

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

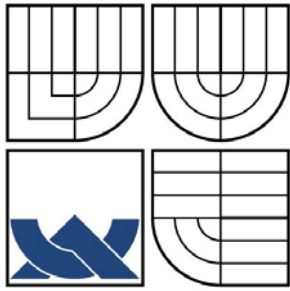
STANOVENÍ CHYBOVOSTI OPTOVLÁKNOVÉHO SPOJE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

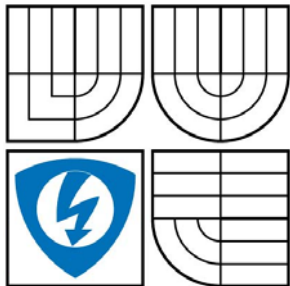
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. ANTONÍN JOCH

BRNO 2008



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING
AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

STANOVENÍ CHYBOVOSTI OPTOVLÁKNOVÉHO SPOJE THE OPTICAL LINK ERROR RATE DETERMINATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. ANTONÍN JOCH

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. MARTIN KYSELÁK

BRNO 2008

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Antonín Joch
Bytem: U Stadionu 573, 59501, Velká Bíteš
Narozen/a (datum a místo): 22.5.1983, Brno

(dále jen "autor")

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 244/53, 60200 Brno 2
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

(dále jen "nabyvatel")

Článek 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
- diplomová práce
- bakalářská práce

jiná práce, jejíž druh je specifikován jako

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Stanovení chybovosti optovláknového spoje

Vedoucí/školitel VŠKP: Ing. Martin Kyselák

Ústav: Ústav telekomunikací

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v:

- tištěné formě - počet exemplářů 1
- elektronické formě - počet exemplářů 1

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

.....

Nabyvatel

.....

Autor

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá fyzikálními příčinami polarizace světla a problémy spojenými se vznikem polarizační vidové disperze (PMD). Tyto problémy se vyskytují zejména u vysokorychlostních systémů na optických kabelových trasách. Práce pojednává o působení této disperze na přenášený signál vlivem mezisymbolových interferencí a také o metodách měření a kompenzace tohoto jevu. Jako výsledky měření jsou v textu uvedena data, která byla poskytnuta společností EXFO Electro-Optical Engineering Inc. Podstatnou část práce tvoří bitová chybovost optovláknového spoje (BER), se kterou souvisí poměr výkonu signálu k výkonu šumu (SNR) a kvalita signálu (Q-faktor). Dále je možné se dočíst o tzv. diagramu oka, což je zobrazení, které umožňuje získat základní informace o vlivu komunikačního kanálu na tvar přenášeného signálu. S tímto diagramem souvisí další diagram, nazývaný konstelační diagram, který popisuje druh modulace a umožňuje zakreslit rozptýlení signálových bodů kolem jejich nominálních hodnot. Ve spojení s tzv. trajektoriemi tvoří vektorový diagram. Praktická část zahrnuje vykreslení těchto diagramů ve vývojovém prostředí MATLAB.

ABSTRACT

The master thesis discusses physical causes of light polarization and problems brought by nascence of Polarization Mode Dispersion (PMD). These problems occur especially by high speed systems on optical cable traces. The thesis deals with actuation of transmitted signal by influence of Inter Symbol Interference and it also deals with methods for its measuring and compensation. As a results of measurements are in text presented data provided by EXFO Electro-Optical Engineering Inc. Company. Significant part of the thesis focuses on optical link Bit Error Rate (BER) which is connected with Signal to Noise Ratio (SNR) and signal quality (Q-factor). Further on it is possible to find in text about so called eye diagram which is display mode that shows influence of communication channel on shape of the transmitted signal. To this diagram is related another one called constellation diagram which describes modulation mode and makes it possible to map dispersion of signal points around their nominal values. In connection with so called trajectory it makes vector diagram. Practical part includes depiction of these diagrams in MATLAB development environment.

KLÍČOVÁ SLOVA

Polarizace světla, disperze, vlákno, PMD, DGD, BER

KEYWORDS

Light polarization, dispersion, fiber, PMD, DGD, BER

JOCH, A. Stanovení chybovosti optovláknového spoje. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2008. 73 s. Vedoucí diplomové práce: Ing. Martin Kyselák

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma „Stanovení chybovosti optovláknového spoje“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na samém závěru práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujícího autorského zákona č. 121/2000Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně, dne 22.5.2008

.....
(podpis autora)

OBSAH

1 Úvod.....	13
2 Světlo jako elektromagnetické vlnění	14
3 Princip šíření světla v optickém vlákne	15
3.1 Základní vidová struktura optického vlákna.....	16
4 Polarizace elektromagnetických vln	18
5 Polarizace odrazem a lomem	19
6 Základní druhy polarizace.....	20
6.1 Lineární polarizace	20
6.2 Kruhová polarizace.....	21
6.3 Eliptická polarizace	22
7 Jonesův vektor.....	24
8 Stokesův vektor.....	26
9 Stokesovy parametry	28
10 Müllerův počet	30
11 Disperze světla	32
12 Polarizační vidová disperze.....	33
13 Měření polarizační vidové disperze	38
13.1 Měření PMD metodou interferometrickou	38
13.2 Měření PMD metodou skenování vlnové délky	39
13.3 Měření PMD metodou polarimetrickou.....	40
13.4 Měření skutečných vláken	41
14 Kompenzace polarizačně vidové disperze	44
15 Kompenzátory PMD	45
15.1 PSP kompenzační metoda	45
15.2 Kompenzátory z dvojlomným elementem.....	45
15.3 Kompenzátor s polarizačním kontrolérem a polarizátorem.....	46
15.4 Efektivnost kompenzátoru	47
16 Optické solitony a jejich vliv na PMD	48
16.1 Konvenční solitonový systém.....	49
16.2 DM solitonový systém.....	50
17 Mezisymbolové interference	52
17.1 Podmínka pro přenos bez mezisymbolových interferencí.....	53
17.2 Filtry s nulovými mezisymbolovými interferencemi	54
18 Bitová chybovost.....	57

18.1 Bitová chybovost a SNR.....	58
18.2 Bitová chybovost a Q-faktor.....	59
19 Diagramy.....	61
19.1 Diagram oka	61
19.2 Konstelační diagram	63
19.3 Vektorový diagram	64
20 Simulace v MATLABU	64
21 Závěr	66
Literatura.....	69
Přílohy.....	71

SEZNAM OBRAZKŮ

2.1	Příčná elektromagnetická vlna.....	14
3.1	Snellův zákon lomu	15
3.2	Kritický úhel lomu.....	15
3.3	Šíření světla v optických vláknech a jejich rozměry	15
4.1	Nepolarizovaná vlna	18
4.2	Polarizovaná vlna.....	18
4.3	Vytvoření polarizované vlny z nepolarizované pomocí polarizačního filtru .	18
5.1	Polarizace odraženého a lomeného paprsku při Brewsterově úhlu	19
6.1	Druhy polarizace podle tvaru opisované křivky	20
6.2	Rovina složená ze dvou lineárně polarizovaných vln.....	20
9.1	Zobrazení Stokesových parametrů v trojrozměrném prostoru	28
11.1	Disperzní křivka indexu lomu	32
12.1	Nedokonalé vláknové provedení	33
12.2	Vnější působení na vlákno.....	33
12.3	Působení polarizační vidové disperze na přenášený signál	34
12.4	PMD pro krátké i dlouhé jednovidové vlákno (ITU-T G.652).....	36
12.5	Závislost maximální délky vlákna na PMD pro různé systémy	37
13.1	Metoda interferometrická	38
13.2	Michelsonův interferometr	39
13.3	Metoda skenování vlnové délky	39
13.4	Univerzální měřicí systém FTB-400 s PMD analyzátozem FTB-5500B	41
13.5	Závislost výsledného rozložení skupinového zpoždění v čase.....	42
14.1	Kompenzace PMD	44
15.1	Realizace kompenzátoru PMD – metoda PSP	45
15.2	Kompenzátory s dvojlomným elementem	46
15.3	Realizace kompenzátoru PMD s PC a polarizátorem.....	46
15.4	Kompenzátor PMD prvního řádu od Furukawa Electric Co., Ltd.....	47
16.1	Obálkový soliton.....	48
16.2	Princip odolnosti solitonů vůči PMD	49
16.3	Závislost šířky impulzů na DGD	50
17.1	Vliv disperze na přenášený signál a vznik mezisymbolových interferencí	52
17.2	Komunikační systém v základním pásmu	52
17.3	Impulsní charakteristika filtru zaručujícího nulové ISI	55
17.4	Charakteristiky (Square-Root)-Raised-Cosine filtru	56

18.1	Pravděpodobnost chybného příjmu pro BPSK signály.....	59
18.2	Závislost chybovosti na kvalitě signálu.....	60
19.1	Diagram oka.....	61
19.2	Diagram oka pro I a Q složku signálu bez ISI.....	62
19.3	Diagram oka pro I a Q složku signálu s ISI.....	62
19.4	Konstelační diagram QPSK modulace	63
19.5	Vektorový diagram na výstupu filtru.....	64

SEZNAM TABULEK

3.1	Parametry numerické apertury.....	16
7.1	Jonesovy a Stokesovy vektory pro některé polarizační stavy.....	25
11.1	Barvy spektra viditelné části světla	32
12.1	Hodnoty PMD pro různé systémy	36
13.1	Naměřené hodnoty pomocí PMD analyzátoru	42
18.1	Průměrný čas výskytu chyby pro různé přenosové rychlosti	57
18.2	Hodnoty Q a SNR pro vybrané hodnoty BER.....	60

1 ÚVOD

Cílem této práce je vyjádření závislosti chybovosti optického komunikačního kanálu na použitém vláknu a na jeho délce a tuto závislost vyjádřit pomocí diagramu oka.

Obecně je známo, že světelné paprsky se šíří volným prostorem přímočaře nebo po přímkové dráze. Tuto podmínku lze v praxi splnit jen v ojedinělých případech. Z hlediska širšího využití schopnosti světla šířit se prostorem je mnohem zajímavější nalézt vhodné optické materiály, které by umožňovaly přenos světelné energie mezi vysílačem a přijímačem. Taková struktura se nazývá optický vlnovod nebo optické vlákno, podobně jako metalické vedení nebo vlnovody slouží pro přenos elektromagnetických vln.

Výzkum reálných optických vláken pro telekomunikační průmysl začal v 70. letech minulého století. Z fyzikálních vlastností skla vyplynulo postupné použití přenosových oken na vlnových délkách 850, 1310 a 1550 nm. Vznikla mnohovidová (Multi Mode – MM) vlákna, kde se jádrem vlákna o průměru kolem 60 μm šíří více vidů světla na vlnové délce 850 a 1310 nm. Ta se používají především v sítích LAN pro vzdálenosti do jednotek kilometru. Obrovský rozvoj nastal především u jednovidových (Single Mode – SM) vláken, kde se v jádru vlákna průměru kolem 8 μm šíří pouze jeden vid světla s vlnovou délkou 1310 a 1550 nm.

Materiál je velmi čisté křemenné sklo, které se pomocí přísad upravuje do požadovaných parametrů, ale nejen toto sklo se dá použít pro optické přenosy. Obchodně se nabízí kabel, vyrobený z perfluorovaného amorfního polymeru (amorfní obdoba teflonu) s hodnotou útlumu 0,3 dB/km na vlnové délce 1300 nm.

Stále sílící tlaky na zvětšování kapacity přenosových tras vyžadují vývoj nových technologií pro přenosy po optických vláknech. Nejperspektivnějším řešením je využití přenosových systémů vlnového multiplexu (Wavelength Division Multiplexing - WDM), kdy se v jednom vlákne přenášejí signály po více vlnových délkách a jednotlivé vlnové délky jsou samostatnými přenosovými kanály s požadovanou bitovou rychlostí 2,5 Gbit/s nebo 10 Gbit/s a perspektivně i 40 Gbit/s. Rychlý nástup WDM přenosových systémů vyžaduje optimalizaci přenosové trasy z hlediska jejích přenosových parametrů v co nejširším spektrálním rozsahu.

Tím nám vzniká jeden z nejzávažnějších problémů, před kterým stojíme, pokud chceme provozovat vysokorychlostní systémy na optických kabelových trasách, zvaný polarizační vidová disperze (Polarisation Mode Dispersion – PMD). Jedná se o druh zkreslení jednotlivého impulsu procházejícího optickým vláknem. Vzniká kvůli rozdílné délce trasy obou polarizačních rovin (vidu) při průchodu deformovaným vláknem. K deformaci dochází zejména výrobní nedokonalostí, mechanickým namáháním a nevhodnou montáží. PMD se udává v ps/km u polarizovaných vláken. U běžných jednovidových vláken (v telekomunikacích) se udává v ps/\sqrt{km} , neboť neroste lineárně se vzdáleností.

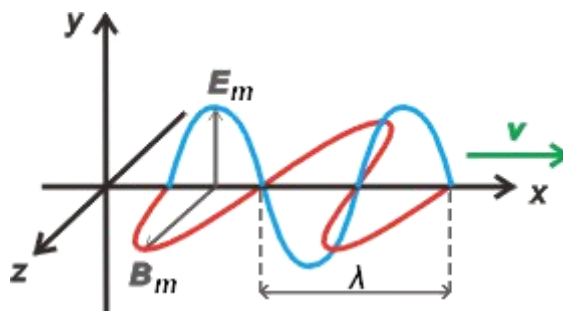
2 SVĚTLO JAKO ELEKTROMAGNETICKÉ VLNĚNÍ

Světlo je příčné elektromagnetické vlnění o vlnové délce v rozmezí od infračerveného po ultrafialové, u něhož kmitají na sebe navzájem kolmé vektory, intenzity elektrického pole \vec{E} , intenzity magnetické indukce \vec{B} , oba tyto vektory jsou navíc kolmé k vlnovému vektoru \vec{k} , který je ve směru šíření světelné vlny. Vektory \vec{E} , \vec{B} , \vec{k} tvoří pravotočivý systém. Jedná se tedy o vlnění příčné (transverzální).

Vektor \vec{k} můžeme vyjádřit jako

$$\vec{k} = \frac{2\pi}{\lambda} \vec{s}, \quad (2.1)$$

kde \vec{s} je jednotkový vektor tečný k paprsku a λ je vlnová délka.



Obr. 2.1: Příčná elektromagnetická vlna

Na obrázku 2.1 se elektromagnetická vlna šíří v kladném směru osy x , vektor intenzity elektrického pole \vec{E} kmitá rovnoběžně se směrem osy y , tj. $\vec{E} = (0, E, 0)$ a vektor magnetické indukce \vec{B} s osou z , tj. $\vec{B} = (0, 0, B)$. Ještě navíc platí, že u postupné vlny jsou oba tyto vektory ve fázi, tzn., že obě veličiny nabývají svých maximálních hodnot ve stejném okamžiku. Vzdálenost mezi dvěma stejnými amplitudami vlny je vlnová délka λ . Rychlost vlny (světla) v prostředí je označena jako v .

Rychlost vlny a amplitudy elektrického a magnetického pole jsou spolu spojeny vztahem

$$v = \frac{E_m}{B_m} \text{ (poměr amplitud)}. \quad (2.2)$$

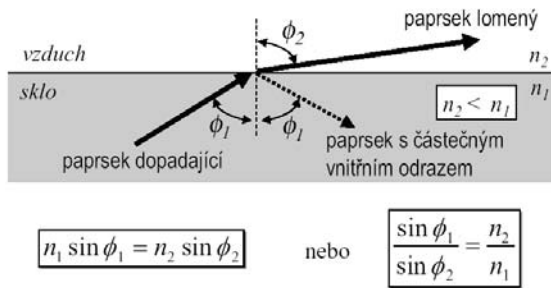
Z čehož vyplývá, že vektory \vec{E} a \vec{B} jsou na sobě závislé, proto se elektromagnetické vlnění popisuje jedním z nich, nejčastěji vektorem \vec{E} . Všechny elektromagnetické vlny, včetně viditelného světla, mají ve vakuu tutéž rychlost, která je definována vztahem

$$c = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}, \quad (2.3)$$

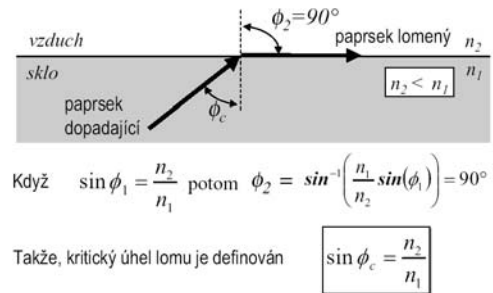
což je zhruba $3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ [1].

3 PRINCIP ŠÍŘENÍ SVĚTLA V OPTICKÉM VLÁKNĚ

Pro popis šíření světla v optickém vlákně existují dva postupy. První z nich je založen na tzv. geometrické optice, kdy je uplatněn Snellův zákon odrazu a lomu a druhý postup je založen na metodě, která využívá k analýze elektromagnetickou teorii šíření vlnoploch, založenou na řešení Maxwellových rovnic (k zvládnutí tohoto analytického postupu jsou však nutné hlubší znalosti z oblasti vyšší matematiky).

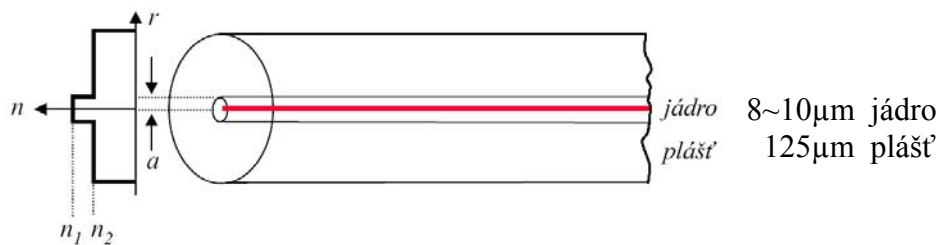


Obr. 3.1: Snellův zákon lomu

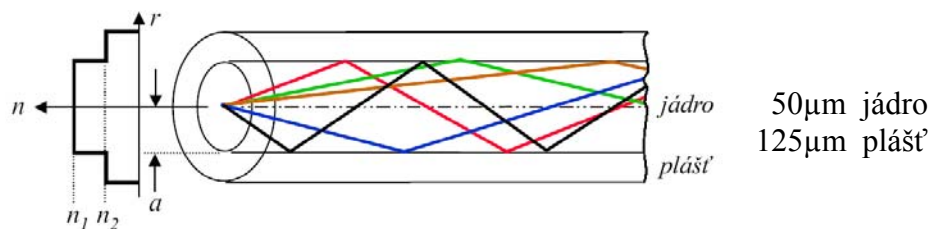


Obr. 3.2: Kritický úhel lomu

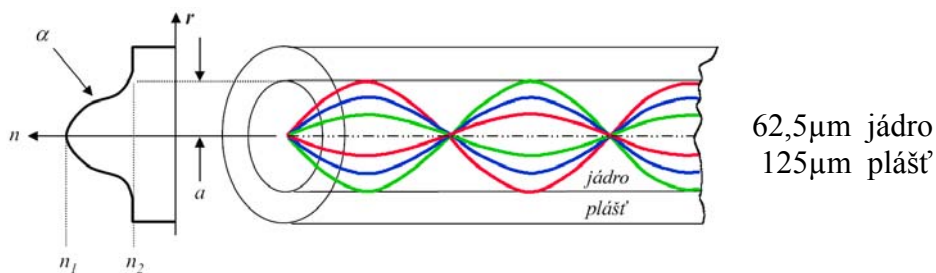
Princip šíření je založen na odrazu paprsku na rozhraní dvou materiálů a podmínkou pro tento odraz je, aby index lomu jádra byl větší než index lomu pláště (viz obr. 3.1).



a) jednovidové vlákno



b) mnohovidové vlákno se skokovou změnou indexu lomu



c) mnohovidové vlákno s gradientní změnou indexu lomu

Obr. 3.3: Šíření světla v optických vláknech a jejich rozměry [2]

Míru schopnosti vlákna ze svého okolí navázat do svého jádra optický svazek vyjadřuje numerická apertura, která je definována jako

$$NA = n_0 \cdot \sin \Phi_a = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)}, \quad (3.1)$$

kde n_0 je index lomu materiálu, ze kterého se světlo navazuje do vlákna (ze vzduchu $n_0 = 1$) a Φ_a je maximální úhel navázání. Následující tabulka uvádí některé parametry numerické apertury

Tab. 3.1: Parametry numerické apertury

jádro - n_1	plášť - n_2	maximální úhel - Φ_a	numerická apertura - NA
1,5	1,49	9,96°	0,173
1,5	1,45	22,58°	0,384
1,5	1,35	40,83°	0,654
1,5	1,25	56,01°	0,829

Je-li NA vlákna menší než NA vstupního svazku, potom se část dopadajícího světla vláknem nešíří.

3.1 Základní vidová struktura optického vlákna

Elektromagnetické vlny můžeme dělit např. podle orientace vektorů elektrického a magnetického pole ke směru šíření na:

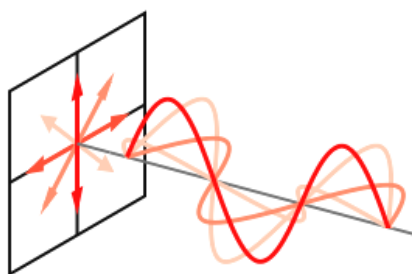
- Transverzálně elektromagnetickou vlnu (Transverse Electro-Magnetic – TEM). U této vlny je vektor elektrického i magnetického pole kolmý na směr šíření a zároveň jsou tyto vektory kolmé sami na sebe. U vln neexistuje podélná složka, všechny jsou příčné.

- Transverzálně elektrickou vlnu (Transverse Electric – TE). Vektor elektrického pole je u této vlny kolmý na směr šíření (má složku příčnou) a magnetické pole leží v ose šíření (má složku podélnou).
- Transverzálně magnetickou vlnu (Transverse Magnetic – TM). Jde o obdobu vlny TE, ale v tomto případě elektrické pole leží v ose šíření (má složku podélnou) a magnetické pole je kolmé na směr šíření (má složku příčnou).

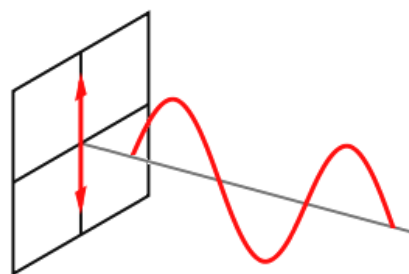
Počet vidů ve vláknech můžeme ovládat. Pokud potřebujeme menší počet vidů ve vláknech, musíme sáhnout po vláknech s malým průměrem (proto má jednovidové vlákno velmi malý rozměr jádra), zvětšit vlnovou délku nebo zmenšit numerickou aperturu NA (což vlastně znamená zmenšit rozdíl n_1 a n_2) [3].

4 POLARIZACE ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN

Ze zdroje vlnění může vycházet příčné vlnění, které má stejné vlastnosti ve všech směrech kolmých ke směru šíření vlny. Pokud se u příčné vlny bude směr kmitů měnit velmi rychle a zcela nepravidelně, bude se také příčná vlna chovat vzhledem ke směru šíření symetricky. Taková vlna se označuje jako nepolarizovaná (viz obr. 4.1). Vybereme-li pouze kmitů určitého směru, bude mít vlnění v různých směrech kolmých ke směru šíření různé vlastnosti. Taková vlna se označuje jako polarizovaná (viz obr. 4.2). Pro oko se polarizované vlnění od nepolarizovaného neliší.

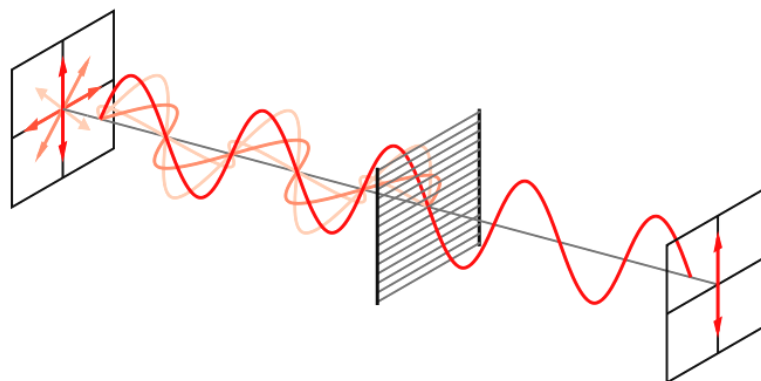


Obr. 4.1: Nepolarizovaná vlna



Obr. 4.2: Polarizovaná vlna

Proces vytvoření polarizovaného vlnění z nepolarizovaného se označuje jako polarizace vlnění (viz obr. 4.3). Nepolarizovaná vlna vstupuje do polarizátoru, za nímž se šíří již pouze polarizovaná vlna. Rovina proložená směrem šíření vlnění kolmo ke směru kmitů se nazývá polarizační rovina. Otáčením analyzátoru v rovině kolmé ke směru šíření můžeme určit směr polarizace vlny. Je-li analyzátor orientován stejně jako polarizátor, bude polarizovaná vlna analyzátozem procházet. Pokud otočíme analyzátor kolmo k polarizátoru, vlnění procházet nebude [4].

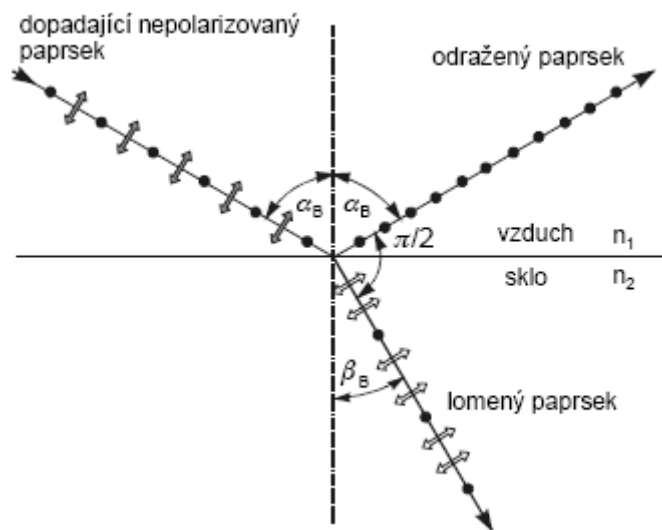


Obr. 4.3: Vytvoření polarizované vlny z nepolarizované pomocí polarizačního filtru

5 POLARIZACE ODRAZEM A LOMEM

V případě nepolarizovaného vlnění jsou všechny směry kmitu v příčném směru zastoupeny rovnoměrně, a proto můžeme nepolarizované světlo dopadající na rozhraní dvou prostředí reprezentovat v každém bodě paprsku složkou vektoru \vec{E} kolmou k rovině dopadu (kolmá složka \bullet) a složkou rovnoběžnou s rovinou dopadu (rovnoběžná složka \uparrow) (viz obr. 5.1). Pro rozhraní dvou prostředí existuje určitý úhel dopadu, zvaný Brewsterův úhel α_B , pro který odražený paprsek neobsahuje rovnoběžnou složku. Odražený paprsek je pak lineárně polarizovaný (s-polarizace) tak, že vektor \vec{E} kmitá kolmo k rovině dopadu. Lomený paprsek odpovídající úhlu dopadu α_B obsahuje proto relativně více rovnoběžné složky a je částečně polarizovaný (p-polarizace) (viz obr. 5.1). V případě, že úhel dopadu je rovný Brewsterovu úhlu α_B , jsou odražený a lomený paprsek k sobě kolmé. Pak platí také, $\alpha_B + \beta_B = 90^\circ$. Zároveň mezi úhly α_B a β_B platí zákon lomu. Odtud pro Brewsterův úhel α_B dostáváme

$$\alpha_B = \arctg \frac{n_2}{n_1}. \quad (5.1)$$

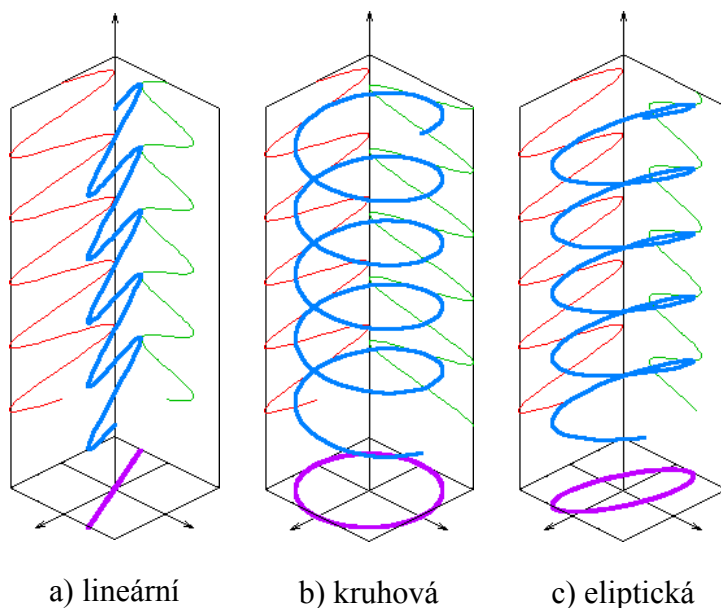


Obr. 5.1: Polarizace odraženého a lomeného paprsku při Brewsterově úhlu [5].

6 ZÁKLADNÍ DRUHY POLARIZACE

Výsledná vlna tvořena kolnými složkami může mít různé stavy polarizace (viz obr. 6.1).

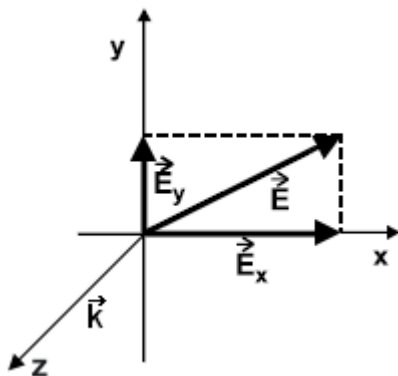
- lineární polarizace (horizontální, vertikální, skloněná)
- kruhová polarizace (pravotočivá, levotočivá)
- eliptická polarizace (obecně každá)



Obr. 6.1: Druhy polarizace podle tvaru opisované křivky [6].

6.1 Lineární polarizace

Analyzujme superpozici dvou lineárně polarizovaných vln o stejné frekvenci, které se šíří v jednom směru. Položíme-li do směru šíření osu z , musí vektor intenzity elektrického pole \vec{E} i vektor magnetické indukce \vec{B} kmitat v rovině $\{x, y\}$ (viz obr. 6.2) [7].



Obr. 6.2: Rovina složená ze dvou lineárně polarizovaných vln

Velikosti složek vektorů těchto vln můžeme vyjádřit pomocí kosinové funkce jako

$$\vec{E}_x(z, t) = E_{0,x} \cos(kz - \omega t), \quad (6.1)$$

$$\vec{E}_y(z, t) = E_{0,y} \cos(kz - \omega t + \varepsilon), \quad (6.2)$$

kde k je vlnový vektor, ω je úhlová frekvence, t je čas a ε je fázový posun mezi těmito vlnami. Vyplyvající superpozice těchto vln je

$$\vec{E}_p(z, t) = \vec{E}_x(z, t) + \vec{E}_y(z, t). \quad (6.3)$$

Pokud $\varepsilon = 2m\pi$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ budou vlny ve fázi. V tomto případě bude rovnice vypadat následovně

$$\vec{E}_p = (\vec{E}_{0,x} + \vec{E}_{0,y}) \cos(kz - \omega t). \quad (6.4)$$

Tato vlna má stálou amplitudu, která se rovná v závorce uvedenému vztahu $(\vec{E}_{0,x} + \vec{E}_{0,y})$, což ukazuje, že tato vlna je také lineárně polarizovaná. Podobně, jestli $\varepsilon = (2m+1)\pi$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ bude výsledná vlna opět lineárně polarizovaná, ale původní vlny budou fázově posunuté.

6.2 Kruhová polarizace

Jde o další speciální případ, kdy obě původní vlny mají stejnou amplitudu a vzájemný fázový posun $\varepsilon = 2m\pi - \frac{\pi}{2}$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. V tomto případě budou rovnice vypadat následovně

$$\vec{E}_x(z, t) = E_0 \cos(kz - \omega t) \quad (6.5)$$

$$\vec{E}_y(z, t) = E_0 \sin(kz - \omega t) \quad (6.6)$$

z toho vyplývá vlna dána rovnicí

$$\vec{E}_R = E_0 [\cos(kz - \omega t) + \sin(kz - \omega t)]. \quad (6.7)$$

Můžeme vidět, že amplituda E_0 je konstantní, ale směr amplitudy se mění s časem. Z toho vyplývá, že amplituda není omezená jednou rovinou jako předtím, ale místo toho se otáčí tak, že osa otáčení (jak je dáno pravidlem pravé ruky) je opačná ke směru pohybu. V tomto případě se jedná o pravotočivou kruhově polarizovanou vlnu.

V opačném případě, pokud $\varepsilon = 2m\pi + \frac{\pi}{2}$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, pak vyplyvající vlna bude mít rovnici

$$\vec{E}_L = E_0 [\cos(kz - \omega t) - \sin(kz - \omega t)]. \quad (6.8)$$

Vlna se točí s osou otáčení ve stejném směru jako pohyb vlny. To nám říká, že se jedná o levotočivou kruhově polarizovanou vlnu.

Mimo jiné je také zajímavé, že lineárně polarizovaná vlna může být vytvořena ze dvou opačně polarizovaných vln.

$$\begin{aligned}\vec{E}_p &= \vec{E}_R + \vec{E}_L \\ &= E_0 [\cos(kz - \omega t) + \sin(kz - \omega t)] + E_0 [\cos(kz - \omega t) - \sin(kz - \omega t)] \\ &= 2E_0 \cos(kz - \omega t)\end{aligned}\quad (6.9)$$

Tato vlna má dvojnásobnou amplitudu oproti původní vlně a je lineárně polarizovaná v rovině x .

6.3 Eliptická polarizace

Tři stavy polarizace, které byly doposud popsány jsou speciálními případy elipticky polarizovaného světla. Abychom našli velikost eliptické polarizace, začneme s rovnicí (6.3)

$$\begin{aligned}\vec{E}_p &= E_{0,x} \cos(kz - \omega t) + E_{0,y} \cos(kz - \omega t + \varepsilon) \\ &= E_{0,x} \cos(kz - \omega t) + E_{0,y} [\cos(kz - \omega t) \cos \varepsilon - \sin(kz - \omega t) \sin \varepsilon] \\ &= (E_{0,x} + E_{0,y} \cos \varepsilon) \cos(kz - \omega t) - E_{0,y} \sin(kz - \omega t) \sin \varepsilon\end{aligned}\quad (6.10)$$

Z rovnice (6.1) dostaneme

$$\cos(kz - \omega t) = \frac{E_x}{E_{0,x}} \quad (6.11)$$

Z rovnice (6.10) se stává

$$\begin{aligned}\vec{E}_E &= (E_{0,x} + E_{0,y} \cos \varepsilon) \frac{E_x}{E_{0,x}} - E_{0,y} \left[1 - \left(\frac{E_x}{E_{0,x}} \right)^2 \right]^{1/2} \sin \varepsilon \\ \vec{E}_E &= E_x + E_x \frac{E_{0,y}}{E_{0,x}} \cos \varepsilon - E_{0,y} \left[1 - \left(\frac{E_x}{E_{0,x}} \right)^2 \right]^{1/2} \sin \varepsilon\end{aligned}\quad (6.12)$$

Tím, že jsme řešili $\vec{E}_E = \vec{E}_x + \vec{E}_y$, získáme

$$\begin{aligned}\frac{E_y}{E_{0,y}} &= \frac{E_x}{E_{0,x}} \cos \varepsilon - \left[1 - \left(\frac{E_x}{E_{0,x}} \right)^2 \right]^{1/2} \sin \varepsilon \\ \frac{E_y}{E_{0,y}} - \frac{E_x}{E_{0,x}} \cos \varepsilon &= \left[1 - \left(\frac{E_x}{E_{0,x}} \right)^2 \right]^{1/2} \sin \varepsilon.\end{aligned}\quad (6.13)$$

Umocněním obou stran na druhou a přeskupením získáme

$$\left(\frac{E_x}{E_{0,x}}\right)^2 - 2\left(\frac{E_x}{E_{0,x}}\right)\left(\frac{E_y}{E_{0,y}}\right)\cos\varepsilon + \left(\frac{E_y}{E_{0,y}}\right)^2 = \sin^2\varepsilon \quad (6.14)$$

Rovnice (6.14) je rovnicí elipsy s orientovaným úhlem α daným vztahem

$$\tan 2\alpha = \frac{2E_{0,x}E_{0,y}\cos\varepsilon}{E_{0,x}^2 - E_{0,y}^2} \quad (6.15)$$

V obecném případě je tedy rovinná harmonická vlna (6.3) elipticky polarizovaná (viz obr. 6.1) – koncový bod vektoru \vec{E} opisuje v rovině z konstantní elipsu. Smysl otáčení z rovnice (6.14) nezjistíme, protože jsme při jejím odvozování vyloučili závislost na čase t .

Pokud otáčíme souřadnicovým systémem (E_x, E_y) pomocí úhlu, můžeme to vyjádřit známější formou

$$\left(\frac{E_x}{E_{0,x}}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{E_{0,y}}\right)^2 = 1 \quad (6.16)$$

Je vidět, že kruhově polarizované i rovině polarizované světlo jsou zvláštní případy

rovnice (6.14). Při následující úvaze, pokud $\varepsilon = \frac{2m+1}{2}\pi$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

a $E_{0,x} = E_{0,y} = E_0$, pak se z rovnice (6.14) stane

$$E_x^2 = E_y^2 = E_0^2. \quad (6.17)$$

což je rovnice kružnice. Podobně, jestli $\varepsilon = m\pi$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, bude mít rovnice (6.14) tvar

$$E_y = \pm \frac{E_{0,y}}{E_{0,x}} E_x \quad (6.18)$$

Toto je rovnice přímky se sklonem $\pm \frac{E_{0,y}}{E_{0,x}}$.

Nyní můžeme popsat konkrétní vlnu světla v rámci specifického stavu polarizace. Pokud je světlo lineárně nebo rovinně polarizované, pak můžeme říct, že se jedná o P-stav. Světlo, které je pravo- (levo-) točivě kruhově polarizované je v R- (L-) stavu. Elipticky polarizované světlo je v E-stavu [8].

7 JONESŮV VEKTOR

V roce 1941 R. Clark Jones vyvinul metodu, která spočívá v popsaní polarizace světla pomocí vektorů. Tyto vektory jsou nazývány Jonesovy vektory. Jonesův vektor má tvar

$$\vec{E}(t) = \begin{pmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{0,x} e^{j\varphi_x} \\ E_{0,y} e^{j\varphi_y} \end{pmatrix}. \quad (7.1)$$

Od obecného tvaru Jonesova vektoru (7.1) lze přejít k normalizovanému tvaru s užitím normalizační podmínky

$$C^2 \vec{E} \vec{E}^* = 1. \quad (7.2)$$

V normalizovaném tvaru nabývají Jonesovy vektory pro základní polarizační stavy světelné vlny jednoduchého tvaru (viz tab. 7.1).

Z tabulky 7.1 je zřejmé, že existují ortogonální polarizační stavy (popsané vzájemně ortogonálními Jonesovými vektory – dva komplexní vektory \vec{A} a \vec{B} jsou ortogonální, pokud $\vec{A} \cdot \vec{B}^* = 0$), takovou dvojici představuje např. horizontálně a vertikálně lineárně polarizované záření, nebo pravo- a levotočivě kruhově polarizované záření. Libovolný polarizační stav může být popsán pomocí lineární kombinace vektorů tvořících ortonormální soubor. Například horizontálně lineárně polarizované záření lze získat jako součet pravo- a levotočivě kruhově polarizovaného záření stejné intenzity

$$\vec{E}_{rcp} + \vec{E}_{lcp} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ i \end{pmatrix} + \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -i \end{pmatrix} = \frac{2}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = \vec{E}_h. \quad (7.3)$$

Vlastnosti polarizačních prvků můžeme popsat pomocí tzv. Jonesovy matice. V Jonesově počtu potom působení polarizačních prvků na světelnou vlnu odpovídá násobení matic. Jako příklad můžeme uvést působení lineárního polarizátoru propouštějícího horizontálně polarizované záření na pravotočivě kruhově polarizovanou vlnu

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ i \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (7.4)$$

čili výsledkem je horizontálně lineárně polarizovaná vlna [9].

Tab. 7.1: Jonesovy a Stokesovy vektory pro některé polarizační stavy [10]

polarizační stav	Jonesův vektor	Stokesův vektor	grafický symbol
Lineární polarizace $\parallel x$ (horizontální)	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	\longleftrightarrow
Lineární polarizace $\parallel y$ (vertikální)	$\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	\updownarrow
Lineární polarizace svírající $\sphericalangle 45^\circ$ s osou x	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$	\nearrow
Obecná lineární polarizace s azimutem α	$\begin{pmatrix} \cos \alpha \\ \pm \sin \alpha \end{pmatrix}$		\nearrow
Pravotočivá kruhová polarizace (rcp)	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ i \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$	\circlearrowright
Levotočivá kruhová polarizace (lcp)	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -i \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix}$	\circlearrowleft
Obecná eliptická polarizace	$\begin{pmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \cdot e^{-i\Delta} \end{pmatrix}$		

8 STOKESŮV VEKTOR

Jonesův vektor (a tedy i Jonesův počet) lze použít pouze pro popis plně polarizovaného záření. V praxi se však často setkáváme se zářením částečně polarizovaným, či nepolarizovaným. V tomto případě se zavádí pro popis polarizačního stavu záření, tzv. Stokesův vektor $\vec{\mathbf{S}}$, který má tvar

$$\vec{\mathbf{S}} = \begin{pmatrix} I \\ Q \\ U \\ V \end{pmatrix}, \quad (8.1)$$

$$\text{kde } I \text{ (celková intenzita)} = \langle E_{0,x}^2 \rangle + \langle E_{0,y}^2 \rangle \quad (8.2a)$$

$$Q = I_0 - I_{90} = \langle E_{0,x}^2 \rangle - \langle E_{0,y}^2 \rangle \quad (8.2b)$$

$$U = I_{45} - I_{-45} = \langle 2E_{0,x}E_{0,y} \cos \varepsilon \rangle, \quad \text{kde } \varepsilon = \varphi_x - \varphi_y \quad (8.2c)$$

$$V = I_{rcp} - I_{lcp} = \langle 2E_{0,x}E_{0,y} \sin \varepsilon \rangle \quad (8.2d)$$

Zatímco komponenty Jonesova vektoru jsou amplitudy intenzity elektrického pole světelné vlny, komponenty Stokesova vektoru odpovídají zářivostem (kvadrátům amplitudy elektrického pole). Složky Q , U , V odpovídají vždy rozdílu v intenzitě mezi dvěma ortogonálními polarizačními stavy [11].

Pro úplně polarizované světlo platí

$$I^2 = Q^2 + U^2 + V^2 \quad (8.3)$$

pro částečně polarizované světlo

$$0 < (Q^2 + U^2 + V^2) < I^2 \quad (8.4)$$

pro nepolarizované světlo

$$Q = U = V = 0 \quad (8.5)$$

Stokesův vektor pro nepolarizované světlo má tvar

$$\vec{\mathbf{S}}_{\text{nepol}} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Složky Stokesova vektoru lze změřit pomocí sady čtyř filtrů, z nichž první je izotropní, tj. propouští všechny polarizační komponenty stejně, druhý je horizontálně

lineární polarizátor, třetí lineární polarizátor s osou propustnosti 45° a čtvrtý je cirkulární polarizátor propouštějící pravotočivě kruhově polarizované záření. Stokesovy vektory pro některé polarizační stavy jsou uvedeny v tabulce 7.1.

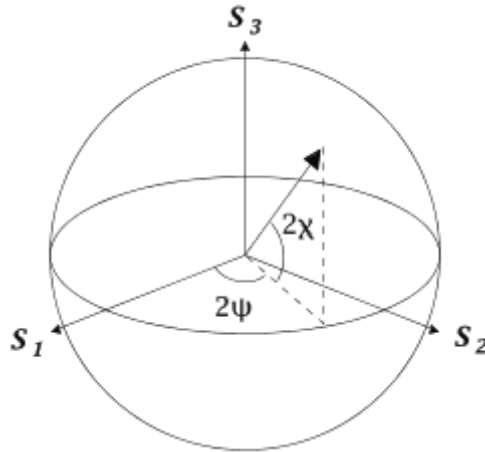
Pro charakterizaci částečně polarizovaného záření, které je vlastně směsí polarizovaného a nepolarizovaného záření se zavádí veličina stupeň polarizace P , definovaná jako podíl intenzity polarizovaného záření I_{pol} k celkové intenzitě

$$I_{pol} + I_{nepol}$$

$$P = \frac{I_{pol}}{I_{pol} + I_{nepol}}. \quad (8.6)$$

9 STOKESOVY PARAMETRY

Dnes můžeme popsat polarizované světlo pomocí tzv. Stokesových parametrů, které stejně jako vektor \vec{S} definoval roku 1852 George Gabriel Stokes. Tyto čtyři parametry jsou použitelné jen u elektromagnetických vln. Vztah Stokesových parametrů k intenzitě I a parametrům eliptické polarizace je vidět na obrázku 9.1 a na rovnicích (9.1).



Obr. 9.1: Zobrazení Stokesových parametrů v trojrozměrném prostoru [11].

$$\begin{aligned}
 S_0 &= I \\
 S_1 &= Ip \cos 2\psi \cos 2\chi \\
 S_2 &= Ip \sin 2\psi \cos 2\chi \\
 S_3 &= Ip \sin 2\chi
 \end{aligned}
 \tag{9.1}$$

kde S_0 je náhodná zářivost a S_1 , S_2 a S_3 je určitý stav polarizace. Z fyzikálního hlediska můžeme vysvětlit poslední tři parametry tímto způsobem. S_1 nám říká o jakou polarizaci se jedná, pokud bude $S_1 > 0$, jedná se o horizontální P-stav nebo vertikální P-stav, když $S_1 < 0$. Jestliže $S_1 = 0$, paprsek je buď eliptický v $\pm 45^\circ$, kruhově polarizovaný nebo nepolarizovaný. Podobný je i parametr S_2 , který představuje pravděpodobnost, kdy světlo je v P-stavu orientované v $+45^\circ$ tzn., že $S_2 > 0$, pokud $S_2 < 0$ bude světlo orientované v -45° nebo není vůbec orientované, když $S_2 = 0$. Nakonec parametr S_3 , který také souvisí s pravděpodobností a určuje o jakou polarizaci se jedná R-stav ($S_3 > 0$), L-stav ($S_3 < 0$) nebo žádný ($S_3 = 0$).

Dále Ip , 2ψ a 2χ jsou kulové souřadnice polarizace v trojrozměrném prostoru posledních třech Stokesových parametrů. Všimněte si násobku dvou před ψ a χ , což odpovídá skutečnosti, že jakákoliv polarizační elipsa je nerozeznatelná od elipsy

pootočené o 180° nebo od takové která má zaměněné délky poloos a zároveň je pootočená o 90° . Stokesovy parametry jsou někdy označovány jako I , Q , U a V [12].

Můžeme je také spojit s elektromagnetickým polem použitím výrazů pro kvazimonochromatické vlny,

$$\vec{E}_x(z, t) = E_{0,x} \cos(kz - \omega t + \varepsilon_x) \quad (9.2)$$

a

$$\vec{E}_y(z, t) = E_{0,y} \cos(kz - \omega t + \varepsilon_y), \quad (9.3)$$

kde $\vec{E} = E_x + E_y$. Z definice záření se ze Stokesových parametrů stane

$$\begin{aligned} S_0 &= \langle E_{0,x}^2 \rangle + \langle E_{0,y}^2 \rangle \\ S_1 &= \langle E_{0,x}^2 \rangle - \langle E_{0,y}^2 \rangle \\ S_2 &= \langle 2E_{0,x}E_{0,y} \cos \varepsilon \rangle \\ S_3 &= \langle 2E_{0,x}E_{0,y} \sin \varepsilon \rangle \end{aligned} \quad (9.4)$$

kde $\varepsilon = \varepsilon_y - \varepsilon_x$, konstanta $\frac{\varepsilon_0 c}{2}$ se zanedbává.

Pokud bude paprsek nepolarizovaný, pak $\langle E_{0,x}^2 \rangle = \langle E_{0,y}^2 \rangle > 0$. V tomto případě $S_0 = 2\langle E_0^2 \rangle$ a $S_1 = S_2 = S_3 = 0$. Je vhodné normalizovat Stokesovy parametry. Toho docílíme dělením každého z nich parametrem S_0 . Z toho vyplývá, že náhodné světlo má jednotné záření. Sada parametrů (S_0, S_1, S_2, S_3) pro nepolarizované světlo je pak $(1, 0, 0, 0)$. Pokud je světlo horizontálně polarizované, normalizované parametry jsou $(1, 1, 0, 0)$. Podobné výsledky dostaneme i pro další orientace světla. Potom má rovnice pro úplně polarizované světlo následující tvar

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2, \quad (9.5)$$

zatímco pro částečně polarizované světlo

$$V = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}}{S_0}, \quad (9.6)$$

kde V je definované jako míra polarizace.

10 MÜLLERŮV POČET

Müllerův počet je maticová metoda na zpracování Stokesových vektorů, které představují polarizaci nekoherentního světla. Tuto metodu vytvořil v roce 1943 Hans Müller, v té době profesor fyziky v Massachusettském technickém institutu. Světlo, které je nepolarizované nebo částečně polarizované musí být upraveno použitím Müllerova počtu, zatímco úplně polarizované světlo můžeme upravit buď Müllerovým počtem nebo jednoduchým Jonesovým počtem. Koherentní světlo musí být upraveno Jonesovým počtem, protože později se spíše pracuje s amplitudou než s intenzitou světla. Výsledek určitého optického prvku je popsán Müllerovou maticí, jedná se o zobecněnou Jonesovu matici 4×4 [13].

Jakýkoliv stav polarizovaného, částečně polarizovaného nebo nepolarizovaného světla může být popsán Stokesovým vektorem \vec{S} . Jakýkoliv optický prvek může být popsán Müllerovou maticí M .

Pokud je paprsek světla zpočátku ve stavu \vec{S}_i a potom prochází optickým prvkem M a přechází do stavu \vec{S}_0 , pak vektor bude mít tvar

$$\vec{S}_0 = M\vec{S}_i \quad (10.1)$$

Jestliže paprsek světla prochází optickým prvkem M_1 následně M_2 a potom M_3 tak vektor bude mít následující tvar

$$\vec{S}_0 = \left(M_3 \left(M_2 \left(M_1 \vec{S}_i \right) \right) \right). \quad (10.2)$$

Pokud násobení matic je asociativní, můžeme psát

$$\vec{S}_0 = M_3 M_2 M_1 \vec{S}_i. \quad (10.3)$$

Musíme si dát pozor, protože násobené matice nelze zaměnit, obecně řečeno

$$M_3 M_2 M_1 \vec{S}_i \neq M_1 M_2 M_3 \vec{S}_i. \quad (10.4)$$

Níže jsou uvedené Müllerovy matice pro některé polarizační stavy:

$$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Lineární polarizace} \\ \text{(horizontální} \\ \text{přenos)}$$

$$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Lineární polarizace} \\ \text{(vertikální} \\ \text{přenos)}$$

$$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Lineární polarizace} \\ \text{svírající } \sphericalangle +45^\circ \\ \text{s osou } x$$

$$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Lineární polarizace} \\ \text{svírající } \sphericalangle -45^\circ \\ \text{s osou } x$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Fázový posuv o} \\ \text{čtvrtinu vlnové} \\ \text{délky (pevná} \\ \text{vertikální osa)}$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Fázový posuv o} \\ \text{čtvrtinu vlnové} \\ \text{délky (pevná} \\ \text{horizontální osa)}$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \quad \text{Fázový posuv o} \\ \text{polovinu vlnové} \\ \text{délky (pevná} \\ \text{vertikální osa)}$$

$$\frac{1}{4} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Tlumicí filtr} \\ \text{(25\% přenos)}$$

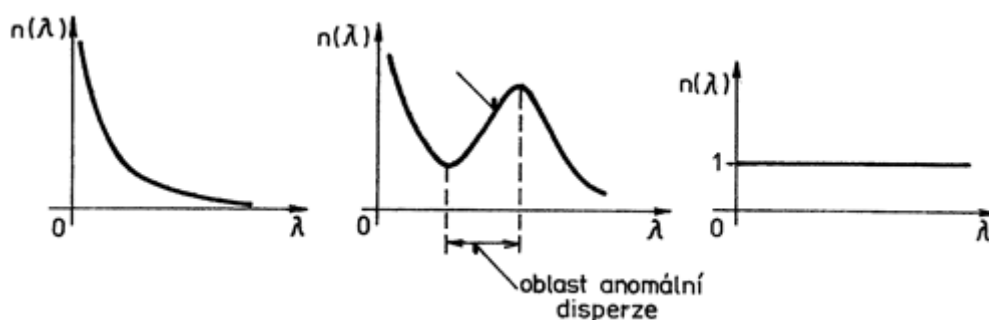
11 DISPERZE SVĚTLA

Při lomu bílého světla může docházet k rozkladu světla na barevné paprsky. Tomuto jevu říkáme disperze nebo-li rozptyl světla. Disperze světla je dána závislostí rychlosti světla na frekvenci světla (viz vztah 11.1) pro látkové prostředí. Světlo s vyšší frekvencí (tedy s kratší vlnovou délkou) se obvykle pohybuje prostředím menší rychlostí, nastává tzv. normální disperze. Protože je index lomu definován pomocí rychlosti světla, závisí také na frekvenci. Při normální disperzi se s rostoucí frekvencí zmenšuje. Pro červené světlo má index lomu nejmenší hodnotu, pro fialové největší hodnotu, liší se však nepatrně [14].

$$f = \frac{v}{\lambda}, \quad (11.1)$$

kde λ je vlnová délka světla v látkovém prostředí a v je rychlost světla v prostředí.

Každé prostředí je charakterizováno tzv. disperzní křivkou indexu lomu (viz obr. 11.1).



Obr. 11.1: Disperzní křivka indexu lomu [14].

Podle této křivky rozlišujeme prostředí normální disperzní, anomální disperzní a nedisperzní. Pro normální disperzní prostředí platí, že se index lomu zmenšuje s rostoucí vlnovou délkou. V anomálním disperzním prostředí hodnota indexu lomu s rostoucí vlnovou délkou kolísá. V nedisperzním prostředí k disperzi nedochází. Je třeba si uvědomit, že k disperzi dochází pouze v látkových prostředích. Ve vakuu se světla všech barev šíří stejnou rychlostí a tedy k disperzi nedochází [15].

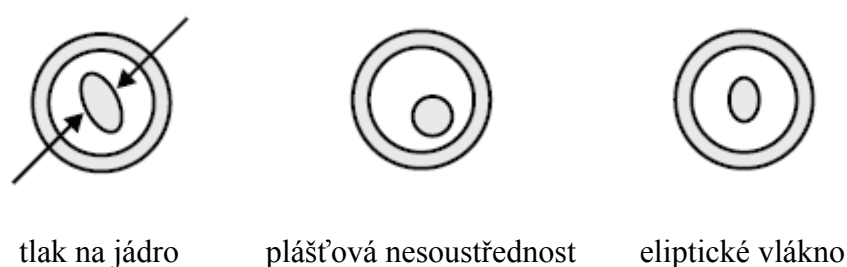
Tab. 11.1: Barvy spektra viditelné části světla [6]

Barva	Vlnová délka [nm]	Frekvence [THz]
červená	~ 625 – 740	~ 480 – 405
oranžová	~ 590 – 625	~ 510 – 480
žlutá	~ 565 – 590	~ 530 – 510
zelená	~ 520 – 565	~ 580 – 530
azurová	~ 500 – 520	~ 600 – 580
modrá	~ 430 – 500	~ 700 – 600
fialová	~ 380 – 430	~ 790 – 700

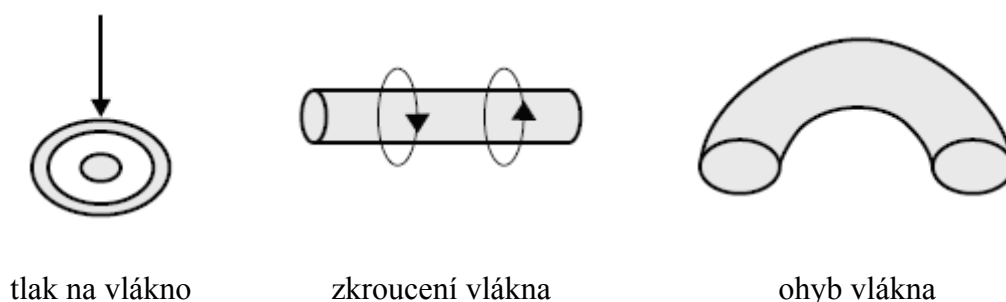
12 POLARIZAČNÍ VIDOVÁ DISPERZE

V jednovidových vláknech existují dvě různé polarizace vidu a to vede k polarizační vidové disperzi (Polarisation Mode Dispersion – PMD). Přestože je její vliv ve srovnání s chromatickou disperzí výrazně slabší, vyvolává však mezisymbolovou interferenci. V současné době začíná pro provozovatele optických tras představovat ještě složitější problém. Důvodem je, že působení PMD je značně nepředvídatelné a závislé na mnoha dalších faktorech.

Původ PMD spočívá v tom, že optické vlákno není ideálně kruhové a homogenní, popřípadě na něj působí vnější vlivy (viz obr. 12.1 a 12.2).



Obr. 12.1: Nedokonalé vláknové provedení [16]



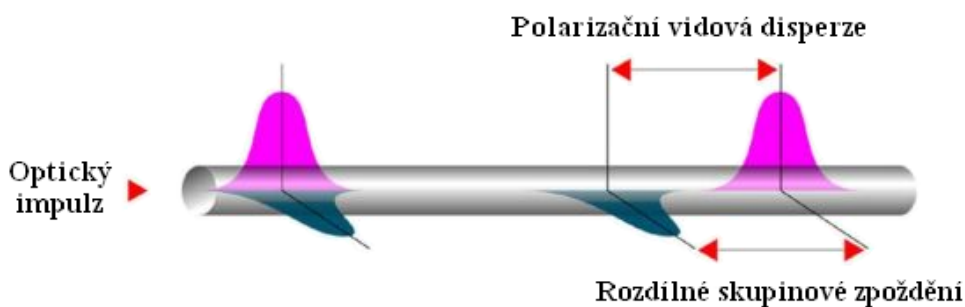
Obr. 12.2: Vnější působení na vlákno [16]

Tím vzniká ve vláknu tzv. dvojlom. Navážeme-li do jednovidového optického vlákna záření, bude se v něm šířit jen jeden vid lineárně polarizovaný LP_{01} skládající se z dominantního vidu HE_{11} , který má jako jediný nulovou mezní frekvenci. Tento vid se vlivem dvojlomu optického vlákna rozloží do x a y polarizace (viz obr. 12.3b). Tzn., že je lineárně polarizovaný ve směru osy x nebo ve směru osy y (složka ve směru osy z je přibližně 100x menší). Ve skutečnosti SM vlákno není jednovidové, protože vede dva pravoúhlé polarizované vidy. Jestliže je zachována podmínka ideálního šíření, tedy vlákno je ideálně kruhově symetrické a je z izotropního materiálu, potom vid s polarizací ve směru osy x a vid s polarizací ve směru osy y mají stejnou rychlost šíření (viz obr. 12.3a). V praxi však existuje částečná anizotropie optického vlákna a jeho

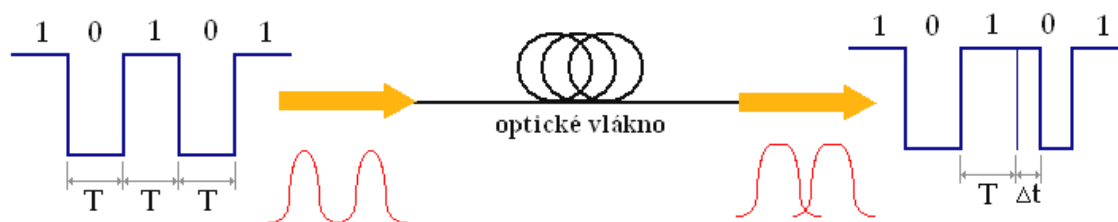
nekruhovost způsobuje různou rychlost šíření, tj. vzájemné časové zpoždění těchto dvou pravoúhlých polarizovaných vidů a jelikož impuls nesoucí informaci je tvořen oběma vidy, dochází k jeho roztažení. To vede k omezování maximální přenosové rychlosti systému a též ke snížení odstupe signálu od šumu (Signal to Noise Ratio – SNR) tím, že časovým rozšířením impulsu se snižuje výkonová špička impulsu (viz obr. 12.3c).



a) ideální vlákno



b) reálné vlákno [17]



c) impulsy procházející trasou

Obr. 12.3: Působení polarizační vidové disperze na přenášený signál.

„Působení PMD je tedy obdobné jako působení chromatické disperze. Zásadní odlišnost spočívá ovšem v ovlivnitelnosti obou jevů dalšími faktory. Zatímco chromatická disperze je prakticky zcela určena pouze výrobou vlákna a je v podstatě nezávislá na montáži trasy a vlivech okolního prostředí, situace je zcela jiná v případě PMD. Dvojlohm ve vláknu, jež je příčinou PMD je dán nejen výrobou vlákna (zejména podélnou homogenitou jeho kruhovosti a materiálovými nehomogenitami), ale také

kabelováním a co je zejména důležité, ohyby a mechanickými pnutími vlákna tzn. kvalitou montáže trasy. Také vlivy okolního prostředí, jako jsou vibrace nebo teplotní změny, mohou velikost PMD optického vlákna změnit. Problematicnost PMD spočívá také v tom, že uvedené faktory ho ovlivňují značně náhodným způsobem.

Navíc zmíněné dva polarizační vidy se v běžných telekomunikačních vláknech nešíří nezávisle, ale velmi intenzivně si navzájem při průchodu vláknem vyměňují energii. Výsledkem je značná náhodnost PMD, a to dále přispívá k nevypočitatelnosti tohoto jevu. Souhrnně lze říci, že PMD nejenže závisí na mnoha faktorech, ale je nutné k němu přistupovat jako k náhodnému kolísajícímu jevu. Narozdíl od chromatické disperze v případě PMD není možné stanovit s dostatečnou přesností její hodnotu pro optickou trasu výpočtem.

Uvedené vlastnosti PMD mají za následek také obtížnou kompenzaci jejího vlivu. Narozdíl od poměrně jednoduché, velmi účinné a statické (pasivní) kompenzaci chromatické disperze je kompenzace PMD takřka jejím pravý opakem. Pro značnou náhodnost a proměnlivost jevu by měla být kompenzace PMD dynamická. Je proto i velmi drahá. Navíc je také méně účinná. Vliv PMD nelze jako v případě chromatické disperze v podstatě zcela vykompenzovat, ale jen částečně snížit např. na 1/3 (dnes již jsou komerčně nabízené kompenzátory PMD, umožňující přenos 10 Gbit/s i na trase s celkovou hodnotou PMD zpoždění až do 100 ps).

Zpoždění vlivem PMD dokonce také do určité míry kolísá i se změnou vlnové délky záření a udávaná hodnota PMD představuje spektrální střední hodnotu. (Toto spektrální kolísání vystihuje tzv. PMD 2. řádu, kterým se dále v práci zabývat nebudu, protože jeho vliv je ještě výrazně slabší.

Pro běžná telekomunikační vlákna je polarizační vidová disperze definována jako PMD koeficient:

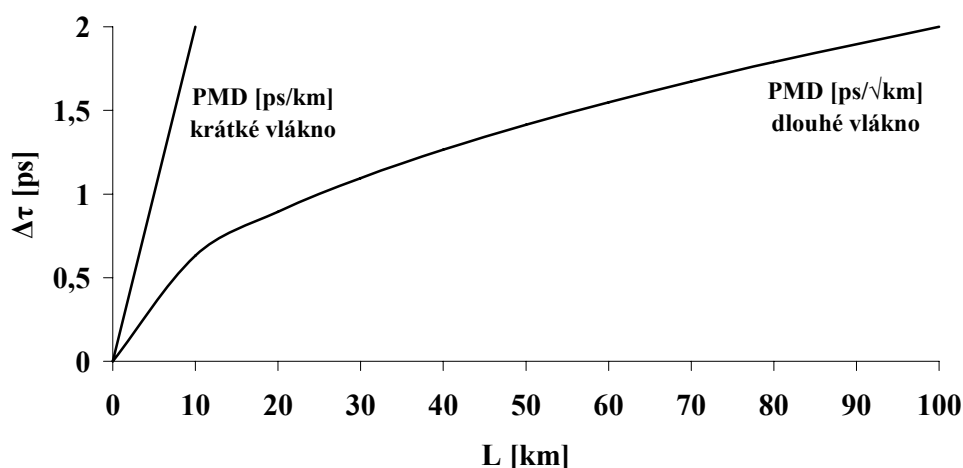
$$\begin{array}{c} \text{krátká vlákna} \\ PMD = \frac{\Delta\tau}{L} \quad [ps/km] \quad (12.1) \end{array}$$

$$\begin{array}{c} \text{dlouhá vlákna} \\ PMD = \frac{\Delta\tau}{\sqrt{L}} \quad [ps/\sqrt{km}] \quad (12.2) \end{array}$$

Celkové zpoždění nenarůstá se vzdáleností tak rychle (lineárně), jako v případě chromatické disperze (viz obr. 12.4). Běžnými telekomunikačními vlákny rozumíme všechna jednovidová optická vlákna kromě speciálních vláken s velkým dvojlomem, používaná např. v sensorové technice jako vlákna zachovávající polarizaci.

U vláken dnes vyráběných je zpravidla garantována hodnota PMD koeficientu $0,5 \text{ ps}/\sqrt{km}$, což je hodnota ve srovnání s koeficientem chromatické disperze velmi

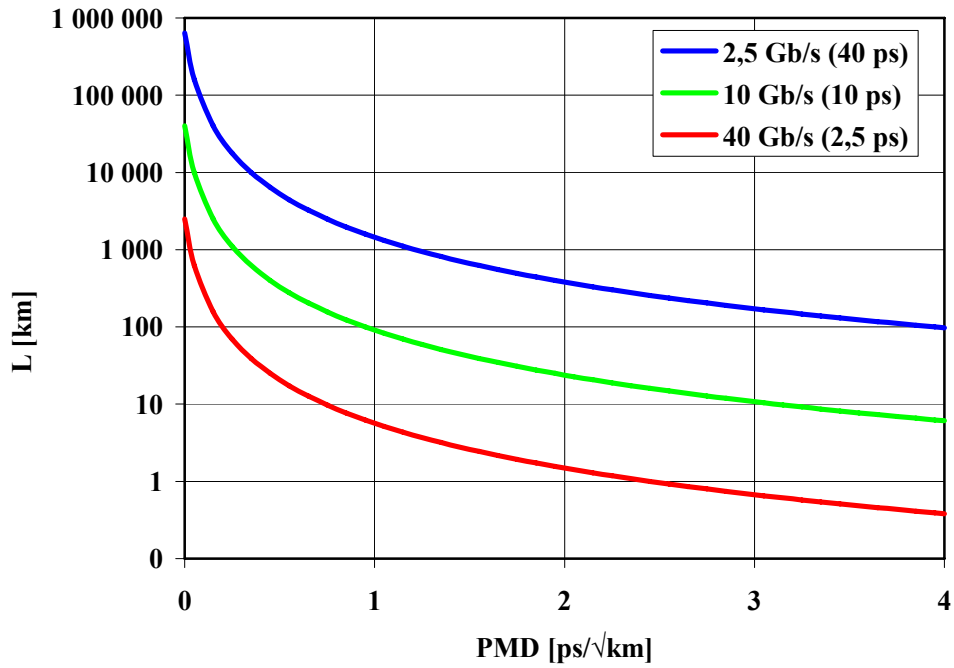
nížká, přičemž skutečná hodnota PMD koeficientu bývá ještě podstatně nižší. Pro přenosové systémy s rychlostí 40 Gbit/s a vyšší se do budoucnosti požaduje hodnota PMD koeficientu přibližně $0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$. Důležité je, aby hodnota koeficientu byla udávána pro vlákna v kabelu, jelikož kabelování a konstrukce kabelu má na PMD také vliv. Z výše uvedeného vyplývá, že polarizační vidová disperze se začne uplatňovat až při vyšších přenosových rychlostech (systémy s přenosovou rychlostí 10 Gbit/s a více). Hodnoty koeficientu PMD mohou být však vyšší v případě starších vláken, vyrobených před rokem 1997, kdy ještě PMD vláken nebylo pečlivě sledováno. Čím starší vlákno, tím je větší riziko zvýšené hodnoty koeficientu PMD. Podle studie tehdejšího Bellcoru měla vlákna vyrobená v roce 1996 z 20% větší koeficient PMD než $0,8 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ [18].



Obr. 12.4: PMD pro krátké i dlouhé jednovidové vlákno (ITU-T G.652)

Tab. 12.1: Hodnoty PMD pro různé systémy

SDH	přenosová rychlost B [Gbit/s]	přenosová rychlost B [kbit/s]	trvání jednoho bitu $T_{bit} = \frac{1}{B}$	limit zpoždění DGD $\langle \Delta \tau \rangle = 0,1 \cdot T_{bit}$	PMD koeficient [ps/ $\sqrt{\text{km}}$], 100 km vlákna $PMD_{Q100} = \frac{\langle \Delta \tau \rangle}{\sqrt{L}}$
STM-0	0,055	51 840	19,30 ns	1,9 ns	≤ 190
STM-1	0,155	155 520	6,43 ns	640 ps	≤ 64
STM-4	0,622	622 080	1,61 ns	160 ps	≤ 16
STM-8	1,2	1 244 160	803,76 ps	80 ps	≤ 8
STM-16	2,5	2 488 320	401,88 ps	40 ps	≤ 4
STM-32	5	4 976 640	200,94 ps	20 ps	≤ 2
STM-64	10	9 953 280	100,47 ps	10 ps	≤ 1
STM-256	40	39 813 120	25,12 ps	2,5 ps	$\leq 0,25$



Obr. 12.5: Závislost maximální délky vlákna na PMD pro různé systémy.

Na obrázku 12.5 je vidět, že se zvýšením rychlosti přenosu dat a s rostoucí polarizační vidovou disperzí, klesá maximální vhodná délka vlákna. Např. pro dané vlákno s $\text{PMD } 1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ bude maximální délka vlákna pro systém 40 Gb/s 6,25 km.

13 MĚŘENÍ POLARIZAČNÍ VIDOVÉ DISPERZE

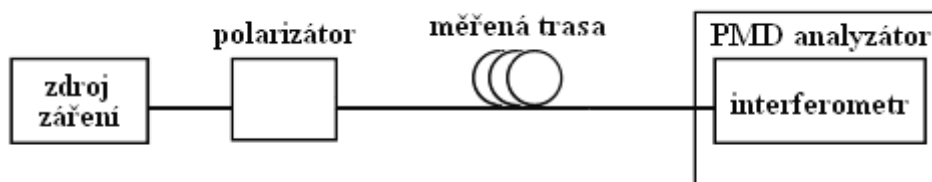
Z předcházející části popisující jev polarizační vidové disperze vyplývá i nutnost měření tohoto parametru. Měření PMD vlákna se provádí od výroby, přes kabelování, závěrečné měření při uvedení instalované kabelové trasy do provozu až po údržbová měření.

Jak bylo řečeno, polarizační vidová disperze optického vlákna je důsledkem rozdílného zpoždění dvou polarizačních vidů signálu. Hodnoty zpoždění způsobené vlivem PMD jsou velmi malé (řádu jednotek až desítek ps). Takto malé časové hodnoty je nutné zjišťovat nepřímým měřením. Proto se používají jiné metody, než například pro měření chromatické disperze, kde je také měřeno zpoždění jednotlivých složek signálu.

Principy základních metod ke zjištění PMD budou popsány níže s orientací na měření optických kabelových tras.

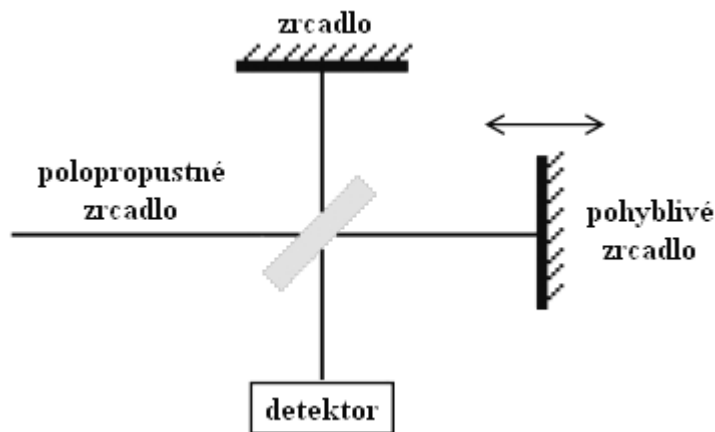
13.1 Měření PMD metodou interferometrickou

Interferometrická metoda měření PMD je založena na interferenci nízkokoherentního optického záření. Princip metody je zobrazen na obrázku 13.1.



Obr. 13.1: Metoda interferometrická

Jako zdroj záření se využívá polarizovaná širokospektrální LED dioda (nízkokoherentní zdroj záření). Na výstupu měřené kabelové trasy je použit Michelsonův interferometr, na kterém se získává autokorelační funkce přicházejícího optického záření. Detailnější pohled na Michelsonův interferometr je na obrázku 13.2.

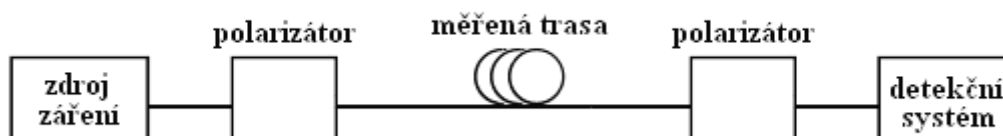


Obr. 13.2: Michelsonův interferometr

Optické záření se v interferometru rozdělí do dvou větví, z nichž v jedné větvi je pevné zrcadlo a v druhé zrcadlo pohyblivé. Pohyblivým zrcadlem měníme fázový posun mezi signály obou větví a pomocí jejich interference na detektoru zjišťujeme zpoždění vlivem PMD. Měření se provádí pouze v jednom kroku, protože není třeba provádět nastavování referenční hodnoty. K měření se používá pouze měřené optické vlákno. Tato měřicí metoda je velmi rychlá a dostatečně přesná pro měření PMD optických tras. Je možné měřit hodnoty zpoždění PMD od 0,1 ps až po stovky ps, což je pro měření optických kabelových tras naprosto postačující. Tato metoda je vhodná pro měření v terénu pro svou rychlost, odolnost vůči vibracím optického vlákna a nepotřebě stanovování referenční hodnoty [18].

13.2 Měření PMD metodou skenování vlnové délky

Základem metody skenování vlnové délky nebo také metody s fixním analyzátozem je měření optického výkonu, procházejícího měřenou trasou, v závislosti na vlnové délce. Měřicí sestava je zobrazena na obrázku 13.3.



Obr. 13.3: Metoda skenování vlnové délky

Jako zdroj záření je možné použít širokospektrální LED diodu, nebo laditelný laser. Za zdrojem následuje polarizátor. Na detekční straně měřicího systému je nutné

dle užitého zdroje použít detekční prvek tak, aby bylo možné provádět měření výkonu v závislosti na vlnové délce. Tzn. pro širokospektrální zdroj je to optický spektrální analyzátor OSA, pro laditelný laser postačuje měřidlo výkonu. Většinou se ke stanovení PMD používá rychlá Fourierova transformace (FFT), která umožňuje naměřené spektrální výsledky převést přímo do časové oblasti. Metoda skenování vlnové délky je časově náročnější, jelikož je třeba provádět dva měřicí kroky a je náchylnější na vibrace vlákna.

13.3 Měření PMD metodou polarimetrickou

Polarimetrická metoda je dle ITU stanovena jako referenční metoda pro měření PMD. Pod názvem polarimetrická metoda se skrývá více metod, které pracují na obdobném základě. Jádrem těchto metod je zjišťování komplexních informací o polarizačním stavu na vstupu a na výstupu optické trasy, což obě dříve popsané metody neumožňují.

Jedná se o metody:

- metoda analýzy Jonesovy matice
- metoda Poincarého koule
- metoda polarizačních stavů (SOP)

Polarimetrické metody jsou ze zmiňovaných metod nejpřesnější a umožňují vysokou reprodukovatelnost naměřených výsledků, protože skutečně známe veškeré informace o polarizaci vstupního a výstupního záření. Nevýhodou těchto metod je vysoká časová náročnost měření a složitost měřicí aparatury. Použití této metody je také více náchylné na vibrace vlákna a navíc vysokou přesnost při měření PMD tras ani nevyužijeme. Tyto metody se používají pro přesná měření PMD velmi malých hodnot, například u optických součástek ve výrobě. Soubor polarimetrických metod není příliš vhodný pro měření optických kabelových tras v terénu.

13.4 Měření skutečných vláken

Měření proběhlo 9. ledna 2008 pomocí univerzálního měřicího systému FTB-400 s PMD analyzátozem FTB-5500B (viz obr. 13.4). Technika spočívá ve využití autokorelační a křížové funkce k určení hodnoty PMD. Jako zdroj signálu se používá přesný laser s účinným pásmovým měničem.



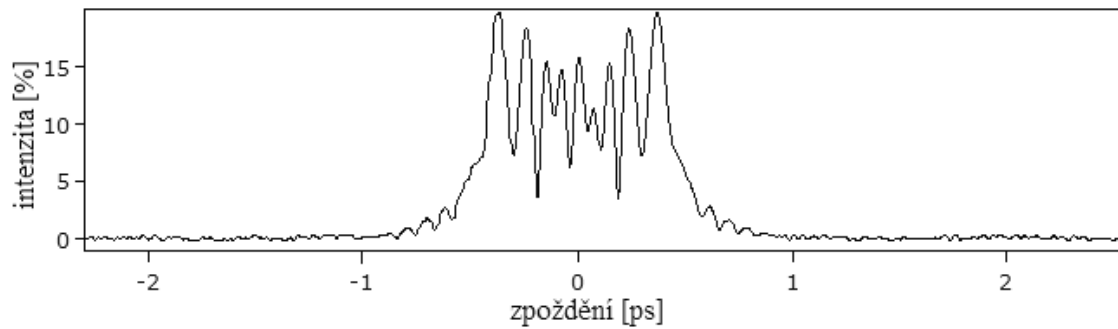
Obr. 13.4: Univerzální měřicí systém FTB-400 s PMD analyzátozem FTB-5500B

EXFO FTB-5500B je osvědčený PMD analyzátor, který určil nové hranice pro měření PMD v terénu. Představuje nejrozšířenější přístroj tohoto typu na světě. Je založen na interferometrické měřicí metodě, doporučené mezinárodními normami pro měření PMD na kabelových trasách. Vyznačuje se snadnou a rychlou obsluhou, vysokým překlenutelným útlumem a měřicím rozsahem. Je vyráběn jako zásuvný modul do univerzálního měřicího systému EXFO FTB-400, který vyhovuje nejnáročnějším požadavkům jak při instalaci a údržbě optických vláken a kabelů, tak i při měření parametrů signálů systému CWDM, DWDM.

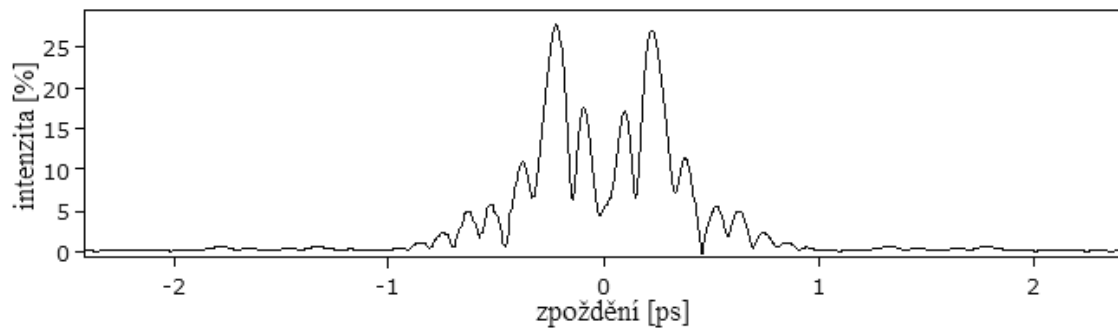
Pokud by se při měření ukázalo, že dané optické vlákno měřené trasy vykazuje zpoždění PMD větší, než je schopen tolerovat přenosový systém (viz tab. 12.1), nelze takový systém použít. Zde jsou naměřené hodnoty a výsledné náměry optických vláken typu Telecom Fiber, délky 25 km.

Tab. 13.1: Naměřené hodnoty pomocí PMD analyzátoru

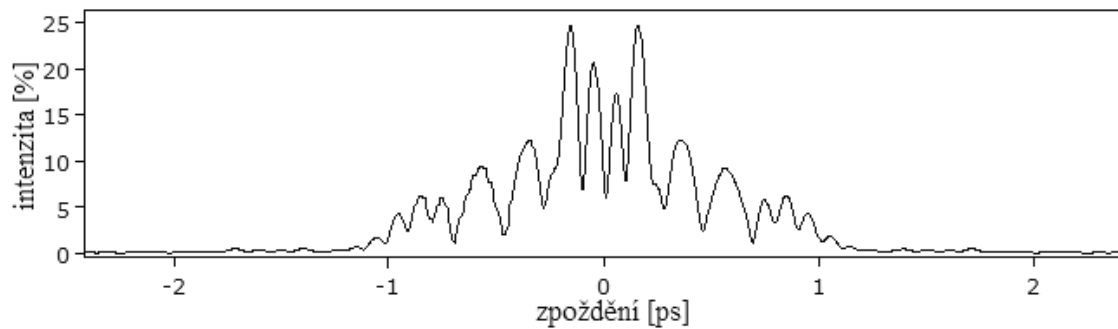
Telecom Fiber délka 25 km	DGD [ps]	PMD [ps/ $\sqrt{\text{km}}$]	rozsah vlnové délky [nm]	čas měření
trasa č. 1	0,352	0,0704	1394,57-1773,61	16:00:43
trasa č. 2	0,304	0,0607	1509,74-1652,49	16:04:26
trasa č. 3	0,415	0,0829	1512,15-1649,12	16:08:16
trasa č. 4	0,402	0,0803	1510,88-1649,89	16:11:27
trasa č. 5	0,185	0,0371	1511,36-1649,76	16:16:01
trasa č. 6	0,218	0,0437	1510,76-1647,46	16:18:48



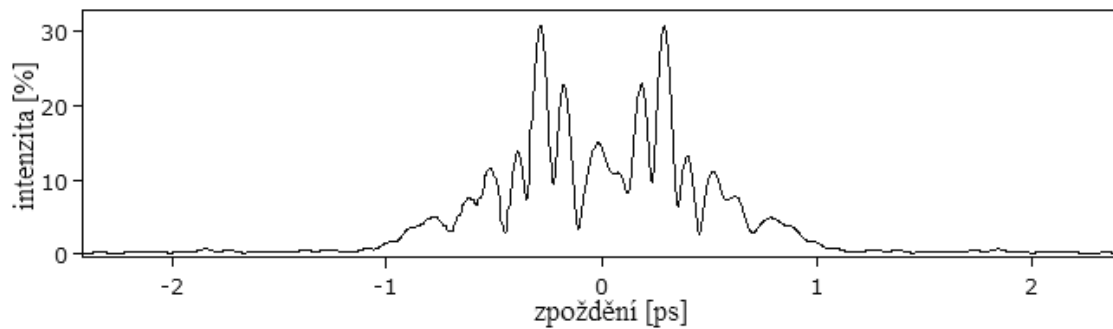
a) náměr vlákna č. 1



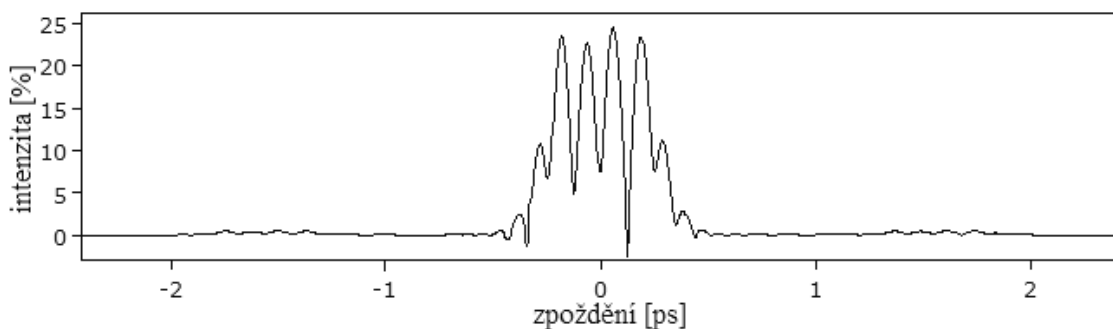
b) náměr vlákna č. 2



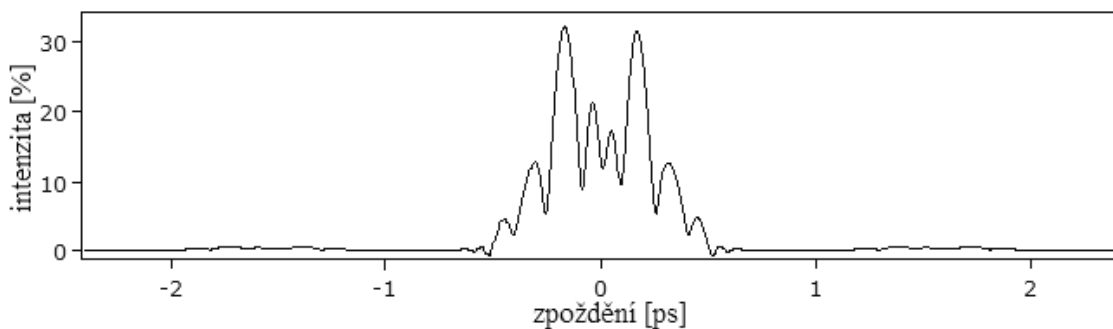
c) náměr vlákna č. 3



d) naměr vlákna č. 4



e) naměr vlákna č. 5



f) naměr vlákna č. 6

Obr. 13.5: Závislost výsledného rozložení skupinového zpoždění v čase

Výsledky ukazují na kvalitní vlákna, jejichž celková hodnota PMD nepřekračuje stanovené meze pro použitou spojovou vrstvu. Naměřené hodnoty PMD jsou tak víceméně zanedbatelné a trasy by mohly být teoreticky možné použít i pro přenos STM-256 (40 Gbit/s).

Pokud by úsek optické trasy vykazoval příliš vysoké hodnoty PMD museli bychom daný úsek vyměnit. Tento způsob je nejefektivnější a lze jej použít na všech druzích optických tras. V současné době je měření PMD standardem a tak většina nově postavených optických tras i tras upgradeovaných lze využít na vyšší přenosovou rychlost [19].

14 KOMPENZACE POLARIZAČNĚ VIDOVÉ DISPERZE

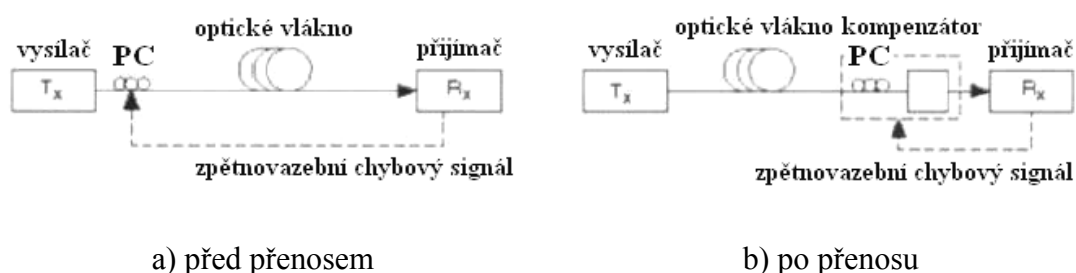
Z výše uvedeného je zřejmé, že působení PMD je značně nepředvídatelné a závislé na mnoha dalších faktorech. Proto je potřebná dynamická kompenzace PMD, i když po finanční stránce v konečném důsledku jde o drahou záležitost. V současnosti existuje několik metod kompenzace PMD v optických vláknových systémech. Např. komerčně nabízené kompenzátory pro přenosovou rychlost 10 Gbit/s jsou schopné kompenzovat účinky PMD přibližně 100 ps. Možnost kompenzace nebo minimalizování účinků PMD je též možné realizovat solitonovým přenosem, při kterém se ukazuje schopnost minimalizovat účinky PMD průběžně po délce vlákna.

Hlavním problémem při kompenzaci je časová změna PMD charakteristiky vláknové linky, což vyžaduje dynamickou adaptaci kompenzace na změny PMD. Kompenzátory mohou vyrovnat PMD 1. řádu, ale i PMD vyšších řádů. Počet parametrů kompenzátorů, které můžeme nastavovat, určuje řád kompenzace nebo též počet stupňů volnosti (Degrees of Freedom – DOF). Čím je více stupňů volnosti, tím větší jsou možnosti kompenzace, ale tím náročnější (i časově) je řízení kompenzace.

Kompenzační metody mohou být rozděleny podle způsobu kompenzace na: elektronické, optoelektronické a optické. Podle toho, kdy je kompenzace vykonána, na kompenzaci: před přenosem a po přenose.

Jednoduchou metodou, jak redukovat účinek PMD je zavést světlo do hlavního stavu polarizace (Principal State of Polarization – PSP). Tato metoda redukce „před přenosem“ je zobrazena na obr. 14.1a. Je definována jako kompenzace 1. řádu, protože umožňuje redukovat jen PMD 1. řádu. Na obr. 14.1b je znázorněný kompenzátor „po přenose“, umožňující kompenzovat i účinky vyšších řádů.

Zkreslení vzniklé následkem efektu PMD může být vyrovnávané po přenosem zařízením dvojlomného členu, který kompenzuje rozdílné skupinové zpoždění (Differential Group Delay – DGD) na nosné frekvenci. Tento dvojlomný kompenzační člen se může skládat z mnoha sekcí, následkem čehož schéma má určitý počet kontrolních parametrů nebo stupňů volnosti. Čím vyšší počet stupňů volnosti, tím se systém stává flexibilnější [20].



Obr. 14.1: Kompenzace PMD

Na druhé straně je požadován komplikovanější kontrolní systém, což zvyšuje reakční čas a snižuje pravděpodobnost udržení kompenzačního systému v optimálním stavu.

15 KOMPENZÁTORY PMD

15.1 PSP kompenzační metoda

Nejjednodušší přímá metoda kompenzace PMD před přenosem je nastavení stavu polarizace (State of Polarization – SOP) světla na vstupu vláknové linky pomocí polarizačního kontroléru (Polarization Controller – PC) ve shodě s jedním z hlavních stavů polarizace (PSP), schéma je uvedeno na obrázku 15.1a. Kompenzuje jen PMD 1. řádu a má dva stupně volnosti. Je tu potřebný zpětnovazební chybový signál, který musí být přenesený z přijímače zpět do vysílače, což výrazně zpomaluje adaptaci kompenzace.



a)

Obr. 15.1: Realizace kompenzátoru PMD – metoda PSP

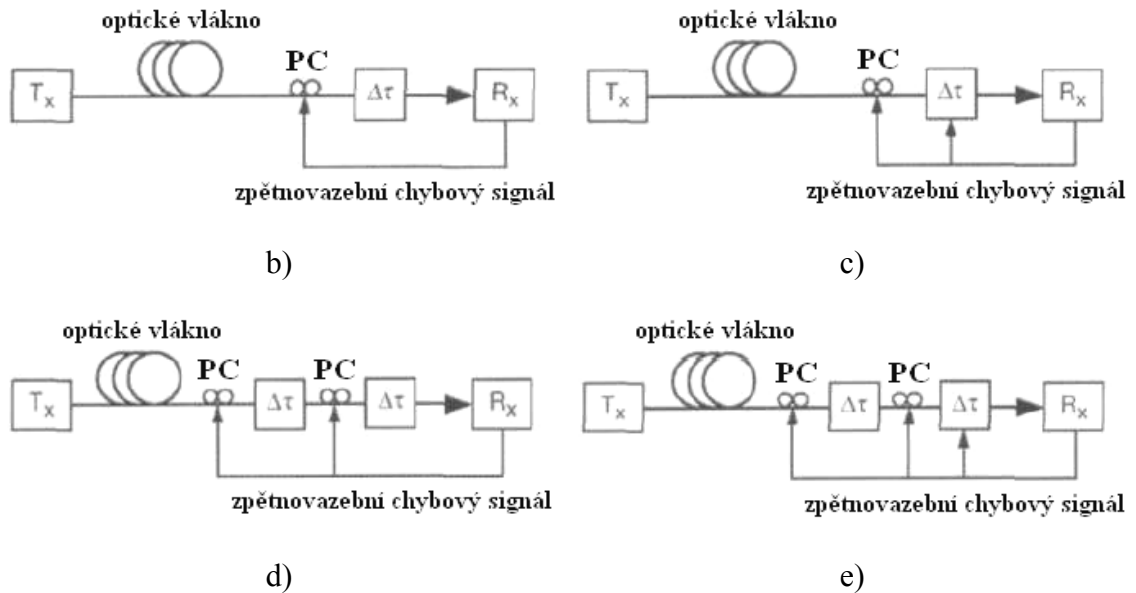
15.2 Kompenzátory z dvojlomným elementem

Další způsob kompenzace PMD po přenose je zařízení dvojlomného elementu (zpožďovací linka) s určitým zpožděním $\Delta\tau$ (DGD) za vláknovou linkou, která vykompenzuje DGD vláknové linky v určitém spektru.

Nejjednodušší realizace kompenzátoru po přenose s dvojlomným elementem je jedna sekce zpožďovací linky s fixní délkou (DGD), zařazená za vláknovou linkou. Tento kompenzátor částečně kompenzuje DGD vláknové linky na určité nosné frekvenci (vlnové délky). Je to kompenzátor 1. řádu a má podobné vlastnosti jako PSP kompenzační metoda.

Na obrázku 15.2b je uvedené schéma kompenzátorů s polarizačním kontrolérem a fixní zpožďovací linkou (dva řády kompenzace). Na obrázku 15.2c je schéma kompenzátorů s polarizačním kontrolérem a měnitelnou zpožďovací linkou (tři řády

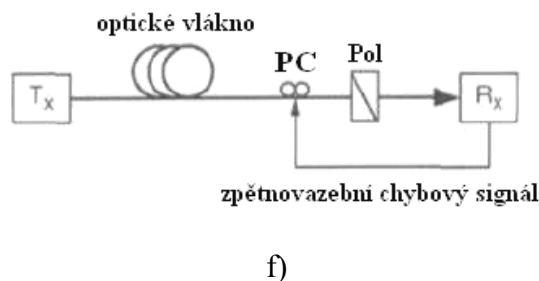
kompenzace). Na obrázku 15.2d je schéma kompenzátoru s dvěma polarizačními kontroléry a dvěma fixními zpožďovacími linkami (čtyři řády kompenzace). Na obrázku 15.2e je schéma kompenzátoru s dvěma polarizačními kontroléry, jednou fixní a jednou měnitelnou zpožďovací linkou (pět řádů kompenzace).



Obr. 15.2: Kompenzátor s dvojlomným elementem

15.3 Kompenzátor s polarizačním kontrolérem a polarizátorem

Další možnost realizace kompenzátorů po přenose je zařízení polarizační kontrolér a polarizátor za vláknovou linkou, schéma je vidět na obrázku 15.3f. Tento kompenzátor má dva řády kompenzace. Může být optimalizovaný nastavením polarizačního kontroléru pro maximální optický výkon za polarizátorem nebo nastavením polarizačního kontroléru ve shodě s jedním z hlavních stavů polarizace (PSP) na výstupu vláknové linky, podle minimálního rozšíření impulsů.



Obr. 15.3: Realizace kompenzátoru PMD s PC a polarizátorem

15.4 Efektivnost kompenzátoru

Efektivnost kompenzátoru se může hodnotit z pohledu redukce rozšíření optických impulsů, z pohledu pravděpodobnosti poruchy při digitálním NRZ (bez návratu k nule) a RZ (návrat k nule) signálu, a nebo z pohledu přijatelné střední hodnoty DGD vláknové linky na jeden bitový úsek při určité pravděpodobnosti poruchy.

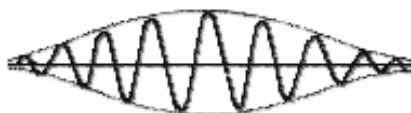
V nekompenzovaném případě vláknové linky je výhodnější použít RZ formát digitálního signálu jako NRZ formát, protože při RZ je energie signálu víc soustředěna ve středu bitového úseku a tedy je potřebné větší DGD, aby nastala chyba při dekódování. Nevýhodou RZ signálu je, že má větší šířku spektra jako NRZ signál, což se projeví při kompenzátorech se zpožďovací linkou, kde je důležité, aby byla šířka spektra signálu, co nejmenší. Proto, jak pracuje vláknová linka v blízkosti PMD limitu při aplikaci NRZ, je možné zlepšit vlastnosti linky použitím RZ formátu, bez nutnosti upotřebení kompenzátoru PMD. Když ani toto není dostatečné, je výhodnější použít některý kompenzátor PMD spolu s NRZ (viz obr. 15.4) [20].



Obr. 15.4: Kompenzátor PMD prvního řádu od Furukawa Electric Co., Ltd., s optickým PC, DOP monitorováním (stupně polarizace), s CPU, GPIB, RS232C [20]

16 OPTICKÉ SOLITONY A JEJICH VLIV NA PMD

Všeobecně se považovalo optické vlákno za lineárně přenosové médium. Optická vlákna ve skutečnosti nejsou úplně lineární vlnovody, jak bylo napsáno výše. Malá hodnota nelinearity a na straně druhé lineární disperze, způsobují vznik speciálních impulsních tvarů, které se mohou šířit v bezztrátovém, ale disperzním vlákně libovolnou délkou, bez změny tvaru. Tyto speciální tvary vln, které nazýváme solitony (viz obr. 16.1), musí nést danou hodnotu optické energie, která závisí na délce trvání impulzů, vláknových nelinearitách a disperzi. Solitony neřeší problém optických ztrát, ale umožňují podstatně řešit otázku disperzí vláken. Možnost eliminovat účinky PMD pomocí solitonů byla zjištěna v 90. letech minulého století.



Obr. 16.1: Obálkový soliton

Na obrázku 16.1 je znázorněn obálkový soliton, tvořený v uvedeném případě osmi kmity. Amplituda solitonu proto dosahuje maxima při čtvrtém kmitu.

Pro vznik a udržení solitonů potřebujeme kladnou hodnotu disperze vlákna a udržovat energii za pomoci některého z optických zesilovačů. Solitony mohou přenášet světlo na velké vzdálenosti až na několik statisíc kilometrů.

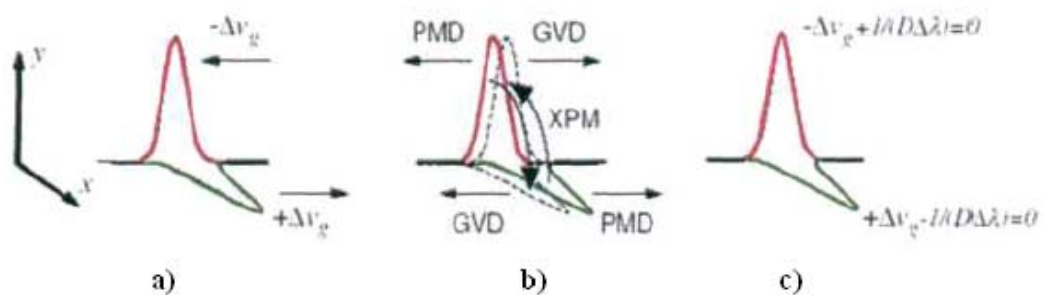
Nevýhodou solitonového přenosu je tedy potřeba udržování vhodné energie, aby se soliton nerozpadl. Solitony jsou odolné vůči disperzi, nejsou náročné na úzkokoherentní zdroje a mají příznivější odstup signálu od šumu (SNR) oproti klasickým lineárním přenosovým systémům. Právě pro tyto možnosti se zájem výzkumu ve světě výrazně koncentruje na otázky využití solitonů. Z matematického hlediska lze solitony popsat poměrně složitými nelineárními diferenciálními rovnicemi vyššího řádu. Optika až do objevu laseru pojem "optický soliton" neznala. Důvodem byla neexistence silných koherentních optických zdrojů. Kromě toho optika neuměla generovat ani detekovat ultrakrátké impulsy [21].

V 90. letech minulého století při tehdejších přenosových rychlostech bylo výhodnější řešit otázku disperze použitím vlákna s disperzně posunutou charakteristikou (Dispersion Shifted Fiber – DSF) spolu s vláknovým, erbiem dopovaným zesilovačem (Erbium Doped Fiber Amplifier – EDFA), které měly v oblasti 1550 nm minimální disperzi.

Novým způsobem řešení disperze na klasických SM vláknech bylo nasazení disperzi kompenzující vlákno (Dispersion Compensating Fiber – DCF). Vzhledem na způsob řízení chromatické disperze se tyto systémy nazývají disperzně řízené (Dispersion Management – DM). Zjistilo se, že solitony mohou být použité i v DM systémech, nazýváme je DM solitonové systémy.

Samotnou odolnost solitonů umožňuje soliton trapping, jak je vidět na obrázku 16.2. V části (a) jsou zobrazené dva polarizační stavy solitonu, mají různou skupinovou rychlost vlivem PMD, v části (b) tyto dva polarizační stavy při dostatečné hodnotě výkonu způsobí navzájem nelineární fázový posun (Cross Phase Modulation – CPM), což je příčinou vzájemného posunu frekvencí polarizačních stavů v opačném směru. V části (c), vlivem D_{ch} (Group Velocity Dispersion – GVD) budou mít polarizační stavy různou rychlost, tento rozdíl rychlostí působí proti rozdílu způsobeného PMD, tomuto se říká soliton trapping.

V minulosti používaná disperzně posunutá vlákna (DSF) mají relativně vysokou PMD a solitony jsou schopné v těchto systémech snížit její účinek. Solitony jsou též zajímavé v disperzně řízených DM systémech při vylepšení instalovaných standardních SM optických vláken, jako i pro nová optická vlákna s různou disperzní mapou [20].

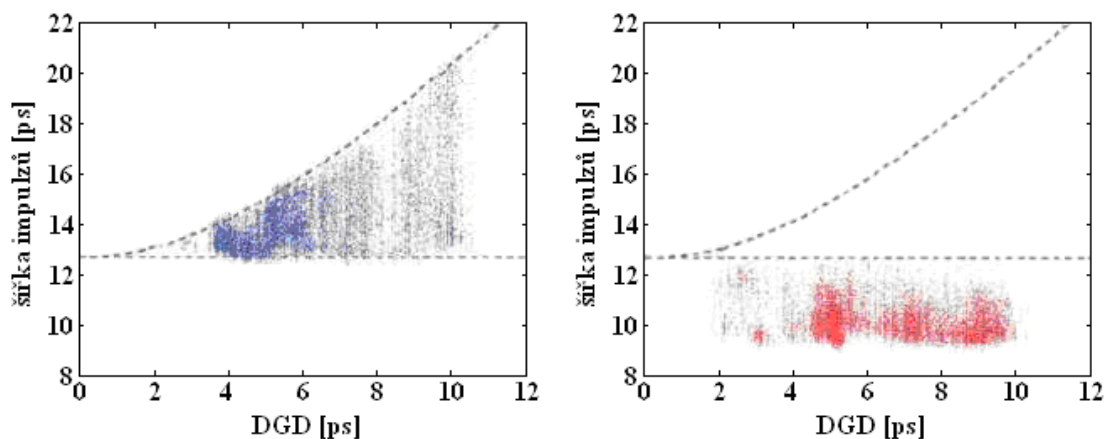


Obr. 16.2: Princip odolnosti solitonů vůči PMD [20]

16.1 Konvenční solitonový systém

Solitonový přenos na disperzně posunutých vláknech (DSF) nazýváme konvenční solitony. Sledováním šířky výstupních impulsů v závislosti na naměřené okamžité hodnotě DGD pro lineární případ (nízký výkon) lze vidět na obrázku 16.3a. Obrázek 16.3b ukazuje výsledek se střední hodnotou vstupního výkonu od 7,5 dBm, který odpovídá optimální velikosti výkonu pro solitonový případ. Pro lineární případ byly v lince připojené i DCF pro vyloučení D_{ch} .

Na obrázku 16.3b je zobrazen nelineární solitonový případ, kde je vidět důležité zlepšení v porovnání s lineárním případem. Impulzy jsou stlačené ke střední hodnotě 10,5 ps a změna šířky impulzů je prakticky nezávislá na DGD [20].



a) pro lineární případ (nízký výkon)

b) pro nelineární případ (solitonový)

Obr. 16.3: Závislost šířky impulzů na DGD [20]

Počet měřených bodů 24000, vstupní šířka impulzů $T_{in}=12,5ps$ (dolní přerušovaná čára).

16.2 DM solitonový systém

Disperzní řízení je zajímavé pro zlepšení starších, přenosovou kapacitou už nevyhovujících optických vláken a pro nová optická vlákna z různými disperzními mapami. Tyto systémy mají vlastnosti měnící se lokální disperze, zatím co střední hodnota disperze může být velmi nízká.

DM systémy jsou charakterizované periodicky středním disperzním parametrem D , skládajícím se z normální ($D < 0$) a anomální disperze ($D > 0$). Střední hodnota disperze D je nízká. Velikost změn disperze v disperzní mapě je charakterizována faktorem disperzní mapy (Map Strength – S), který nám určuje velikost disperzní odchylky a je definovaný jako:

$$S = \frac{\lambda^2}{2\pi c} \cdot \frac{|D_1 L_1 - D_2 L_2|}{\tau^2}, \quad (16.1)$$

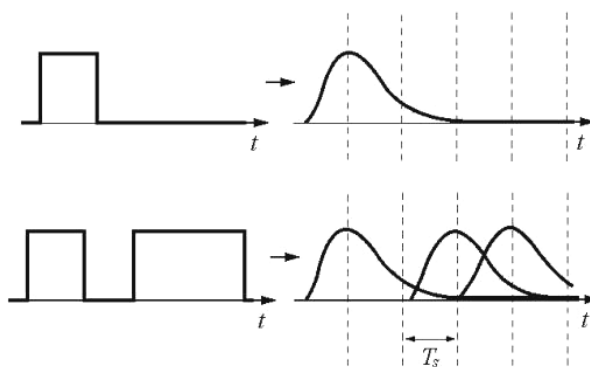
kde $D_{1,2}$ jsou koeficienty D a $L_{1,2}$ jsou délky vláken v jedné periodě disperzní mapy.

Jako konvenční solitonový systém ($S = 0$) může být odolný vůči PMD, dá se předpokládat, že též DM solitonový systém bude odolný vůči PMD minimálně pro nízké S . Pro vyšší S se šířka impulzů mění v každé periodě disperzní mapy, což vede

k lokálním změnám výkonových špiček a jen když jsou výkonové špičky vysoké, jsou dva pravouhlé polarizační vidy (stavy) navzájem přitahované (soliton trapping). Avšak zvýšení faktoru disperzní mapy vyžaduje vyšší výkon impulzů, aby byly udrženy stabilní solitonové charakteristiky [20].

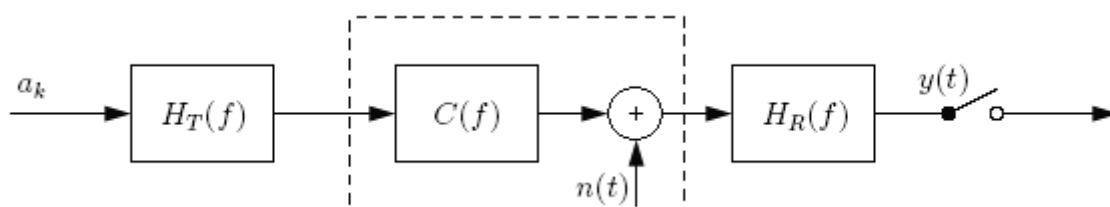
17 MEZISYMBOLOVÉ INTERFERENCE

Jak už bylo řečeno výše, polarizační vidová disperze způsobuje mezisymbolové interference. Pro vysvětlení pojmu mezisymbolové interference (Inter Symbol Interference – ISI) nebo-li mezisymbolové přeslechy (viz obr. 17.1) je uvažováno principiálně schéma číslicového komunikačního systému v základním pásmu zobrazené na obrázku 17.2.



Obr. 17.1: Vliv disperze na přenášený signál a vznik mezisymbolových interferencí [22]

Z obrázku je patrné, že vlivem disperze (rozptylu) signálu při jeho průchodu kanálem dochází při vysokých přenosových rychlostech k prolínání jednotlivých pulzů na výstupu vlákna, což způsobí, že přijímač nerozliší logickou 1 nebo 0, což má za následek snížení maximální přenosové rychlosti. Dále je patrný další neblahý jev související s roztahováním impulsů. Tím, že se impuls v čase roztahuje, klesá jeho energie soustředěná v jeho vlastní bitové mezeře a tím se snižuje odstup přenášeného signálu od šumu (SNR). Výsledkem je větší bitová chybovost (BER). Toto je možné do určité míry kompenzovat zvýšením výkonové úrovně vysílaných impulsů.



Obr. 17.2: Komunikační systém v základním pásmu

Jednotlivé symboly a_k vysílané s periodou T_s jsou nejprve filtrovány vysílacím filtrem typu dolní propust s přenosem $H_T(f)$. Obdélníkový modulační signál má teoreticky nekonečně široké spektrum a proto je nutné provést jeho kmitočtové omezení pomocí vysílacího filtru, neboť by jinak vytvořil nekonečně široké spektrum i na

výstupu modulátoru. Vyslaný signál prochází kanálem s přenosem $C(f)$ ke kterému se v obecném případě přidává také aditivní šum $n(t)$. V přijímači je signál nejprve filtrován přijímacím filtrem s přenosem $H_R(f)$ a následně pak vzorkován. Vzorkovaný signál je pak využit k odhadu vysílaného symbolu. Signál na výstupu vysílacího filtru se dá vyjádřit pomocí pulsu $v(t)$ generovaného filtrem

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k v(t - kT_s) \quad (17.1)$$

Celkový přenos kaskádního spojení vysílacího filtru, kanálu a přijímacího filtru je roven $H_T(f)C(f)H_R(f)$. Signál na výstupu přijímacího filtru $y(t)$ je možné zapsat v obdobném tvaru jako v případě vysílacího filtru

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - kT_s) + n(t), \quad (17.2)$$

kde impulsová charakteristika celého řetězce je dána zpětnou Fourierovou transformací součinu jejich přenosů, tedy $h(t) = F^{-1} \{H_T(f)C(f)H_R(f)\}$. Výstup přijímacího filtru je vzorkován v čase $t_i = iT_s$, kde i je celé číslo, označující pořadí přijatého symbolu. Pak je možné psát (pro zjednodušení zanedbáme šum)

$$y_i = y(t_i) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(iT_s - kT_s) = a_k h(0) + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq i}}^{\infty} a_k h(iT_s - kT_s). \quad (17.3)$$

První člen na levé straně výsledné rovnice vyjadřuje "užitečný" i -tý symbol. Druhý člen vyjadřuje nežádoucí příspěvek všech ostatních vyslaných symbolů k i -tému symbolu.

17.1 Podmínka pro přenos bez mezisymbolových interferencí

Abychom dosáhli kritéria pro přenos v základním pásmu bez mezisymbolových interferencí, musí být druhý člen v rovnici 17.3 v časové oblasti nulový a musí tedy platit

$$h(iT_s - kT_s) = \begin{cases} 1 & i = k \\ 0 & i \neq k \end{cases}. \quad (17.4)$$

Impulsní odezva kaskády filtrů (pro jednoduchost budeme uvažovat $C(f) = 1$) musí v okamžicích T_s (pro $i \neq k$) procházet nulou. Pro praxi je názornější vyjádření této podmínky v kmitočtové oblasti. Z teorie signálů je známo, že při ideálním vzorkování funkce $h(t)$ s periodou T_s je spektrum impulsní odezvy vzorkované s kmitočtem $f_s = 1/T_s$ a má tvar

$$H_v(f) = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f - nf_s) \quad (17.5)$$

Pokud bude splněna podmínka 17.10, bude časový průběh $h(t)$ pro libovolný symbol obsahovat pouze jeden Diracův impuls (jednotkový impuls) v počátku. Vzhledem k tomu že $Ff_{\pm}(t)g = 1$, můžeme zapsat Nyquistovu podmínku pro přenos bez mezisymbolových interferencí ve frekvenční oblasti

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f - nf_s) = T_s. \quad (17.6)$$

17.2 Filtry s nulovými mezisymbolovými interferencemi

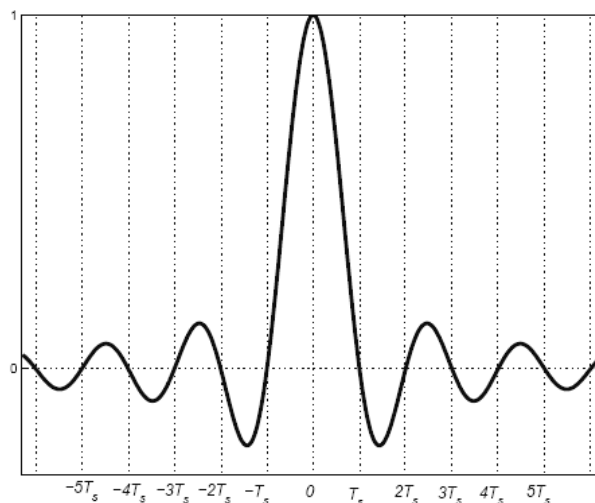
Cílem této podkapitoly je uvést základní filtry splňující podmínku 17.6. Nejjednodušší způsob jak tuto podmínku splnit, je uvažovat v přenosovém pásmu od $-B$ do $+B$ (kde $B = 0.5f_s$) pouze jediný nenulový prvek řady z levé strany rovnice 17.6

$$H(f) = \begin{cases} T_s & |f| \leq B \\ 0 & |f| > B \end{cases} \quad (17.7)$$

Požadovanou impulsní odezvu filtru $h(t)$ získáme na základě poznatků z teorie signálů zpětnou Fourierovou transformací funkce $H(f)$

$$h(t) = \frac{\sin(2\pi Bt)}{2\pi Bt} = \text{sinc}(2\pi Bt). \quad (17.8)$$

Filtrem, zaručujícím nulové mezisymbolové přeslechy je tedy filtr s impulsní charakteristikou ve tvaru známé funkce *sinc*. Nevýhodou tohoto filtru je striktně obdélníková forma amplitudové frekvenční charakteristiky. V důsledku toho je pokles impulsní charakteristiky takového filtru příliš pomalý a charakteristika příliš dlouhá pro praktickou realizaci. To je dobře patrné z obrázku 17.3. Svislé čáry označují ideální okamžiky vzorkování.



Obr. 17.3: Impulsní charakteristika filtru zaručujícího nulové mezisymbolové interference [23]

Možným řešením tohoto problému je mírné rozšíření frekvenčního přenosu použitého filtru. Za tímto účelem budeme uvažovat v přenosovém pásmu od $-B$ do $+B$ (kde $B = 0,5f_s$) celkem tři nenulové prvky z levé strany rovnice 17.6. V pásmu $< -B, +B >$ pak bude platit

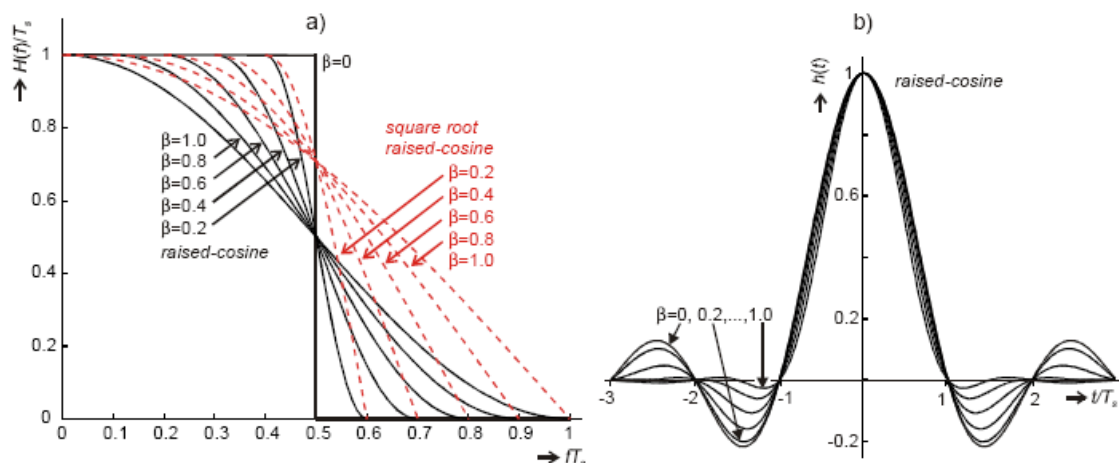
$$H(f) + H(f - 2f_s) + H(f + 2f_s) = T_s \quad (17.9)$$

Jedním z filtrů, splňujících tuto podmínku je tzv. Raised-Cosine filtr s přenosem

$$H(f) = H_{rc}(f) = \begin{cases} T_s & , 0 \leq |f| < \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi T_s}{\beta} \left\{ |f| - \frac{1}{2T_s} \right\} \right] & , \frac{1-\beta}{2T_s} \leq |f| < \frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0 & , \frac{1+\beta}{2T_s} \leq |f| \end{cases} \quad (17.10)$$

Činitel tvaru β , tzv. roll-off factor určuje rozšíření přenosové funkce filtru vzhledem k filtru s impulsní charakteristikou z rovnice 17.8. Jeho význam je dobře patrný z obrázku 17.4, kde je zobrazena jak přenosová charakteristika, tak i impulsní charakteristika tohoto filtru. Pro $\beta = 0$ odpovídá Raised-Cosine filtru z rovnice 17.8. S rostoucím β pak roste šířka pásma a dochází k rychlejšímu útlumu impulsní charakteristiky. Pro úplnost je ještě uveden vztah pro impulsní charakteristiku filtru Raised-Cosine

$$h(t) = h_{rc}(t) = \text{sinc}(\pi t / T_s) \frac{\cos(\pi \beta t / T_s)}{1 - 4\beta^2 t^2 / T^2} \quad (17.11)$$



Obr. 17.4: Charakteristiky (Square-Root)-Raised-Cosine filtru
a) přenosová, b) impulsní [24].

Celkový přenos filtru $H(f)$ je třeba rozdělit mezi vysílací $H_T(f)$ a přijímací filtr $H_R(f)$. Uvažujeme-li použití přizpůsobeného filtru, zaručující maximalizaci poměru signál/šum, musí platit

$$H_R(f) = H_T^*(f). \quad (17.12)$$

Potom také platí vztah

$$H(f) = H_T(f)H_R(f) = H_T(f)H_T^*(f) = |H_T(f)|^2, \quad (17.13)$$

na jehož základě je stanoveno

$$|H_T(f)| = |H_R(f)| = \sqrt{H_{rc}(f)}. \quad (17.14)$$

Takovéto řešení zaručí jednak maximalizaci poměru signál/šum, jednak potlačení mezisymbolových interferencí, a je proto velmi často používáno [23].

18 BITOVÁ CHYBOVOST

Základní bitová chybovost datového přenosu (Bit Error Rate – BER) se vyjadřuje pomocí poměru chybných bitů podle vztahu (18.1).

$$BER = \frac{N_{ERR}}{N_{BITS}}, \quad (18.1)$$

kde N_{ERR} je počet chybně přenesených bitů a N_{BITS} je celkový počet přenesených bitů. Tato veličina je bezrozměrná a v běžných přenosových spojích se pohybuje v rozmezí hodnot 10^{-4} až 10^{-14} . Hodnota 10^{-12} je v obvyklých případech považována za velice nízkou úroveň chybovosti a spoj je označován jako kvalitní. Chybovost lze vyjádřit i takto

$$BER = \frac{n_e}{v_p \cdot t}, \quad (18.2)$$

kde n_e je počet chybně přenesených bitů, v_p je přenosová rychlost a t je doba sledování.

Vyhodnocení chybně přenesených bitů lze provádět prostým porovnáním bitu přeneseného, prostřednictvím ověřovaného spoje se správnou hodnotou tohoto bitu. Při zjištění neshody bitů je nutné provést záznam o chybě. Pro určení BER je však nutné podle vztahu (18.1) znát i celkový přenesený počet bitů N_{BITS} . Ten lze získat pouze trvalým sledováním počtu přenášených bitů. Je důležité, uvědomit si, že např. $BER \approx 10^{-12}$ odpovídá výskytu jednoho chybně přeneseného bitu na 10^{12} celkově přenesených bitů. Při rychlosti 155,52 Mbit/s k této jedné chybě dojde průměrně za 6430 s (107 minut) (viz tab. 18.1). Pro korektní získání údaje o chybovosti BER je nutné měření provádět opakovaně a dlouhodobě. U spojů s nízkou úrovní chybovosti je pak měření velice časově náročné [25].

Tab. 18.1: Průměrný čas výskytu chyby pro různé přenosové rychlosti

přenosová rychlost [Gbit/s]	bitová chybovost [-]			
	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-12}
0,155	6,43 μ s	6,43 ms	6,43 s	1,79 h
0,622	1,61 μ s	1,61 ms	1,61 s	26,83 m
2,5	401,88 ns	401,88 μ s	401,88 ms	6,70 m
10	100,47 ns	100,47 μ s	100,47 ms	1,67 m
40	25,12 ns	25,12 μ s	25,12 ms	25,12 s

18.1 Bitová chybovost a SNR

Bitová chybovost je rovněž svázána s poměrem výkonu signálu k výkonu šumu (Signal-to-Noise Ratio – SNR) (viz vztah 18.3). Měření SNR dovoluje velice rychle odhadnout chybovost přenosové trasy. Její hodnota však může být nepřesná, protože neuvažuje vlivy následného zpracování signálu. Pro přesná měření nízkých chybovostí je tedy nevhodná. Při měření poměru SNR je obvykle používán tzv. diagram oka, kde poměr SNR určuje „rozevření“ diagramu oka v bodě nejvhodnější synchronizace časování symbolů.

$$BER \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{2}} \right), \quad (18.3)$$

Energetická účinnost η_e (*Energetic Efficiency*) je definována pro určitou chybovost BER (referenční hodnota se obvykle volí $BER = 10^{-5}$) vztahem

$$\eta_e = \frac{E_b}{N_0} [-] \text{ nebo } \eta_{e\text{dB}} = 10 \cdot \log \frac{E_b}{N_0} [dB], \quad (18.4)$$

kde E_b je střední energie modulovaného signálu na 1 bit a N_0 je šumová výkonová spektrální hustota. Pomocí energetické účinnosti můžeme vyjádřit vztah pro pravděpodobnost bitové chybovosti

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (18.5)$$

Tato závislost je dána použitou modulací, v tomto případě dvouprvkovou diskretní modulací (Binary Phase Shift Keying – BPSK). Jedná se o binární (dvoustavové) fázové klíčování, patří k základním druhům klíčování. Při každé změně binárního čísla se fáze nosné mění o 180° . Označuje se také 2PSK. Nula je vyjádřena signálovým prvkem

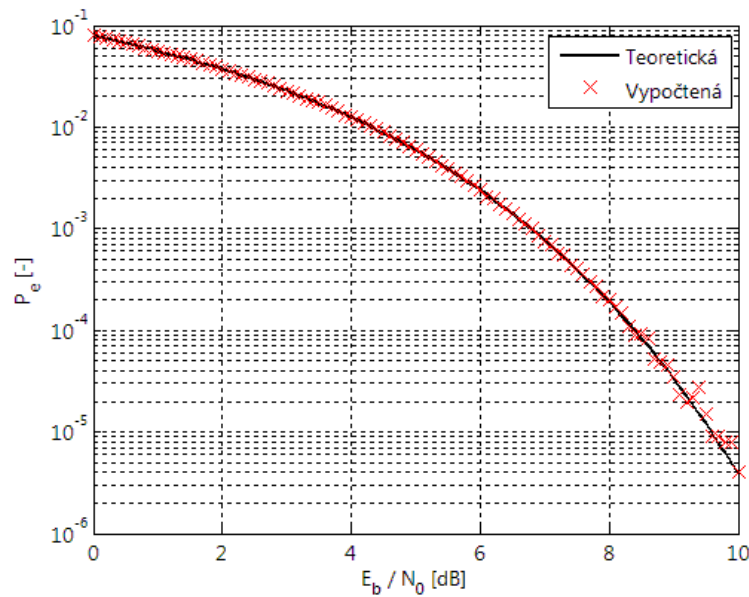
$$s_0(t) = -S_c \cos \omega_c t = S_c \cos(\omega_c t + \pi), \quad t \in \langle 0, T \rangle, \quad (18.6)$$

jednička se vyjadřuje signálovým prvkem

$$s_1(t) = S_c \cos \omega_c t, \quad t \in \langle 0, T \rangle. \quad (18.7)$$

kde t je čas, S_c je amplituda nosného harmonického signálu a ω_c je úhlový kmitočet nosného signálu. Signálový prvek má dobu trvání T . Signálové prvky nuly a jedničky se liší znaménkem, proto jsou dobře rozlišitelné. Díky tomu se BPSK vyznačuje dobrou

odolností vůči rušení. Vzájemnou souvislost mezi chybovostí BER a energetickou účinností η_e pro digitální modulaci BPSK znázorňuje obrázek 18.1 [26].



Obr. 18.1: Pravděpodobnost chybného příjmu pro BPSK signály

18.2 Bitová chybovost a Q-faktor

Další veličina, která souvisí s bitovou chybovostí je Q-faktor (viz vztah 18.11), který charakterizuje digitální signál z analogového hlediska. Kvalita analogového signálu je zpravidla posuzována poměrem signál/šum (SNR). V případě digitálního signálu je využito kombinace SNR a odpovídajících úrovní log. 1 a log. 0 pro vyjádření Q-faktoru. Q-faktor je definován za podmínky optimální rozhodovací úrovně vztahem

$$Q = \frac{\mu_1 - \gamma_{\text{opt}}}{\sigma_1} = \frac{\gamma_{\text{opt}} - \mu_0}{\sigma_0} \quad (18.8)$$

Vyloučením γ_{opt} z rovnice (18.8) dostaneme

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \approx \sqrt{SNR} \quad (18.9)$$

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log SNR \quad [dB], \quad (18.10)$$

kde γ_{opt} je optimální rozhodovací úroveň, μ_0 , μ_1 jsou střední hodnoty přijímaného signálu ve vzorkovacím časovém okamžiku, kdy je přenášena logická úroveň 0, resp. 1, a σ_0 , σ_1 jsou směrodatné odchylky přijímaného signálu příslušných logických úrovní.

$$BER \approx \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \right] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right), \quad (18.11)$$

chybová funkce je vyjádřena vztahem

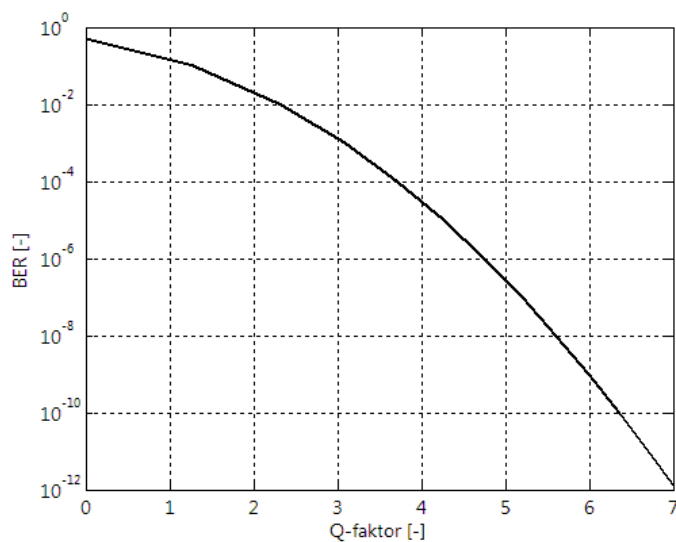
$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-x^2} dx \quad z \geq 0, \quad (18.12)$$

$$\operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty e^{-x^2} dx \quad z \geq 0.$$

Např. pro $Q = 6$ je $BER = 10^{-9}$ a dále platí podle vztahu (18.9) a (18.10) $SNR \approx Q^2 = 36 \Leftrightarrow 15,56$ dB. V následující tabulce jsou uvedeny hodnoty Q a SNR pro vybrané hodnoty BER [27].

Tab. 18.2: Hodnoty Q a SNR pro vybrané hodnoty BER

BER [-]	Q [-]	SNR [dB]
10^{-1}	1,282	2,155
10^{-2}	2,326	7,333
10^{-3}	3,090	9,800
10^{-4}	3,719	11,409
10^{-5}	4,265	12,598
10^{-6}	4,754	13,540
10^{-7}	5,199	14,319
10^{-8}	5,612	14,982
10^{-9}	5,998	15,560
10^{-10}	6,361	16,071
10^{-11}	6,706	16,529
10^{-12}	7,035	16,945



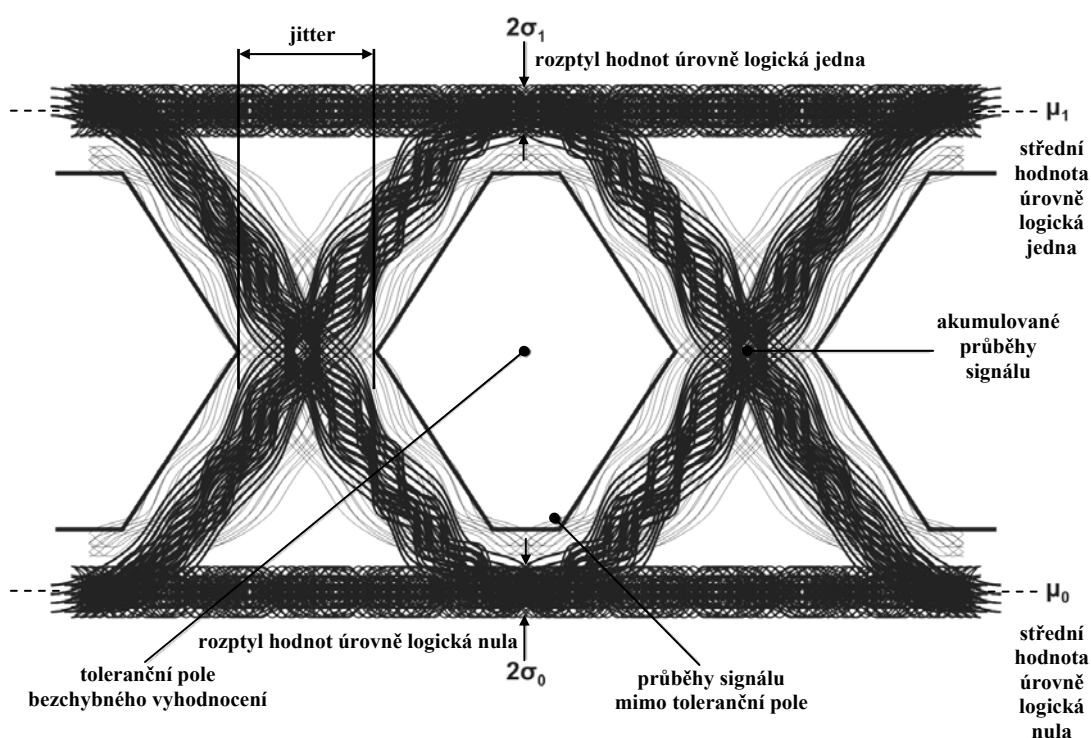
Obr. 18.2: Závislost chybovosti na kvalitě signálu

Z obrázku 18.2 je patrné, že při rostoucí kvalitě signálu klesá bitová chybovost.

19 DIAGRAMY

19.1 Diagram oka

Diagram oka je zobrazení, které umožňuje získat základní informace o vlivu komunikačního kanálu na tvar přenášeného signálu. Diagram získal název podle tvaru, který vykresluje, protože má podobu oka. Z tvaru diagramu je navíc možné odhadnout např. vliv šumu na dekódovací proces a vliv šířky pásma kanálu na tvar přenášeného signálu. Rezerva pro rozhodnutí je maximálně polovina výšky oka, snižuje se přidáním rušení a chybnou časovou polohou signálových prvků (vliv fázového chvění signálu, resp. u optických přenosových systémů vliv disperze). V případě, že rušení přesáhne přes rozhodovací úroveň, dojde k chybnému vyhodnocení symbolu a vzniku chyby (četnost chyb - BER). Diagram oka se dá vytvořit i pro vícecestavové modulace tím, že se na obrazovce znázorní časový průběh modulační složky In-Phase a Quadrature. Jeho zajímavou vlastností je relativně jednoduchá možnost generovat toto zobrazení pomocí vhodné funkce osciloskopu s časovou základnou pracující periodicky s rychlostí odpovídající modulační rychlosti. Diagram oka je vidět na obrázku 19.1 [28].

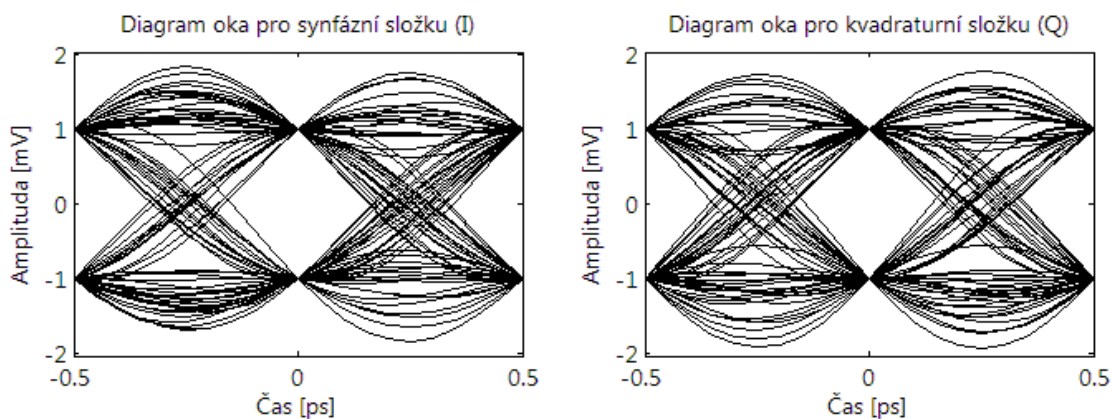


Obr. 19.1: Diagram oka

„Jitter“ je termín použitý pro periodické nebo náhodné odchylky symbolových míst digitálního signálu od ideálních, stejně vzdálených hodnot. Jinak řečeno, je to posun digitálního signálu, který nastane ve srovnání s přesným pravoúhlým průběhem

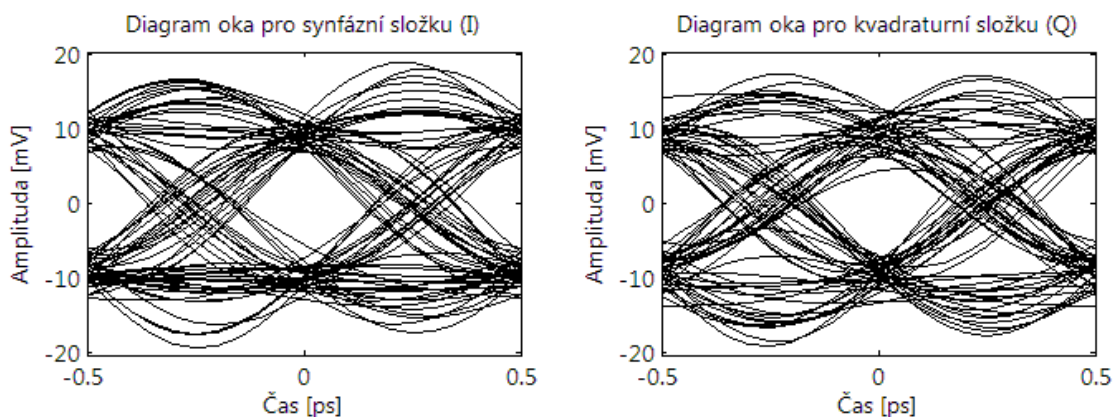
(referenčním taktém), jedním nebo druhým směrem. Velmi pomalý jitter se nazývá „wander“.

Diagram oka získáme tak, že signál rozdělíme na úseky délky T_s a ty pak zobrazíme do jednoho grafu. Příklad diagramů oka pro binární signál bez ISI a s ISI je na obrázku 19.2 a 19.3.



Obr. 19.2: Diagram oka pro I a Q složku signálu bez mezisymbolových přeslechů

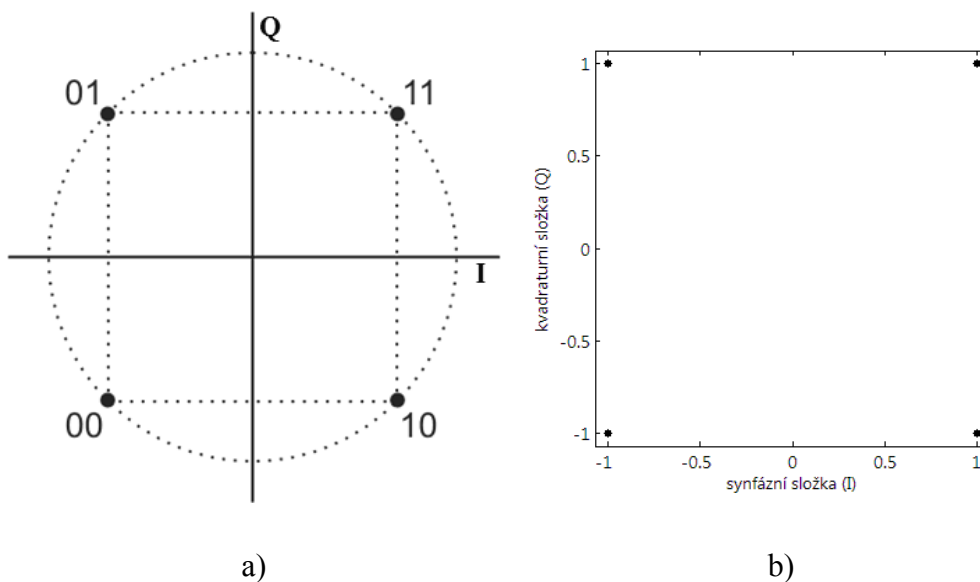
Z obrázku 19.2 je patrné, že je oko otevřené, což je správně. Okamžiku maximálního otevření oka odpovídá optimální okamžik pro vzorkování jednotlivých symbolů. Je to způsobeno nulovými mezisymbolovými přeslechmi, pomocí filtru Raised-Cosine. Dále můžeme vidět, jak to vypadá v opačném případě, když je signál v tomto případě ovlivněn aditivním bílým Gaussovským šumem (Additive White Gaussian Noise – AWGN), což je speciální druh šumu. Má nulovou střední hodnotu, ploché spektrum a jeho amplitudy jsou rozloženy podle Gaussovy křivky pravděpodobnosti. To způsobí, že se diagram oka přivře, což je také důvodem nenulových mezisymbolových přeslechů (viz obr. 19.3). Stejně změny dosáhneme změnou filtru z Raised-Cosine na Square-Root-Raised-Cosine.



Obr. 19.3: Diagram oka pro I a Q složku signálu s mezisymbolovými přeslechmi

19.2 Konstelační diagram

S diagramem oka souvisí i způsob vyhodnocení rozptýlení signálových bodů kolem jejich nominálních hodnot, které umožňuje zakreslit konstelační (stavový) diagram (Scatter Plot) (viz obr. 19.4).



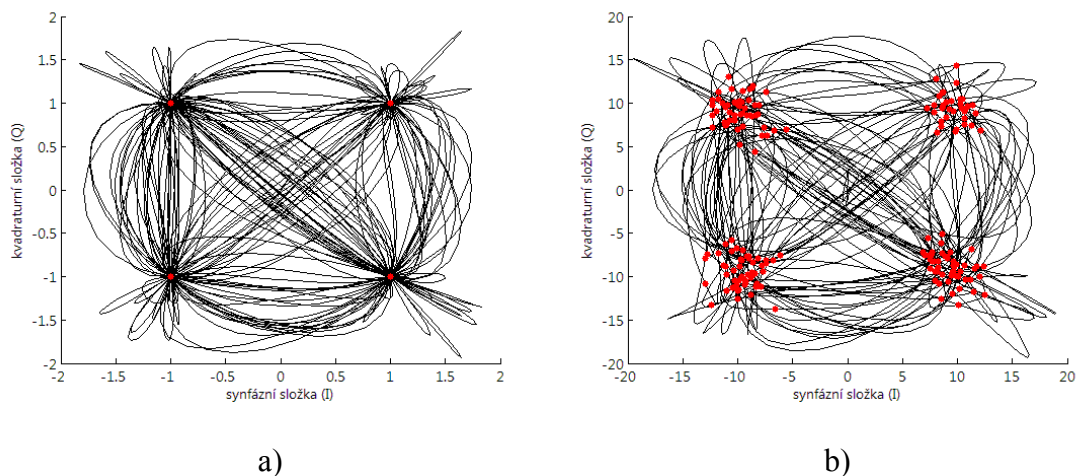
Obr. 19.4: Konstelační diagram QPSK modulace a) teoreticky [29], b) vykreslený v MATLABU.

Klíčování QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) patří mezi tzv. digitální kvadraturní fázové modulace. Díky ortogonalitě funkcí sinus a cosinus QPSK umožňuje přenášet data dvojnásobnou rychlostí oproti BPSK, protože je čtyřstavová a za dobu jednoho symbolu jsou vyslány 2 bity.

V konstelačním diagramu jsou zakresleny koncové body fázorů (vektorů), vyjadřujících amplitudy a počáteční fáze jednotlivých signálových prvků. Rovina I-Q je rovina komplexních čísel, kde v reálné ose I (In-Phase) leží složky modulované vlny, stojící ve fázi s pomyslnou referenční vlnou, v imaginární ose Q (Quadrature) se nacházejí složky, jež mají vůči referenční vlně trvalý fázový posuv 90° . Diagram zaznamenává hodnoty přijatých signálů v diskretních časových okamžicích, v kterých se signály vzorkují. Pokud bude vstupní signál 2-dimenzionální, potom se diagram vykresluje zvlášť pro I a Q složku. Při rostoucím počtu stavů se zvyšuje jejich chybné vyhodnocení a tím roste bitová chybovost (BER).

19.3 Vektorový diagram

Zobrazením reálné a imaginární složky vznikají kreslením tzv. trajektorií vektorové diagramy (viz obr. 19.5).



Obr. 19.5: Vektorový diagram na výstupu filtru a) ve vysílači, b) v přijímači

Na obrázku 19.5a je vidět vektorový diagram na výstupu filtru ve vysílači, ve kterém jsou okamžiky rozhodování rovny bodům konstelačního diagramu QPSK modulace, což je způsobeno Raised-Cosine filtrem. Délka impulsní odezvy má vliv na zpoždění filtrů. Čím je její délka větší, tím je rozptyl bodů v okolí prvků konstelačního diagramu menší a více se jim blíží. Při ovlivnění signálu bílým šumem nebo změnou typu filtru z Raised-Cosine na Square-Root-Raised-Cosine jsou u vektorového diagramu zřetelně rozpoznatelné polohy jednotlivých prvků konstelačního diagramu a přechody mezi nimi. To znamená, že vzorky v ideálních okamžicích vzorkování v přijímači nespádají do jednoho místa (viz obr. 19.5b).

20 SIMULACE V MATLABU

Simulace je rozdělena na několik částí, v první části jsem ověřil platnost teoretického vztahu (18.5) pro výpočet bitové chybovosti BPSK signálu v závislosti na energetické účinnosti (E_b/N_0). V prvním kroku jsem vygeneroval vektor E_b/N_0 z intervalu $\langle 0, 10 \rangle$ dB s krokem 0,1 dB a přepočítal ho do absolutní hodnoty. Dále jsem vypočítal a do grafu vykreslil teoretické hodnoty pomocí funkce *erfc*. Poté jsem vygeneroval vektor neznámých hodnot (-1, +1). Pak jsem k tomuto vektoru signálu připočetl šum, jehož rozptyl odpovídá poměru E_b/N_0 . Nakonec jsem pomocí rozdílu signálu původního a signálu přijatého vyhodnocoval počet chyb na straně přijímače,

keré jsem dělil celkovým počtem vyslaných bitů. Tím jsem dostal chybovost. Tuto závislost jsem vynesl do stejného grafu (viz obr. 18.1). Pro výpočet malé chybovosti je zapotřebí vyslat velké množství testovacích bitů. Pro chybu 10^{-6} je zapotřebí vyslat nejméně 10^6 testovacích bitů. Tato myšlenka vychází z poměru počtu chyb ku celkovému počtu přenesených bitů. Jak je z obrázku 18.1 patrné, prakticky vypočítaná závislost pro velké chybovosti kopíruje přesně průběh křivky teoretické. Pro menší chybovosti pak vykazuje menší rozptyl, ale jak již bylo řečeno, je to způsobeno nedostatečným počtem hodnot signálu. Mohli bychom teoreticky vygenerovat dostatečně dlouhý signál, ale následný takovýto výpočet by vykazoval vysokou výpočetní náročnost.

Ve druhé části jsem se snažil vykreslit závislost chybovosti na kvalitě signálu (viz obr. 18.2) podle vzorce (18.11) pomocí inverzní funkce *erfinv*.

V další části jsem simuloval diagram oka a jiné diagramy, které následně popíši. Použil jsem kvadraturní modulaci QPSK se čtyřmi možnými stavy. Vygeneroval jsem vektor obsahující bitovou posloupnost (náhodnou) o délce N_{bit} , posloupnost je rozdělena na dibity. Každému dibitu je přiřazen komplexní symbol dle konstelačního diagramu, který je vzápětí vykreslen pomocí funkce *scatterplot* (viz obr. 19.4). Signál QPSK jsem rozdělil na reálnou a imaginární část a tyto části jsem filtroval filtrem typu Raised-Cosine s patřičnou impulsní charakteristikou (viz obr. 17.4b). Vykreslením reálné a imaginární složky jsem získal na výstupu filtru ve vysílači vektorový diagram, ve kterém jsou okamžiky rozhodování rovny bodům konstelačního diagramu QPSK modulace (viz obr. 19.5a), to je dáno použitým filtrem typu Raised-Cosine. V případě, že tyto složky vykreslíme pomocí funkce *eyediagram* dostaneme diagram oka, který je pro obě složky tohoto signálu otevřen (viz obr. 19.2), což je v pořádku. Je to způsobeno nulovými mezisymbolovými přeslechy téhož filtru. Pokud ovšem signál ovlivníme v tomto případě aditivním bílým Gaussovským šumem nebo změním filtr Raised-Cosine na Square-Root-Raised-Cosine, dostaneme na výstupu filtru v přijímači vektorový diagram, u kterého jsou zřetelně rozpoznatelné polohy jednotlivých prvků konstelačního diagramu a přechody mezi nimi (viz obr. 19.5b). Diagram oka se přivře, což indikuje šum a vliv nenulových mezisymbolových přeslechů (viz obr. 19.3).

21 ZÁVĚR

Výsledkem praktické části byla funkční simulace, kterou jsem vytvořil pomocí simulačního programu MATLAB. V této simulaci se mi podařilo ověřit platnost teoretického vztahu pro výpočet bitové chybovosti BPSK signálu v závislosti na energetické účinnosti (E_b/N_0) a tuto závislost vykreslit. Dále se mi podařilo vykreslit závislost chybovosti na kvalitě signálu, kterou jsem vypočítal pomocí inverzní funkce *erfinv*. V další části jsem simuloval diagram oka pro komunikační kanál s bezchybným přenosem a s chybným přenosem. Z prvního diagramu je patrné, že se jedná o ideální vlákno (nulová disperze, bez vad materiálu, bez vlivů okolí, bez deformací vlákna na trase), tzn., že nedochází k rušení a k mezisymbolovým interferencím – oko je maximálně otevřené. Z druhého diagramu je patrné, že se jedná o reálné vlákno, u kterého se projeví značná přenosová délka vlákna, nepříznivé výrobní tolerance, případně nečistoty v materiálu vlákna nebo negativní vnější vlivy okolí, tím dochází k disperzi a k mezisymbolovým interferencím, to má za následek přivřetí diagramu oka. Rovněž jsem také ještě pomocí funkce *scatterplot* vykreslil konstelační diagram a po zobrazení reálné a imaginární složky dostal vektorový diagram.

SEZNAM ZKRATEK

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> Aditivní bílý Gaussovský šum
BER	<i>Bit Error Rate</i> Bitová chybovost
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> Dvoustavové fázové klíčování
CWDM	<i>Coarse wavelength division multiplexing</i> Hrubý vlnový multiplex
CPM	<i>Cross Phase Modulation</i> Křížová fázová modulace
DCF	<i>Dispersion Compensating Fiber</i> Disperzi kompenzující vlákno
DGD	<i>Differential Group Delay</i> Rozdílné skupinové zpoždění
DM	<i>Dispersion Managed/Management</i> Disperzně řízený systém
DOF	<i>Degree of Freedom</i> Stupeň volnosti
DOP	<i>Degree of Polarization</i> Stupeň polarizace
DSF	<i>Dispersion Shifted Fiber</i> Vlákno s posunutou disperzí
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i> Hustý vlnový multiplex
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i> Vláknový, erbiem dopovaný zesilovač
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> Rychlá Fourierová transformace
GVD	<i>Group Velocity Dispersion</i> Disperze skupinové rychlosti
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i> Mezisympolové interference
LED	<i>Light-Emitting Diode</i> Světelná dioda
MM	<i>Multi Mode Fibre</i> Mnohovidové vlákno

NRZ	<i>Non Return to Zero</i> Bez návratu k nule
OSA	<i>Optical Spectrum Analyzer</i> Optický spektrální analyzátor
PC	<i>Polarization Controller</i> Polarizační kontrolér
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i> Polarizační vidová disperze
PSP	<i>Principal State of Polarization</i> Hlavní stav polarizace
Q-faktor	<i>Quality Factor</i> Faktor kvality signálu
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> Čtyřstavové fázové klíčování
RZ	<i>Return to Zero</i> Návrat k nule
Rx	Optický přijímač
S	<i>Map Strength</i> Faktor disperzní mapy
SM	<i>Single Mode Fibre</i> Jednovidové vlákno
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> Odstup signálu od šumu
SOP	<i>State of Polarization</i> Stav polarizace
STM	<i>Synchronous Transfer Mode</i> Synchronní přenosový mód
TE	<i>Transverse Electric</i> Transverzálně elektrická vlna
TEM	<i>Transverse Electro-Magnetic</i> Transverzálně elektromagnetická vlna
TM	<i>Transverse Magnetic</i> Transverzálně magnetická vlna
Tx	Optický vysílač
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i> Vlnový multiplex

LITERATURA

Knihy

- [21] D ADO, M., TUREK, I., ŠTELINA, J., BITTERER, L., TUREK, S., GROLMUS, E., STIBOR, P. *Kapitoly z optiky pre technikov*, Vydala Žilinská univerzita v Žiline 1998, ISBN 80-7100-390-5

Skripta

- [5] HOFMANN J., URBANOVÁ M. *Fyzika I*. Verze 1.0. Vysoká škola chemicko-technologická v Praze, Praha 2005. Dostupné z URL: http://vydavatelstvi.vscht.cz/knihy/uid_ekniha-001/pages-img/001.html
- [23] MARŠÁLEK, R. *Teorie rádiové komunikace*. VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [24] PROKEŠ, A. *Komunikační systémy*. VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [26] HANUS, S. *Bezdrátové a mobilní komunikace*. VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [27] WILFERT, O. *Fotonika a optické komunikace*. VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.

Přednášky

- [2] BOHÁČ, L. *Disperze optických vláken*, Katedra telekomunikační techniky ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechniky. Dostupné z URL: <http://www.comtel.cz/files/download.php?id=2327>
- [3] BOHÁČ, L. *Optické komunikace*, Katedra telekomunikační techniky ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechniky. Dostupné z URL: <http://www.comtel.cz/files/download.php?id=2326>
- [10] *Polarizace*. Dostupné z URL: http://family.abccomputers.cz/matfyz/bc2/UFY102/baumruk/03_polarizace.pdf
- [29] PRAVDA, I. *Telefonní přístroje, modulační metody a telefonní modemy*. Dostupné z URL: <http://www.comtel.cz/files/download.php?id=2205>

Časopisy

- [20] MARGETIN, P. *Kompenzácia polarizačnej vidovej disperzie*, Telekomunikace. 2005, roč.42, č.12, s.23-27. ISSN 0040-2591

Články

- [7] *Polarizace světla*. Dostupné z URL: http://physics.mff.cuni.cz/vyuka/zfp/txt_u323.pdf
- [16] LIETAERT, G. *Testing Polarization Mode Dispersion in the Field*. Dostupné z URL: <http://www.teracom.com/appnotes/whitepapers/Field%20Testing%20PMD.pdf>
- [18] HÁJEK, M., HOLOMEČEK, P. *Měření chromatické a polarizační vidové disperze jednovíkových optických tras*. Dostupné z URL: <http://www.mikrokom.cz/index.html>

- [25] TOŠOVSKÝ, P. *Tester pro optický bezvláknový spoj*. Dostupné z URL: <http://www.elektrorevue.cz/cz/download/tester-pro-opticky-bezvlaknovy-spoj/>
- [28] FRANEKOVÁ, M. *Modelovanie komunikacných systémov v programovom prostredí matlab, simulink a communications toolbox*. Dostupné z URL: http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/matlab02/franekova.pdf

Internetové články

- [1] *Polarizace světla*. Dostupné z URL: http://www.gymhol.cz/projekt/fyzika/10_polar/10_polar.htm
- [4] *Základní druhy polarizace*. Dostupné z URL: [http://cs.wikipedia.org/wiki/Polarizace_\(vlnění\)](http://cs.wikipedia.org/wiki/Polarizace_(vlnění))
- [6] *Základní kámen každého foťáku. Jak vzniká obraz v objektivu*. Dostupné z URL: http://technet.idnes.cz/zakladni-kamen-kazdeho-fotaku-jak-vznika-obraz-v-objektivu-pan-tec_foto.asp?c=A071025_103506_tec_foto_jlb
- [8] *Polarization*. Dostupné z URL: <http://physics.tamuk.edu/~suson/html/4323/polar.html>
- [9] *Jonesův počet*. Dostupné z URL: <http://www.answers.com/topic/jones-calculus>
- [11] *Stokesův vektor*. Dostupné z URL: <http://www.answers.com/topic/stokes-parameters?cat=technology>
- [12] *Stokesovy parametry*. Dostupné z URL: <http://physics.tamuk.edu/~suson/html/4323/polar.html>
- [13] *Müllerův počet*. Dostupné z URL: <http://www.answers.com/topic/mueller-calculus>
- [14] *Disperze světla*. Dostupné z URL: <http://mfweb.wz.cz/fyzika/170.htm>
- [15] *Disperze světla*. Dostupné z URL: http://www.gymhol.cz/projekt/fyzika/03_disperze/03_disperze.htm
- [17] *Polarization Mode Dispersion*. Dostupné z URL: <http://www.om.tu-harburg.de/FrameForschung.htm>
- [19] KYSELÁK, M. *Moderní způsoby řešení PMD u stávajících optických tras*. Dostupné z URL: <http://access.feld.cvut.cz/view.php?cisloclanku=2006042001>
- [22] *Intersymbol interference (ISI)*. Dostupné z URL: <http://dar.ju.edu.jo/mansour/723/Lectures/Intersymbol%20interference1/10Intersymbol%20interference.htm>

PŘÍLOHY

```
clc;
close all;
clear all;

%% Pravděpodobnost chybného příjmu pro BPSK signály

% Definování EbN0 v decibelech v rozsahu <0,10>
Eb_N0_dB = (0:0.1:10);

% Převod z decibelů a vypočítání chybovosti
Eb_N0 = 10.^(Eb_N0_dB/10);
Pe = 0.5*erfc(sqrt(Eb_N0));

% Celkový počet symbolů
N = 1e6;

% Vygenerovaný vektor symbolů (1,-1)
s = randsrc(1,N,[-1 1]);

% Pro každou hodnotu SNRdB odhadnutá chybovost
for k = 1:length(Eb_N0)

% Vypočtený rozptyl sigma
    sigma = sqrt(1/(2*Eb_N0(k)));

% K původním symbolům přičten šum
    sum = sigma*randn(1,N);
    r = sign (s + sum);

% Porovnání v kolika symbolech se liší výstup (znaménko) a
vstupní vektor symbolů.
    Nerr = length(find(r - s));

% Vypočtena chybovost jako podíl chyb ku celkovému počtu
symbolů.
    Pe_2(k) = Nerr/N;
end

% Zobrazení průběhu
semilogy(Eb_N0_dB,Pe,'black','LineWidth',2); hold on;
plot(Eb_N0_dB,Pe_2,'rx','MarkerSize',10); hold off;
title('\bfPravděpodobnost chybného příjmu pro BPSK
signály','FontName','MS Sans Serif');
legend('Teoretická','Vypočtená');
xlabel ('E_b / N_0 [dB]');
ylabel ('P_e [-]');
grid on

%% Závislost chybovosti na kvalitě signálu

BER = [0.5, 1e-1, 1e-2, 1e-3, 1e-4, 1e-5, 1e-6, 1e-7, 1e-8, 1e-
9, 1e-10, 1e-11, 1e-12];

% Vypočet Q-faktoru
for x = 1:13
    y = sqrt(2)*erfinv(1-2*BER(x));
    Q(x) = y;
end

% Zobrazení průběhu
figure(2);
semilogy(Q,BER,'black','LineWidth',2);
xlim([0 7]);
```

```

title('\bfZávislost chybovosti na kvalitě
signálu','FontName','MS Sans Serif');
xlabel ('Q-faktor [-]');
ylabel ('BER [-]');
grid on

%% Diagram oka, konstelační a vektorový diagram

% Definice počtu bitů
Nbit=200;

% Definice vzorkovacího kmitočtu
Fvz=10e3;

% Definice symbolové rychlosti
Fs=1e3;

%% Vysílač

% Vygenerovaný vektor obsahující bitovou posloupnost (náhodnou)
o délce Nbit.
% Posloupnost je rozdělena na dibity. Každému dibitu je přiřazen
komplexní symbol dle konstelačního diagramu.
for n = 1:Nbit
    dibit = randsrc(1,2, [0 1]);

    if (dibit == [0 0])
        symbol = -1 -i;
    end

    if (dibit == [0 1])
        symbol = -1 +i;
    end

    if (dibit == [1 0])
        symbol = 1 -i;
    end

    if (dibit == [1 1])
        symbol = 1 + i;
    end

    vektor (1,n) = symbol;

    n=n+1;
end

% Vykreslení výsledného konstelačního diagramu.
scatterplot(vektor);
title('\bfKonstelační diagram QPSK modulace','FontName','MS Sans
Serif');
xlabel('synfázní složka (I)');
ylabel('kvadrurní složka (Q)');

% Filtr typu Raised-Cosine
f_RC = rcosine(Fs,Fvz,'normal',0.22,5);

% Rozdělení posloupnosti symbolů na reálnou a imaginární část.
inphase = real(vektor);
quadrature = imag(vektor);

```

```

% Obě části jsou proloženy nulami.
inphase = upsampsample(inphase,10);
quadrature = upsampsample(quadrature,10);

% Reálná a imaginární část je filtrována filtrem typu Raised-
Cosine.
inphase = filter(f_RC,1,inphase);
quadrature = filter(f_RC,1,quadrature);
signal = inphase + j*quadrature;

% Zobrazení vektorového diagramu filtrovaného signálu. Do
stejného grafu jsou přidány také vzorky v okamžicích rozhodování
(konstelační diagram)
a = (length(f_RC)+1)/2;
figure(4);
hold on
plot(signal, 'black');
plot(signal(a:10:end), '.red', 'MarkerSize', 15);
title('\bfVektorový diagram na výstupu filtru ve
vysílači', 'FontName', 'MS Sans Serif');
xlabel('synfázní složka (I)');
ylabel('kvadraturní složka (Q)');
hold off

% Zobrazení diagramu oka pro I a Q složku.
eyediagram(signal((500:end)-9), 20);

%% Přijímač

% K původnímu signálu je přičten bílý šum.
signal1 = awgn(signal, 10, 'measured');

% Rozdělení na reálnou a imaginární část.
inphase = real(signal1);
quadrature = imag(signal1);

% Složky I a Q jsou filtrovány filtrem v přijímači (stejně jako
ve vysílači).
inphase = filter(f_RC,1,inphase);
quadrature = filter(f_RC,1,quadrature);
signal = inphase + j*quadrature;

% Zobrazení vektorového diagramu na výstupu filtru v přijímači.
figure(6);
hold on
plot(signal, 'black');
plot(signal(a+50:10:end), '.red', 'MarkerSize', 15);
title('\bfVektorový diagram na výstupu filtru v
přijímači', 'FontName', 'MS Sans Serif');
xlabel('synfázní složka (I)');
ylabel('kvadraturní složka (Q)');
hold off

% Zobrazení diagramu oka na výstupu filtru v přijímači.
eyediagram(signal((500:end)-9), 20);

```