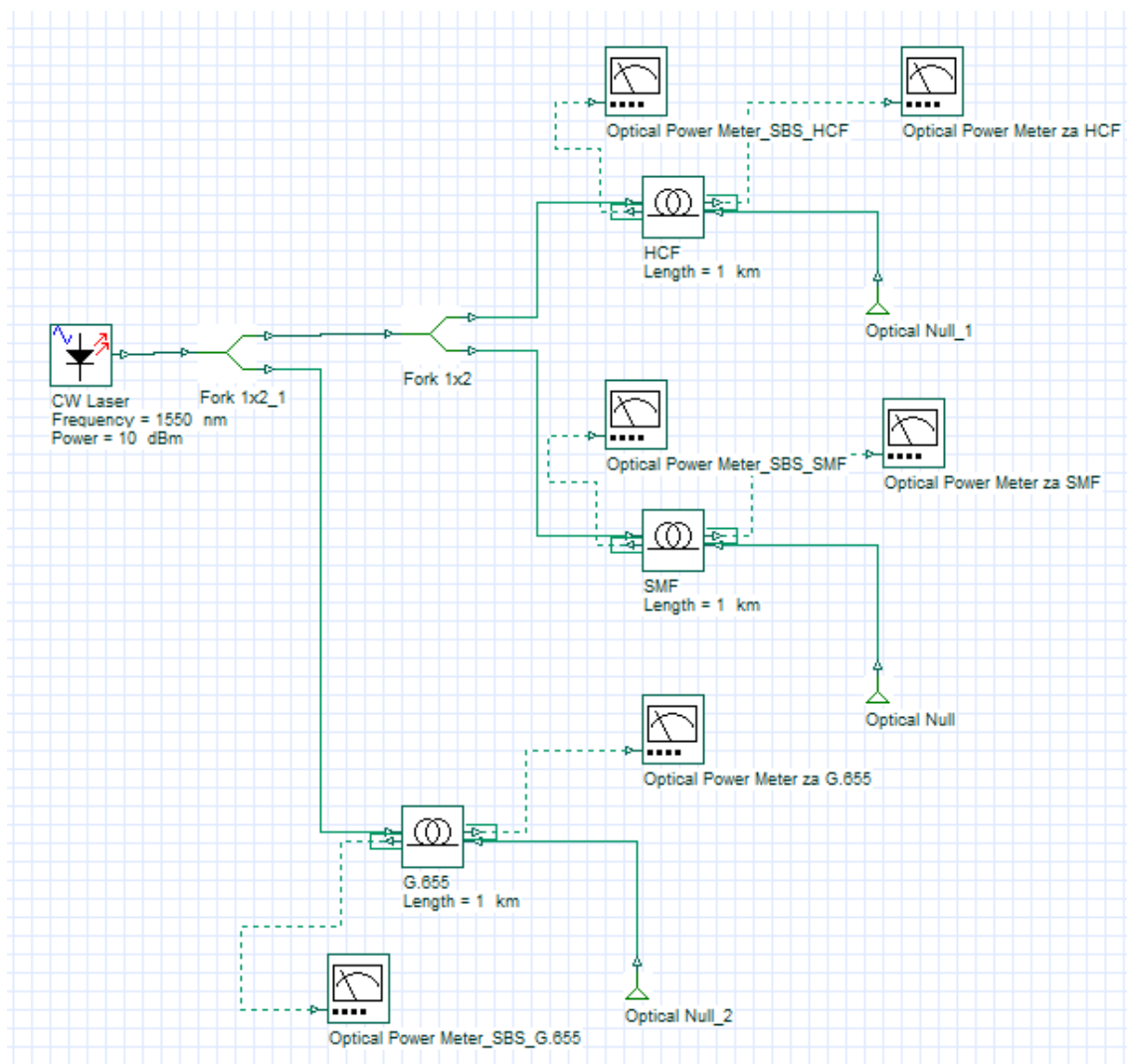
Obr. 20: Čtyřvlnné směšování v 1km vlákne G.655.

Z grafů na **obr. 18**, **obr. 19** a **obr. 20** lze vidět, že nejhůře si vedlo vlákno G.655, poté vlákno G.652 a nakonec HCF. U HCF se FWM neprojevuje ani při délce vlákna přes 50 km.

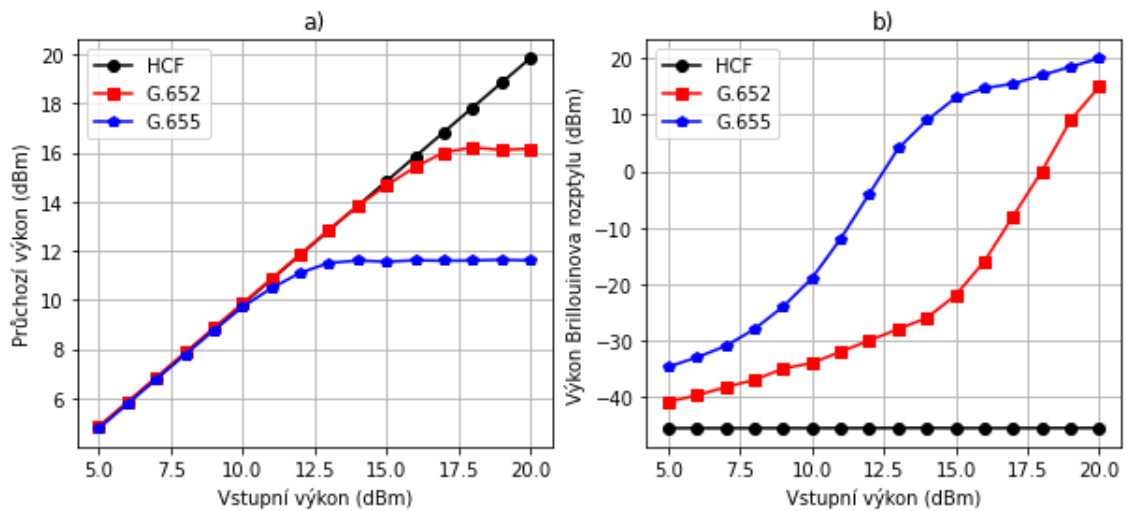
5.3 Simulace stimulovaného Brillouinova rozptylu

Nejenže mají HCF nižší nelineární koeficient, než SMF G.652 a G.655 ale mají také o tři řády nižší SBS zisk, viz **tab. 1**. Tento fakt znamená, že by se v tomto typu neměl projevit ani stimulovaný Brillouinův rozptyl 4.1. Tento rozptyl budeme simulovat pomocí simulačního schématu zobrazeném na **obr. 21**

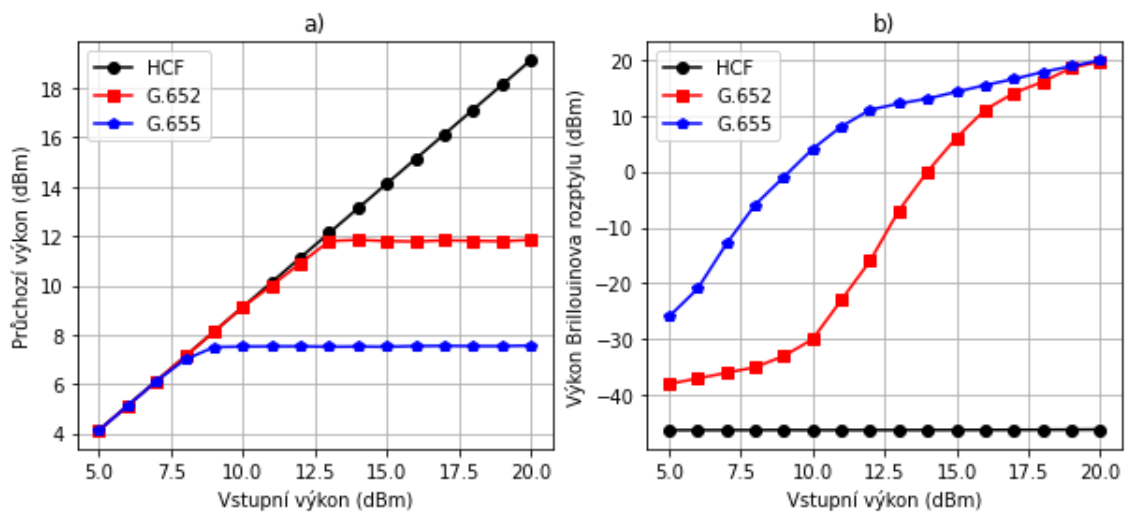
V tomto případě budeme měřit závislost průchozího výkonu vláknem a výkonu SBS na vstupním výkonu pro vlákna s délkami 1 km a 5 km. Vlnová délka laseru je nastavená na 1550 nm a spektrální šířka čáry laseru na 0,1 MHz, která odpovídá laseru, použitému při následném měření. Výsledek této simulace pro 1km a 5km vlákna je zobrazen na **obr. 22** a **obr. 23**.



Obr. 21: Schéma pro simulaci stimulovaného Brillouinova rozptylu.



Obr. 22: Závislost průchozího (a) a SBS (b) výkonu v závislosti na výkonu vstupujícím do 1km vláken.



Obr. 23: Závislost průchozího (a) a SBS (b) výkonu v závislosti na výkonu vstupujícím do 5km vláken.

Z grafů lze vidět, že pro obě délky vlákna je výkon SBS v HCF minimální a průchozí výkon tak není nijak omezen. U SMF G.652 je již výkon SBS vyšší a v kratším vlákne exponenciálně roste již od vstupního výkonu 15 dBm a průchozí výkon saturuje při vstupním výkonu 17 dBm. Od tohoto bodu je již veškerý přidaný vstupní výkon reflektován zpět. V 5km vlákne začíná SBS exponenciálně růst ještě dříve a tudíž i průchozí výkon saturuje dříve. Nejhorší si z hlediska SBS vede SMF G.655. V 1km vlákne přestává průchozí výkon růst již při hodnotě vstupního výkonu 13 dBm a v 5km vlákne se tento růst zastaví dokonce při vstupním výkonu menším než 9 dBm.

5.4 Simulace přenosu RF signálu přes APL

V této simulaci budeme testovat závislost výkonu výstupního RF signálu na frekvenci RF signálu a délce vlákna.

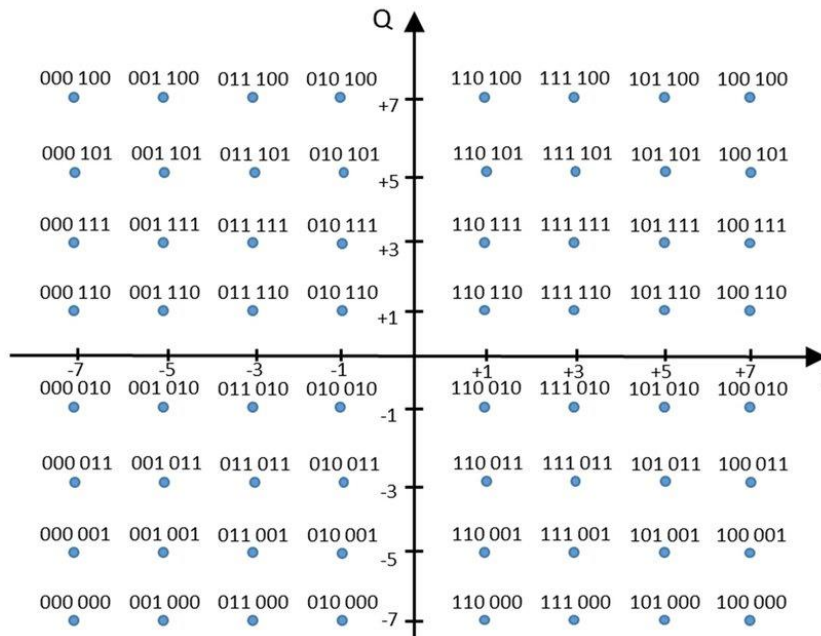
5.4.1 Kvadrurní amplitudová modulace

Kvadrurní amplitudová modulace je modulační technika, kterou lze využít jak v konceptech digitální, tak analogové modulace. Jedná se o kombinaci modulací PSK (phase-shift keying) a ASK (amplitude-shift keying). V principu jde o spojení dvou nosných vln o stejné frekvenci, které jsou vzájemně ortogonální. To znamená, že jedna vlna je fázově posunutá o 90° oproti té druhé a obě vlny jsou na sobě nezávislé. Na **obr. 24** je vyobrazen konstelační diagram pro námi použitou modulaci 64-QAM. Reprezentuje možné symboly, které mohou být vybrané daným modulačním schématem jako body v komplexní rovině. Osa **I** se často nazývá jako soufázová (in phase) a osa **Q** jako kvadrurní. Počet konstelačních bodů (**N**) v diagramu udává počet bitů, které lze přenést v jednom symbolu. Počet bitů je dán vztahem $\log_2 N$. To znamená, že v naší modulaci je počet bitů na symbol roven šesti.

Mezi hlavní výhody této modulace patří efektivnější využití šířky pásma oproti modulacím PSK. Dále oproti PSK modulacím jsou vzdálenosti mezi jednotlivými body v konstelačním diagramu větší díky rovnoměrnějšímu rozdělení. To znamená, že jsou sníženy chyby dat. S rostoucím řádem QAM roste počet bodů v konstelačním

diagramu, ale vzdálenost mezi body klesá, což má za následek vyšší přenosovou rychlost, ale zároveň vyšší chybovost.

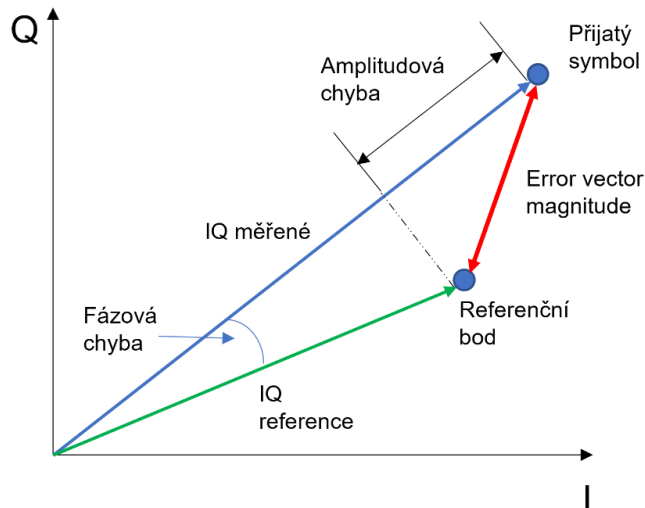
Nevýhodou může být to, že QAM využívá amplitudovou složku signálu k reprezentaci binárních dat, tudíž je nutné zachovat linearitu.



Obr. 24: Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM [32].

5.4.2 Error vector magnitude (EVM)

Error vector magnitude (EVM) je míra používaná k hodnocení kvality modulačního formátu RF signálu. V principu jde o vzdálenost mezi referenčním bodem konstelačního diagramu a symbolem, který měříme, viz. **obr. 25**.



Obr. 25: Error vector magnitude.

EVM se spočte jako

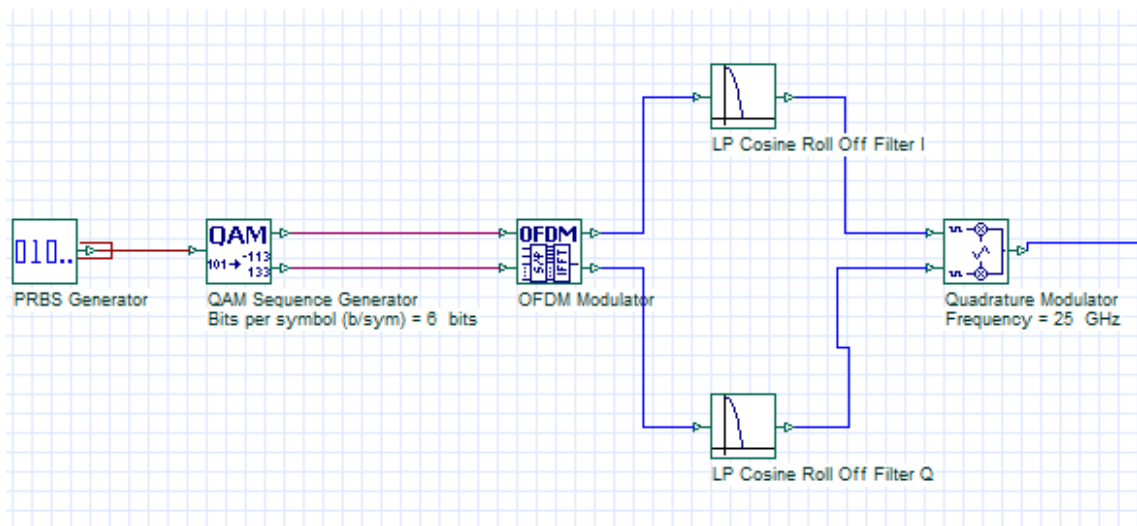
$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_{err}(n)^2 + Q_{err}(n)^2}}{\text{Normalizační reference}}, \quad (5.2)$$

kde n je index symbolu, N je počet symbolů přijatého signálu, $I_{err} = I_{\text{referenční}} - I_{\text{měřený}}$ a $Q_{err} = Q_{\text{referenční}} - Q_{\text{měřený}}$. Normalizační reference se vypočte stejně jako jmenovatel v rovnici 5.2, pouze místo I_{err} a Q_{err} dosadím referenční body konstelačního diagramu.

EVM se nejčastěji udává v procentech. Například pro modulaci 64-QAM, kterou budeme v této práci používat, je limit EVM 8 %.

5.4.3 Závislost výkonu výstupního RF signálu na frekvenci RF signálu a délce vlákna

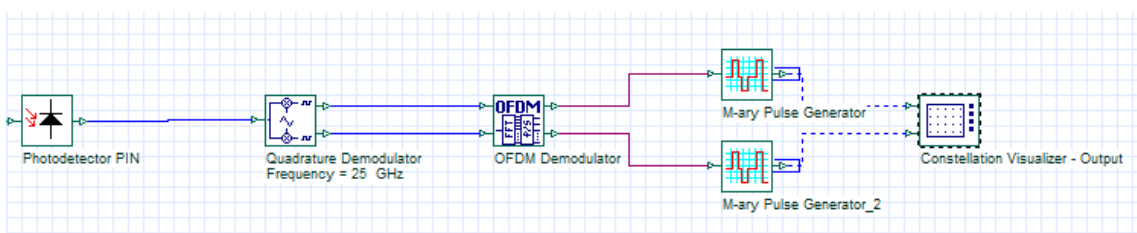
Jelikož při reálném měření budeme přes APL přenášet RF signál s modulací 64-QAM, vytvoříme si podobný RF signál i pro simulace. Takovýto signál budeme generovat pomocí schématu, viz. **obr. 26**.



Obr. 26: Schéma pro generaci modulovaného RF signálu.

Do šesti-bitového QAM generátoru je poslána náhodně generovaná bitová posloupnost. V QAM generátoru se data přetransformují do dvou bitových posloupností **I** a **Q**. V OFDM (ortogonální multiplex s frekvenčním dělením) modulátoru se namoduluje posloupnost z QAM generátoru na jednotlivé subnosné. Tyto data poté projdou filtrem, abychom dostali pouze požadovaný signál a namodulují se v kvadrurním modulátoru na nosnou vlnu s frekvencí v pásmu 24-28 GHz.

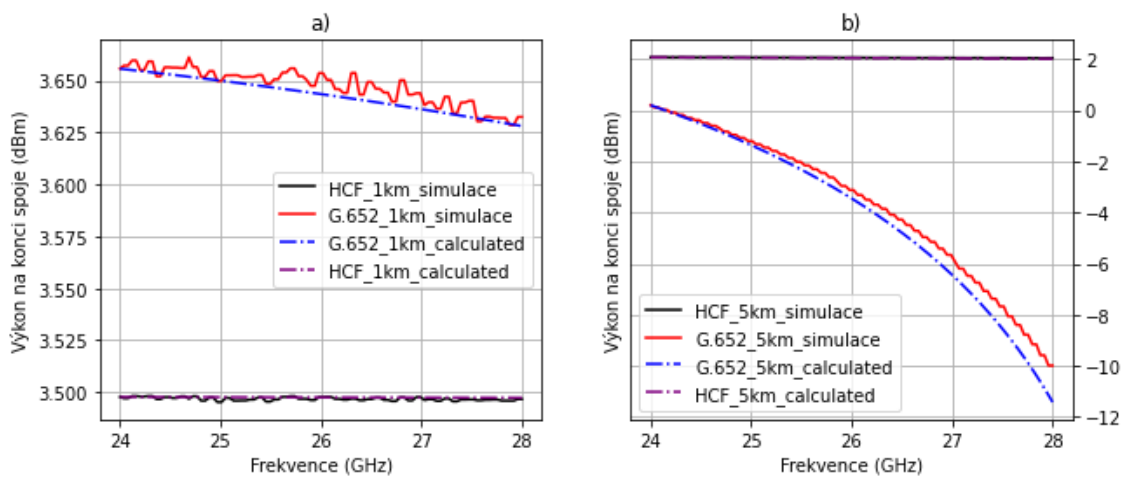
Schéma pro příjem a demodulaci RF signálu je znázorněno na **obr. 27**.



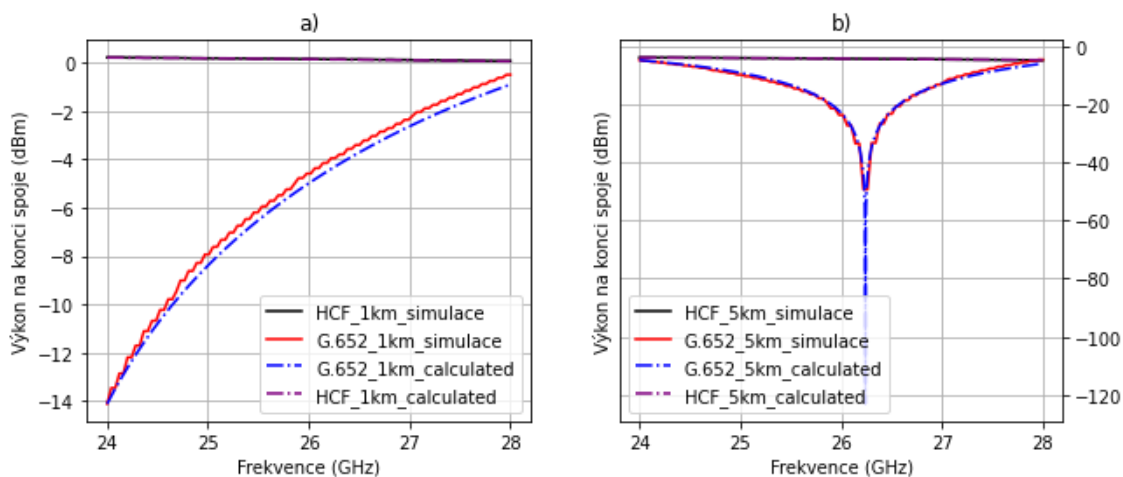
Obr. 27: Schéma pro příjem a demodulaci RF signálu.

RF signál namodulovaný na optickou nosnou projde přes optické vlákno a následně dopadá na fotodetektor, kde je převeden zpět na elektrický signál. V kvadrurním demodulátoru je demodulován do základního pásma a v OFDM demodulátoru je získána bitová posloupnost **I** a **Q** [33].

S takto vytvořeným modulovaným RF signálem jsme simulovali závislost výkonu výstupního RF signálu na frekvenci RF signálu pro délky vláken 1, 5, 10 a 20 km. Simulace jsme pro srovnání porovnali s vypočtenými hodnotami podle rovnice (4.4).



Obr. 28: Závislost výkonu výstupního RF signálu na frekvenci pro 1km (a) a 5km (b) vlákno.

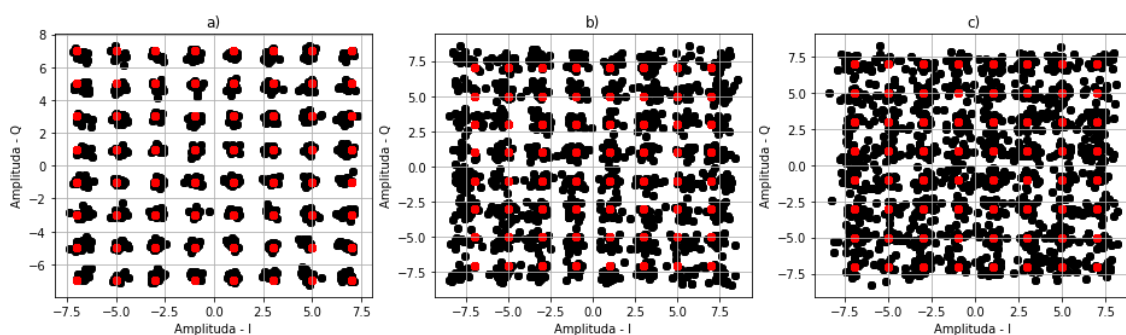


Obr. 29: Závislost výkonu výstupního RF signálu na frekvenci pro 10km (a) a 20km (b) vlákno.

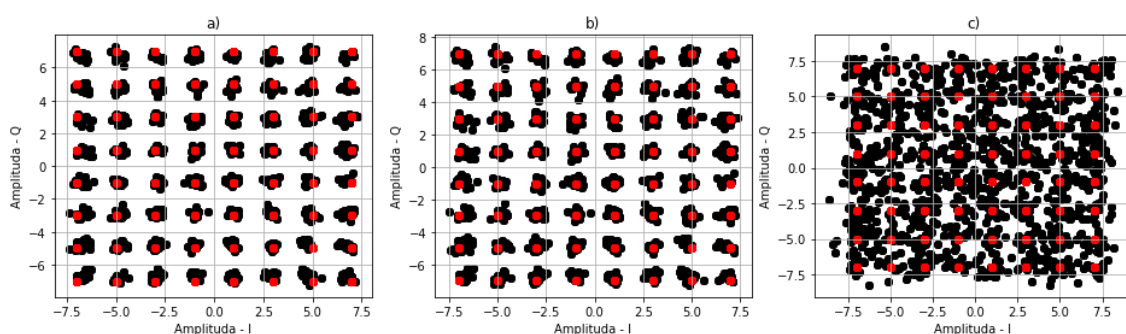
Z grafů **obr. 28** a **obr. 29** lze vidět, že simulovaný přenos RF signálu se shoduje s přenosem spočítaným podle vzorce (4.4). Na frekvencích 24-28 GHz je přenos přes HCF konstantní pro všechny simulované délky vláken. U SMF G.652 ale nastává pokles výkonu RF signálu již při přenosu přes 5km vlákno. Tento fakt by již mohl narušovat reálný přenos RF signálu.

5.4.4 Simulace konstelačních diagramů vystupujícího RF signálu

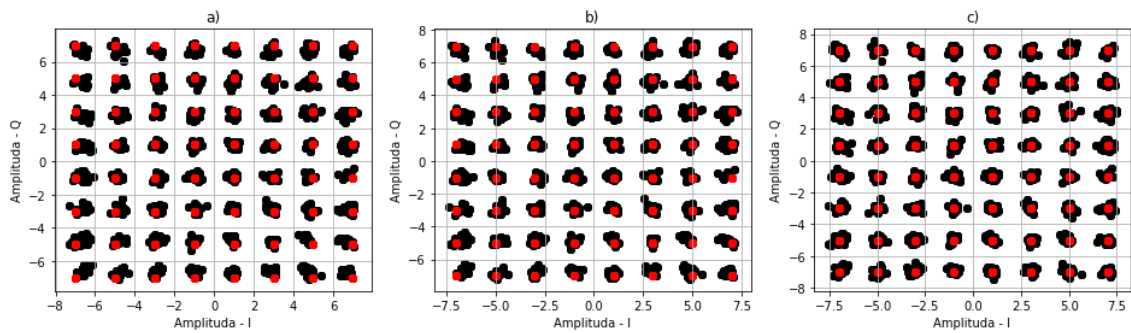
V této podkapitole budeme simulovat přenos RF signálu přes různé délky vláken a zobrazíme si konstelační diagramy vystupujících signálů.



Obr. 30: Konstelační diagramy RF signálu po průchodu 1km (a), 5km (b) a 20km (c) SMF G.652.



Obr. 31: Konstelační diagramy RF signálu po průchodu 1km (a), 5km (b) a 20km (c) SMF G.655.



Obr. 32: Konstelační diagramy RF signálu po průchodu 1km (a), 5km (b) a 20km (c) HCF.

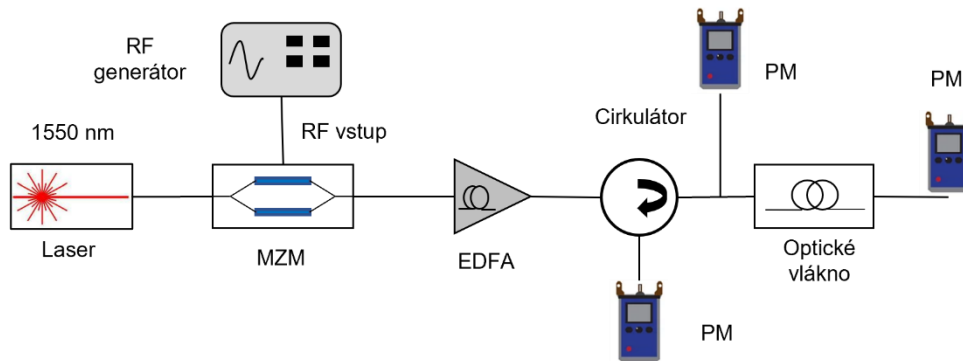
Výsledné konstelační diagramy jsou zobrazeny na **obr. 30** pro SMF G.652, **obr. 31** pro SMF G.655 a na **obr. 32** pro HCF. Černé body odpovídají výslednému signálu a červené tečky odpovídají ideálnímu případu, kdy by signál nebyl nijak zkreslen. Z těchto grafů můžeme vidět, že přenos RF signálu přes 1km vlákno je téměř totožný pro všechny simulované typy vláken. Při přenosu přes 5km vlákno je již znatelné zhoršení kvality signálu u SMF G.652 a při přenosu přes 20km vlákno se výrazně zhoršuje i kvalita signálu u SMF G.655. U HCF se kvalita signálu v závislosti na simulovaných délkách výrazně nemění.

6. Návrh zapojení pro reálné měření

V této kapitole budou navrženy experimentální zapojení pro verifikaci výsledků simulací z kapitoly 5.

6.1 Návrh měření stimulovaného Brillouinova rozptylu

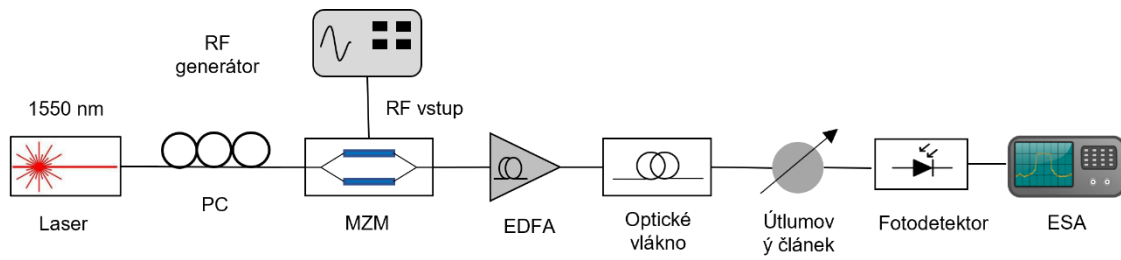
K měření SBS použijeme měřicí schéma, viz. **obr. 33**. Pomocí RF generátoru vytvoříme RF signál o frekvenci ve frekvenčním pásmu 24-28 GHz. Následně tento signál namodulujeme na optický signál pomocí MZM. Optický signál zesílíme pomocí EDFA, za kterým signál pokračuje přes cirkulátor do vlákna. SBS výkon pak budeme měřit pomocí PM připojenému k cirkulátoru.



Obr. 33: Schéma zapojení pro měření SBS.

6.2 Návrh měření EVM a SNR

Pro toto měření využijeme schéma zobrazené na **obr. 34**. Před MZM je umístěn polarizační kontrolér (PC), aby bylo možné hlídat polaritu světla. Dále až po EDFA je zapojení stejné jako na **obr. 33**. Poté následuje optické vlákno, za ním se nachází útlumový článek, kterým budeme regulovat optické záření dopadající na fotodetektor, kde se optický signál opět přemění na elektrický. Tento elektrický signál budeme následně analyzovat pomocí elektrického spektrálního analyzátoru (ESA).

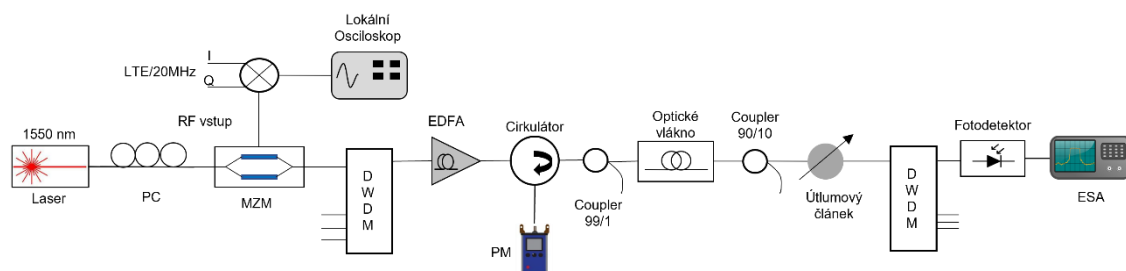


Obr. 34: Schéma zapojení pro měření závislosti EVM na SNR.

Budeme zkoumat různé závislosti, které mají vliv na kvalitu přeneseného signálu (EVM). Konkrétně to bude závislost EVM na SNR, závislost EVM a SNR na optickém výkonu dopadajícím na fotodetektor a závislost SNR a EVM na napětí IQ. Zobrazíme si také konstelační diagramy pro různá EVM.

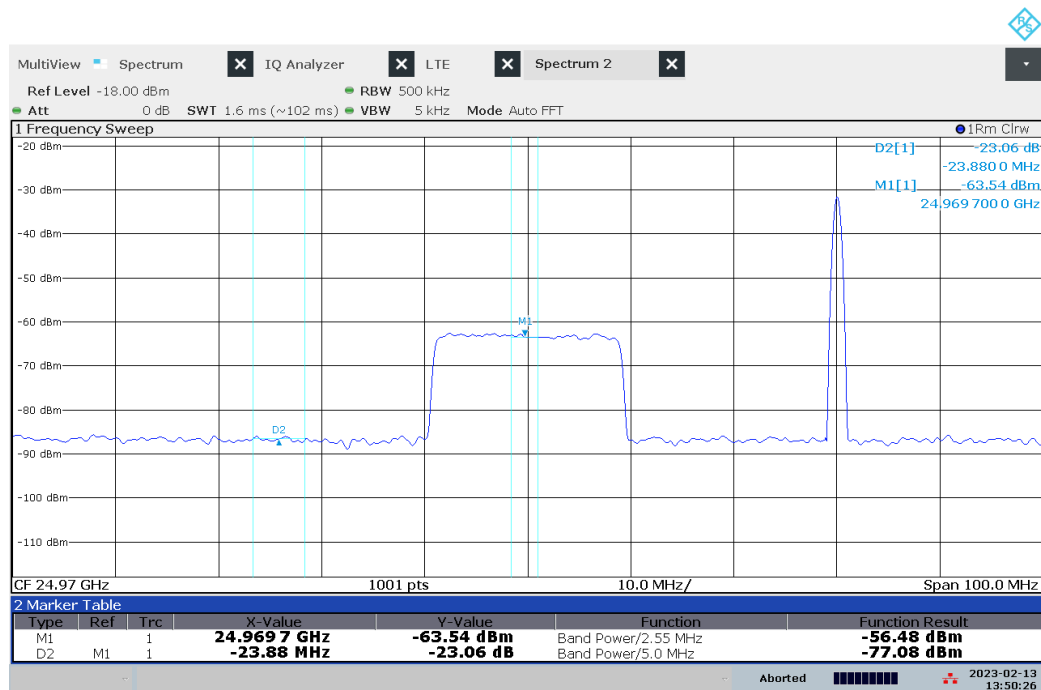
7. Měření

V této kapitole je popsáno měření vlastností přenosu LTE signálu s frekvencí 25 GHz a modulací 64-QAM přes analogový fotonický spoj se SMF G.652, HCF a SMF G.655. Reálné schéma měření je zobrazeno na **obr. 35**. Detailněji s konkrétními hodnotami bude popsáno v následující podkapitolách k jednotlivým měřením.



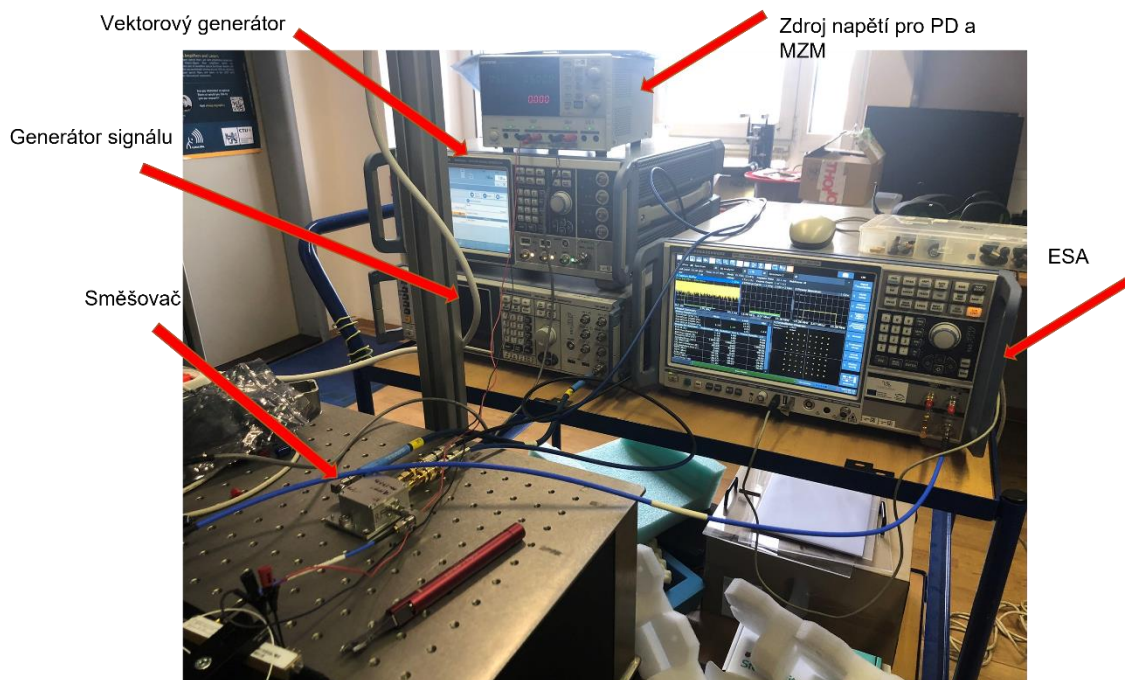
Obr. 35: Reálné schéma měření.

LTE signál byl generován pomocí dvou signálových generátorů. Pomocí vektorového generátoru od firmy Rohde & Schwarz, typ SMW200A, viz. **obr. 37**, byl generován samotný LTE signál s modulací 64-QAM a šířkou pásma 20 MHz. Protože tento generátor není schopen generovat signál o frekvenci 25 GHz, musel být použit generátor signálu od stejné firmy, typ SMF100A, viz. **obr. 37**, kterým jsme generovali sinusový signál o frekvenci 25 GHz. Takto vytvořené signály byly následně spojeny ve směšovači. Výsledný LTE signál po průchodu APL jsme analyzovali pomocí signálového analyzátoru od firmy Rohde & Schwarz, typ FSW26, viz. **obr. 37**. Spektrum výsledného signálu je zobrazeno na **obr. 36**. Takto vytvořený LTE signál měl středovou frekvenci 24,97 GHz.



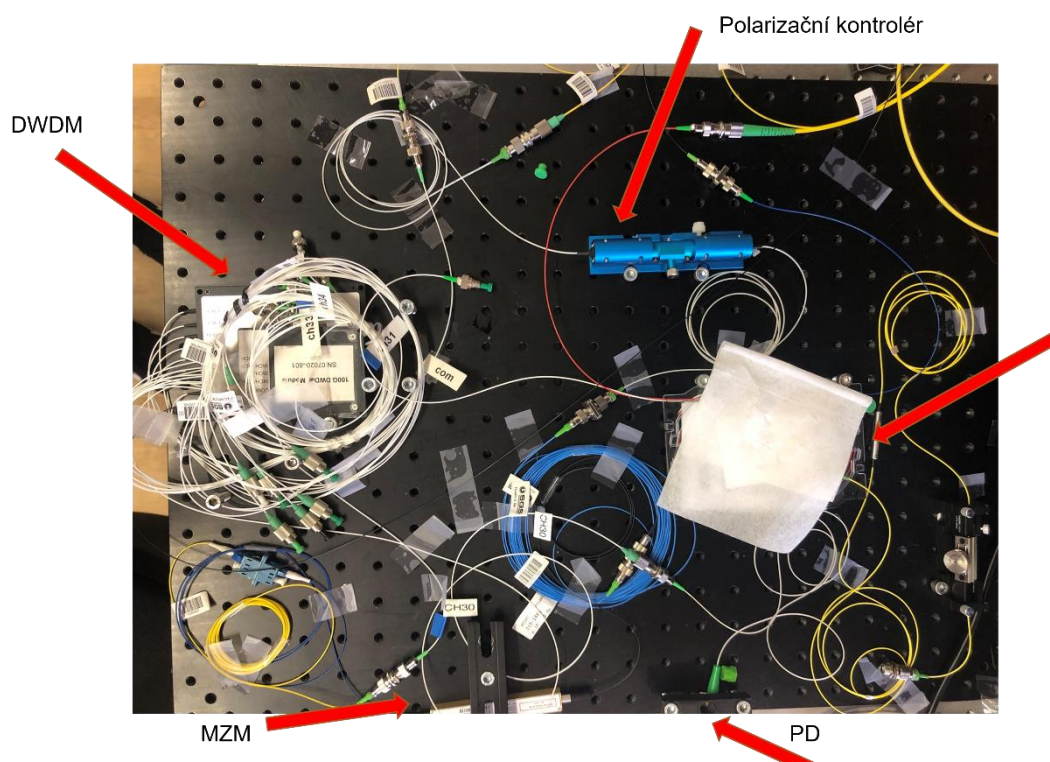
01:50:26 PM 02/13/2023

Obr. 36: Spektrum výsledného signálu.

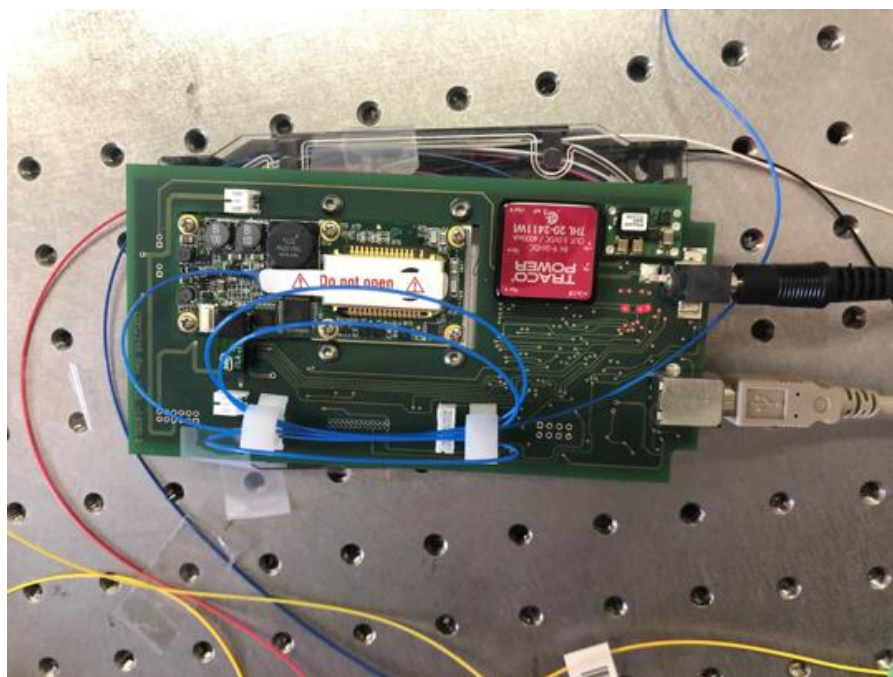


Obr. 37: Zapojení měřicích přístrojů.

Zapojení zbývajících prvků je zobrazeno na **obr. 38**. Jako zdroj záření byl použit laser CoBrite DX4, viz. **obr. 39**.



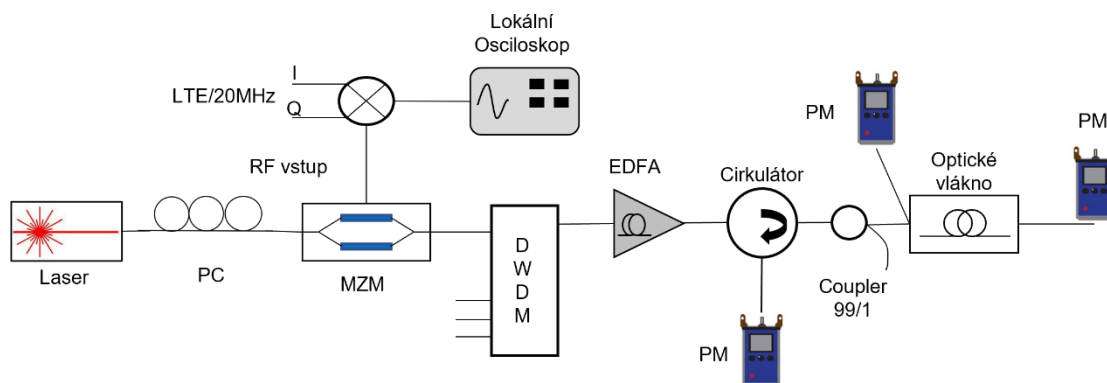
Obr. 38: Zapojení měřicí soustavy.



Obr. 39: Laser CoBrite.

7.1 Měření SBS

Pro měření výkonu SBS bylo použito zapojení, viz. **obr. 40** a jednotlivé parametry použitých prvků v zapojení jsou popsány v **tab. 2**.

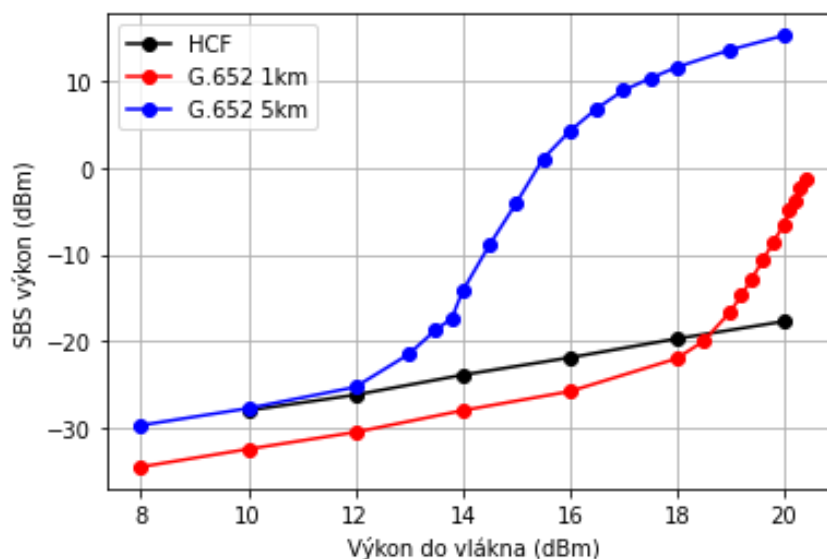


Obr. 40: Schéma zapojení pro měření SBS.

SBS výkon byl měřen pomocí PM, který byl zapojen na výstup cirkulátoru tak, aby zachycoval reflektované záření. Při měření byl měněn vstupní výkon do vlákna pomocí EDFA, a to v rozmezí 8-20 dBm. Výsledek je zobrazen na **obr. 41**.

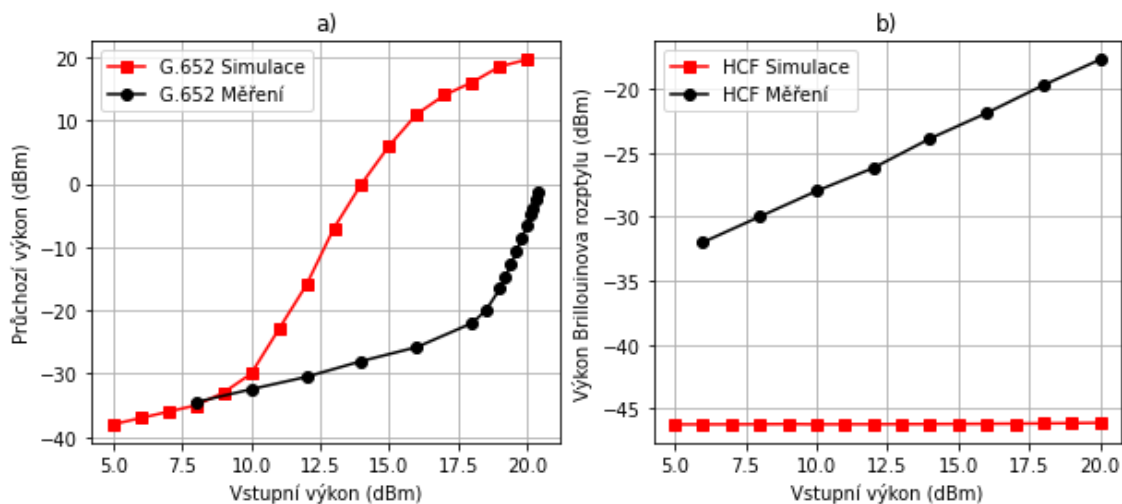
Tab. 2: Parametry použitých prvků.

Parametr	Hodnota
Vlnová délka laseru	1552,52 nm
Výkon laseru	16 dBm
Frekvence lokálního oscilátoru	25 GHz
Výkon lokálního oscilátoru	18 dBm
Napětí I/Q	1,1 V
Napětí na MZM	5,03 V (bias point)
Vložný útlum MZM	4,5 dB
Výkon EDFA	8-20 dBm
Šumové číslo EDFA	<4 dB
Délky vlákna	1 a 5 km SMF/1 km HCF



Obr. 41: Závislost SBS výkonu na výkonu vstupujícím

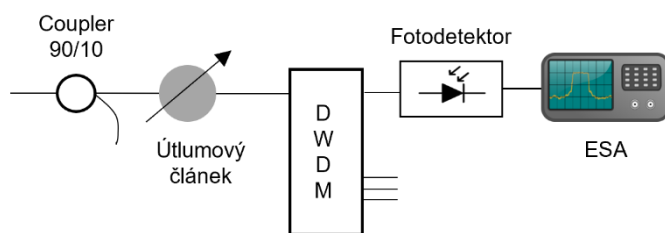
Na **obr. 42** je zobrazeno porovnání simulací a reálného měření SBS pro 1km vlákna. Z grafů je na první pohled vidět, že pro tuto délku a tyto výkony v HCF nedochází k žádnému exponenciálnímu růstu SBS výkonu. Při reálném měření ale oproti simulacím dochází k lineárnímu růstu reflektovaného výkonu v HCF s rostoucím výkonem posílaným do vlákna. Tento jev je dán spojením HCF se SMF, které odráží část výkonu zpět do vlákna [30]. V SMF dochází k exponenciálnímu růstu SBS při nastavených hodnotách u simulace i u měření. Rozdíl je pouze ve výkonech, kdy k tomuto růstu začne docházet. U simulace je to 14 dBm a u reálného měření 18 dBm. Tento rozdíl je dán tím, že při simulaci nebyl použit EDFA, který kromě užitečného signálu zesiluje i šum, tudíž se SBS projeví již při nižších výkonech. Jinak se ale trend v reálném měření se simulacemi shoduje. U delšího vlákna SMF dochází k exponenciálnímu růstu o 6 dB dříve.



Obr. 42: Srovnání simulace a reálného měření SBS v 1km SMF G.652 (a) a HCF (b).

7.2 Měření závislosti EVM a SNR na napětí I/Q

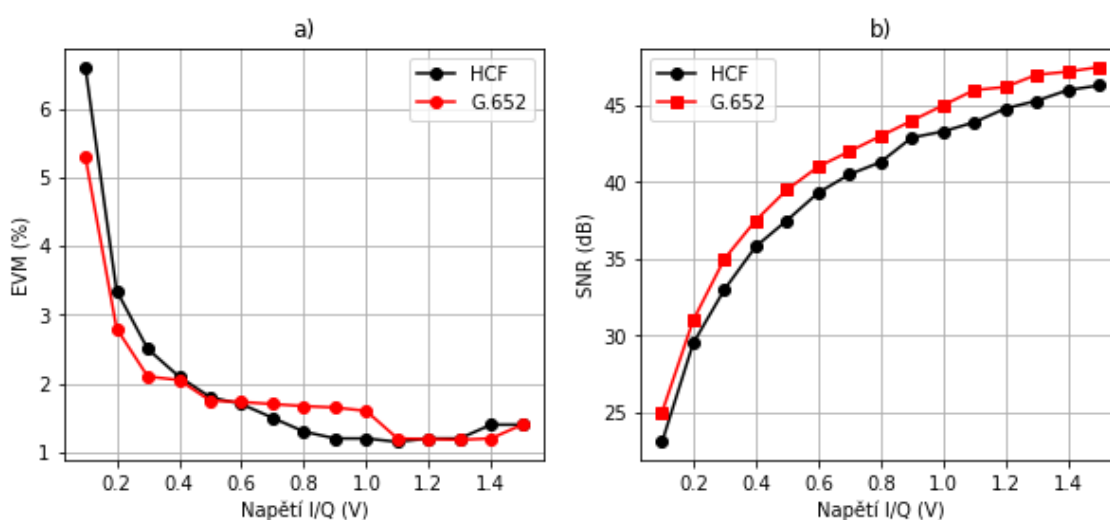
K měření závislosti EVM a SNR na napětí I/Q bylo použito zapojení, viz. **obr. 40**, doplněné o další prvky, viz. **obr. 43**. Nastavení lokálního oscilátoru, napětí na MZM a výkon laseru zůstalo beze změny. Výkon na EDFA byl nastaven na 20 dBm, napětí na fotodetektoru na 5 V a výkon dopadající na fotodetektor na 6,4 dBm. Proměnnou bylo v tomto případě napětí I/Q, které jsme měnili od 0,1 do 1,5 V, viz. **tab. 3**. Výsledek je zobrazen na **obr. 44**.



Obr. 43: Druhá část schématu pro měření kvality signálu.

Tab. 3: Parametry použitých prvků v druhé části měřicí soustavy při měření závislosti EVM a SNR na napětí I/Q.

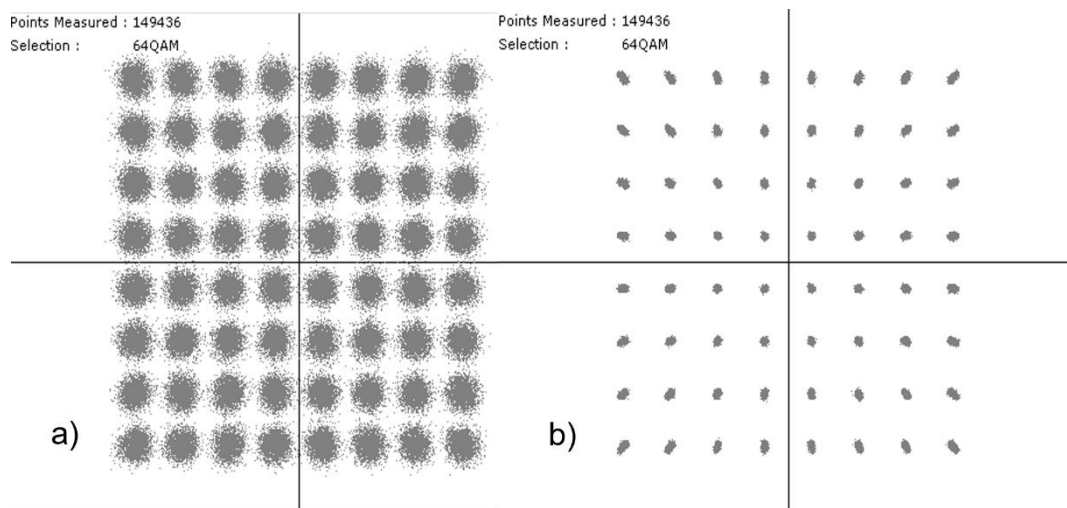
Parametr	Hodnota
Výkon EDFA	20 dBm
Napětí na fotodetektoru	5 V
Výkon dopadající na fotodetektor	6,4 dBm
Napětí I/Q	0,1-1,5 V
Délky vlákna	1 km



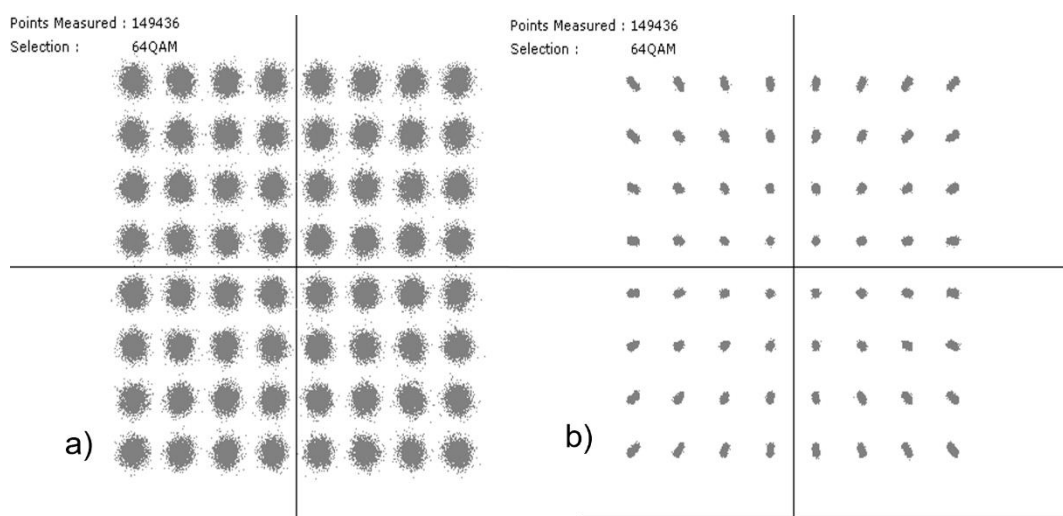
Obr. 44: Závislost EVM (a) a SNR (b) na napětí I/Q.

Z grafů můžeme vidět, že SNR s napětím I/Q logaritmičtě roste pro celý rozsah měření. EVM naopak logaritmičtě klesá až do I/Q napětí s hodnotou 1,1 V, poté začíná růst. Z tohoto důvodu budeme při všech měření používat tuto hodnotu.

Na **obr. 45** a **obr. 46** jsou konstelační diagramy RF signálu korespondující s měření v této podkapitole. Lze vidět, že pro I/Q napětí 0,1 V jsou jednotlivé symboly velmi zašuměné, naopak pro I/Q napětí 1,1 V jsou téměř ideální.



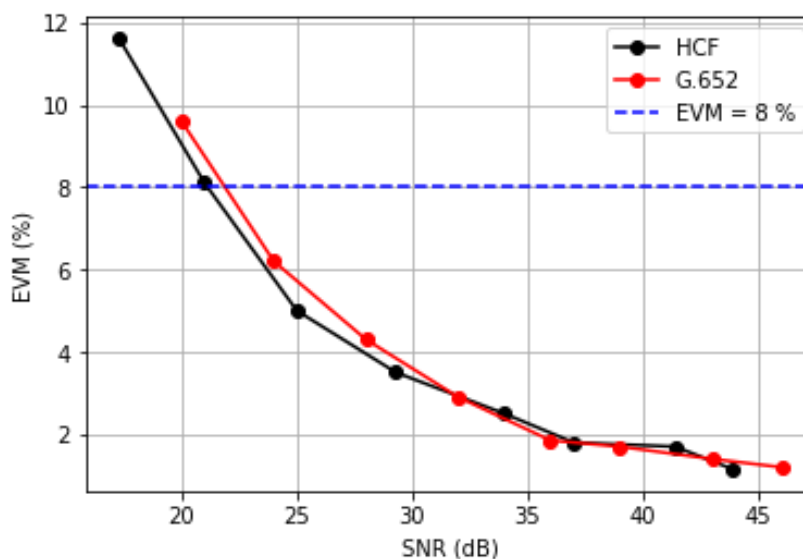
Obr. 45: Konstelační diagram RF signálu po průchodu HCF pro I/Q napětí 0,1 V (a) a 1,1 V (b)



Obr. 46: Konstelační diagram RF signálu po průchodu SMF G.652 pro I/Q napětí 0,1 V (a) a 1,1 V (b)

7.3 Měření závislosti EVM na SNR

K měření závislosti EVM na SNR bylo opět použito zapojení, viz. **obr. 40** a **obr. 43**. Nastavení je téměř totožné, jako v předchozím měření. Měnilo se pouze napětí I/Q na hodnotu 1,1 V, viz. předchozí kapitola a výkon optického záření dopadající na fotodetektor. Ten byl měněn pomocí útlumového článku před PD, a to v rozmezí od -7.5 do +6.5 dBm. Výsledný graf, je zobrazen na **obr. 47**.



Obr. 47: Závislost EVM na SNR.

Z grafu vyplývá, že závislost EVM na SNR je pro obě vlákna téměř totožná. Pro obě vlákna platí, EVM je nepřímo úměrné SNR. Pod hranici přípustné hodnoty EVM pro modulaci 64-QAM, v grafu modrá křivka³, se dostáváme již při SNR > 22 dB pro obě vlákna.

³ Hodnota EVM limitu 8 % pro modulaci 64-QAM je dána technickou specifikací „ETSI TS 136 141 V8.3.0“.

Závěr

V této diplomové práci byla vypracována rešerše na tematiku přenosu RF signálu přes vláknově-optické sítě a tematiku optických vláken s dutým jádrem. Byly diskutovány možnosti a výhody využití optických vláken s dutým jádrem pro přenos RF signálu oproti konvenčním vláknům G.652 a G.655.

V simulačním prostředí bylo analyzováno rozdílné chování konvenčních vláken G.652, G.655 a optických vláken s dutým jádrem s ohledem na nelineární jevy (čtyřlenné směšování a stimulovaný Brillouinův rozptyl) a přenos RF signálu přes analogový fotonický spoj (frekvenční poklesy a kvalita signálu).

Následně bylo provedeno reálné měření stimulovaného Brillouinova rozptylu, závislosti EVM a SNR na napětí I/Q a závislost EVM na SNR. Měření stimulovaného Brillouinova rozptylu potvrdilo předpoklad, že optické vlákno s dutým jádrem je vůči tomuto jevu odolné. Na optických výkonech do 20 dBm se stimulovaný Brillouinův rozptyl vůbec neprojevil, kdežto u vlákna G.652 se projevil již při výkonu 18 dBm v 1km vlákne a při výkonu 12 dBm v 5km vlákne. Měření se shodovalo se simulacemi z hlediska trendů a mírně lišilo v absolutních hodnotách vlivem reálných vlastností Erbiem-dopovaného zesilovače. Z toho můžeme usuzovat, že SBS se v HCF neprojeví ani na delších úsecích vlákna.

Měřením závislosti SNR a EVM na napětí I/Q bylo zjištěno, že přenesený signál je nejkvalitnější při napětí I/Q rovno 1,1 V. Toto napětí bylo použito pro následné měření závislosti EVM na SNR. Obě vlákna se v tomto ohledu chovala v 1km úseku téměř totožně, což potvrzuje i simulace. EVM se dostalo pod požadovanou hranici 8% již při SNR > 22 dB. Pokud by byl úsek vlákna delší, přenesený signál přes HCF by měl podle simulací zůstat nezměněn, kdežto signál přenesený přes SMF by postupně začal degradovat.

V této práci bylo ověřeno, že se HCF chovají pro vysoké optické výkony lineárně, na rozdíl od konvenčních vláken G.652 a G.655. Může být přes ně přenášen radiofrekvenční signál v pásmu 24-28 GHz i na mnohem větší vzdálenosti než přes konvenční vlákna, jelikož frekvenční poklesy způsobené chromatickou disperzí se projeví až při délce vlákna okolo 50 km, zatímco u vlákna G.652 je to už okolo 8 km. HCF nabízejí řadu předností pro přenos RF signálu s reálných 5G sítích a pro praktické využití jsou limitovány pouze jejich aktuálně vysokou cenou.

Bibliografie

- [1] IMT Spectrum Between 24.25 and 86 GHz. GSMA Public Policy Position, September 2018.
- [2] MARPAUNG, David. *High dynamic range analog photonic links: design and implementation*. 2009. Ph.D. thesis. Telecommunication Engineering group, Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science, University of Twente P.O. Box 217, 7500 AE Enschede, The Netherlands.
- [3] XIAOJUN XIE, KEJIA LI, QIUGUI ZHOU, Andreas BELING a Joe C. CAMPBELL. High-Gain, Low-Noise-Figure, and High-Linearity Analog Photonic Link Based on a High-Performance Photodetector. *Journal of Lightwave Technology*. 2014, **32**(21), 4187-4192. ISSN 0733-8724. Dostupné z: doi:¹⁰.1109/JLT.2014.2350261
- [4] GUZZON, Robert S., Erik J. NORBERG a Larry A. COLDREN. Spurious-Free Dynamic Range in Photonic Integrated Circuit Filters With Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 2012, **48**(2), 269-278. ISSN 0018-9197. Dostupné z: doi:10.1109/JQE.2011.2174618
- [5] LI, Qinglong, Keye SUN, Kejia LI, Qianhuan YU, Patrick RUNGE, Willi EBERT, Andreas BELING a Joe C. CAMPBELL. High-Power Evanescently Coupled Waveguide MUTC Photodiode With >105-GHz Bandwidth. *Journal of Lightwave Technology*. 2017, **35**(21), 4752-4757. ISSN 0733-8724. Dostupné z: doi:10.1109/JLT.2017.2759210
- [6] NASEEM, Zohauddin AHMAD, Yan-Min LIAO, et al. Avalanche Photodiodes With Composite Charge-Layers for Low Dark Current, High-Speed, and High-Power Performance. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 2022, **28**(2: Optical Detectors), 1-10. ISSN 1077-260X. Dostupné z: doi:10.1109/JSTQE.2021.3111895
- [7] YU, Paul K. L., Kangwei WANG, Steve PAPPERT, Dingbo CHEN a C. K. SUN. *Recent advances in optical modulator for high-performance fiber-optic links*. In: . 2017 International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC). Dostupné z: doi:10.1109/EDSSC.2017.8126571
- [8] PORINS, Jurgis, Vjaceslavs BOBROVS, Girts IVANOVS, Dingbo CHEN a C.K. SUN. Realization of HDWDM Transmission System with the Minimum

- Allowable Channel Interval. *Optical Communications Systems*. InTech, 2012, 2012-03-07, 1-2. ISBN 978-953-51-0170-3. Dostupné z: doi:10.5772/28784
- [9] O'BRIEN, Stephen, Andreas AMANN, Robin FEHSE, Simon OSBORNE, Eoin P. O'REILLY a James M. RONDINELLI. Spectral manipulation in Fabry-Perot lasers: perturbative inverse scattering approach. *Journal of the Optical Society of America B*. 2006, **23**(6). ISSN 0740-3224. Dostupné z: doi:10.1364/JOSAB.23.001046
- [10] TAMURA, Yoshiaki, Hirotaka SAKUMA, Keisei MORITA, et al. The First 0.14-dB/km Loss Optical Fiber and its Impact on Submarine Transmission. *Journal of Lightwave Technology*. 2018, **36**(1), 44-49. ISSN 0733-8724. Dostupné z: doi:10.1109/JLT.2018.2796647
- [11] SAKR, Hesham. *Hollow Core NANFs with Five Nested Tubes and Record Low Loss at 850, 1060, 1300 and 1625nm*. Optical Fiber Communication Conference (OFC), 2021. ISSN 978-1-943580-86-6.
- [12] JOANNOPOULOS, John D., S. G. WINN a J. N. MEADE. *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*. 2nd edition. Princeton University Press, 2008. ISBN 0691124566.
- [13] RAYLEIGH, L. XVIII. *On the passage of electric waves through tubes, or the vibrations of dielectric cylinders*. The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science, 1897, s. 125-132.
- [14] KNIGHT, J. C., T. A. BIRKS, P. St. J. RUSSELL a D. M. ATKIN. *All-silica single-mode optical fiber with photonic crystal cladding*. *Optics Letters*. 1996, **21**(19). ISSN 0146-9592. Dostupné z: doi:10.1364/OL.21.001547
- [15] CREGAN, R. F., B. J. MANGAN, J. C. KNIGHT, T. A. BIRKS, P. St. J. RUSSELL, P. J. ROBERTS a D. C. ALLAN. *Single-Mode Photonic Band Gap Guidance of Light in Air*. *Science*. 1999, **285**(5433), 1537-1539. ISSN 0036-8075. Dostupné z: doi:10.1126/science.285.5433.1537
- [16] ROBERTS, P. J., F. COUNY, H. SABERT, et al. Ultimate low loss of hollow-core photonic crystal fibres. *Optics Express*. 2005, **13**(1). ISSN 1094-4087. Dostupné z: doi:10.1364/OPEX.13.000236
- [17] FÉVRIER, Sébastien, Benoît BEAUDOU a Pierre VIALE. Understanding origin of loss in large pitch hollow-core photonic crystal fibers and their design simplification. *Optics Express*. 2010, **18**(5). ISSN 1094-4087. Dostupné z: doi:10.1364/OE.18.005142

- [18] PRYAMIKOV, Andrey D., Alexander S. BIRIUKOV, Alexey F. KOSOLAPOV, Victor G. PLOTNICHENKO, Sergei L. SEMJONOV a Evgeny M. DIANOV. Demonstration of a waveguide regime for a silica hollow - core microstructured optical fiber with a negative curvature of the core boundary in the spectral region $> 35 \mu\text{m}$. *Optics Express*. 2011, **19**(2). ISSN 1094-4087. Dostupné z: doi:10.1364/OE.19.001441
- [19] POLETTI, Francesco. Nested antiresonant nodeless hollow core fiber. *Optics Express*. 2014, **22**(20). ISSN 1094-4087. Dostupné z: doi:10.1364/OE.22.023807
- [20] KOMANEC, M., D. DOUSEK, D. SUSLOV a S. ZVANOVE. Hollow-Core Optical Fibers. *Radioengineering*. 2020, **29**(3), 417-430. ISSN 1210-2512. Dostupné z: doi:10.13164/re.2020.0417
- [21] JASION, Gregory T, Thomas D BRADLEY, Kerriane HARRINGTON, et al. Hollow Core NANF with 0.28 dB/km Attenuation in the C and L Bands. *Optical Fiber Communication Conference Postdeadline Papers 2020*. Washington, D.C: Optica Publishing Group, 2020, 2020, **22**(20), Th4B.4. ISBN 978-1-943580-75-0. ISSN 1094-4087. Dostupné z: doi:10.1364/OFC.2020.Th4B.4
- [22] JASION, Gregory T, Hesham SAKR, John R HAYES, et al. 0.174 dB/km Hollow Core Double Nested Antiresonant Nodeless Fiber (DNANF). *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022*. Washington, D.C: Optica Publishing Group, 2022, 2022, Th4C.7. ISBN 978-1-55752-466-9. Dostupné z: doi:10.1364/OFC.2022.Th4C.7
- [23] HUANG, Xiaosheng. *Hollow core antiresonant fibres for fibre laser applications*. Singapore, 2018. Doctoral thesis. Nanyang Technical University.
- [24] DUGUAY, M. A., Y. KOKUBUN, T. L. KOCH a Loren PFEIFFER. Antiresonant reflecting optical waveguides in SiO_2 -Si multilayer structures. *Applied Physics Letters*. 1986, **49**(1), 13-15. ISSN 0003-6951. Dostupné z: doi:10.1063/1.97085
- [25] ROWLAND, Kristopher J., Shahaam AFSHAR V. a Tanya M. MONRO. Band-gaps and antiresonances in integrated-ARROWs and Bragg fibers; a simple model. *Optics Express*. 2008, **16**(22). ISSN 1094-4087. Dostupné z: doi:10.1364/OE.16.017935
- [26] WEI, Chengli, R. JOSEPH WEIBLEN, Curtis R. MENYUK a Jonathan HU. Negative curvature fibers. *Advances in Optics and Photonics*. 2017, **9**(3). ISSN 1943-8206. Dostupné z: doi:10.1364/AOP.9.000504

- [27] CHOUDHURY, P.K. a Toshihiko YOSHINO. A rigorous analysis of the power distribution in plastic clad annular core optical fibers. *Optik*. 2002, **113**(11), 481-488. ISSN 00304026. Dostupné z: doi:10.1078/0030-4026-00195
- [28] NI, Wenjun, Chunyong YANG, Yiyang LUO, et al. Recent Advancement of Anti-Resonant Hollow-Core Fibers for Sensing Applications. *Photonics*. 2021, **8**(4). ISSN 2304-6732. Dostupné z: doi:10.3390/photonics8040128
- [29] ZHANG, Xi, Zitong FENG, David MARPAUNG, et al. *Low-loss microwave photonics links using hollow core fibres*. 2022, **11**(1). ISSN 2047-7538. Dostupné z: doi:10.1038/s41377-022-00908-3
- [30] BOHATA, J., D. N. NGUYEN, J. SPÁČIL, M. KOMANEC, B. ORTEGA, L. VALLEJO, Z. GHASSEMLOOY a S. ZVÁNOVEC. Experimental comparison of DSB and CS-DSB mmW formats over a hybrid fiber and FSO fronthaul network for 5G. *Optics Express*. 2021, **29**(17). ISSN 1094-4087. Dostupné z: doi:10.1364/OE.434334
- [31] OISHI, Masayuki, Yoshihiro NISHIKAWA, Shigeyuki AKIBA, Jiro HIROKAWA a Makoto ANDO. 2-Dimensional beam steering by 2×3 photonic antenna using millimeter-wave Radio over Fiber. *2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*. IEEE, 2013, 2013, 130-133. ISBN 978-1-4673-6071-5. Dostupné z: doi:10.1109/MWP.2013.6724037
- [32] DE ABREU DE SOUSA, Miguel Angelo, Ricardo PIRES, Sara D. dos S. PERSEGHINI a Emilio DEL-MORAL-HERNANDEZ. An FPGA-based SOM circuit architecture for online learning of 64-QAM data streams. *2018 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)*. IEEE, 2018, 2018, 1-8. ISBN 978-1-5090-6014-6. Dostupné z: doi:10.1109/IJCNN.2018.8489518
- [33] PEŠEK, Petr. *Realizace LTE přenosů bezdrátovou a vláknovou optikou*. Praha, 2015. Diplomová práce. ČVUT. Vedoucí práce Prof. Ing. Stanislav Zvánovec, Ph.D.

Internetové zdroje

- [34] *<https://www.corning.com/optical-communications/worldwide/en/home/products/fiber/optical-fiber-products/smf-28-ull.html>* [online]. [cit. 2023-02-04].
- [35] *<https://www.fmsystems-inc.com/attenuation-standard-coaxial-cable/>* [online]. [cit. 2023-02-04].
- [36] *<http://fowiki.com/b/understand-fiber-attenuation/>* [online]. [cit. 2022-11-02].
- [37] *<https://www.rfwireless-world.com/Terminology/Direct-modulation-vs-External-modulation.html>* [online]. [cit. 2022-12-04].