

性光科学与技术丛书

**高速光纤通信中
数字信号处理算法原理与应用**
(第二卷):

多载波调制和人工智能新技术

**Digital Signal Processing
in High-Speed Optical Fiber Communication**

Principle and Application (II):

Multi-Carrier Modulation and Artificial Intelligence

余建军 迟楠 著

清华大学出版社

变革性光科学与技术丛书

**高速光纤通信中
数字信号处理算法原理与应用
(第二卷):
多载波调制和人工智能新技术**

**Digital Signal Processing
in High-Speed Optical Fiber Communication**
Principle and Application
Multi-Carrier Modulation and Artificial Intelligence



余建军 迟楠 著

清华大学出版社
北京

内 容 简 介

本书主要介绍了高速光纤通信技术中采用多载波调制的数字信号处理技术的原理和在系统中的应用。主要内容包括基于正交频分复用的多载波调制、四维调制和机器学习人工智能等新技术的原理和应用。

本书适合从事通信领域包括光纤通信、无线通信等研究的工程技术人员,以及高等院校通信工程等相关专业的教师和研究生阅读。

版权所有,侵权必究。侵权举报电话:010-62782989 13701121933

图书在版编目(CIP)数据

高速光纤通信中数字信号处理算法原理与应用. 第二卷,多载波调制和人工智能新技术/余建军,迟楠著. —北京:清华大学出版社,2018

(变革性光科学与技术丛书)

ISBN 978-7-302-50379-8

I. ①高… II. ①余… ②迟… III. ①光纤通信—数字信号—信号处理 IV. ①TN929.11

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2018)第 122977 号

责任编辑:鲁永芳

封面设计:常雪影

责任校对:刘玉霞

责任印制:宋 林

出版发行:清华大学出版社

网 址: <http://www.tup.com.cn>, <http://www.wqbook.com>

地 址:北京清华大学学研大厦 A 座 邮 编:100084

社 总 机:010-62770175 邮 购:010-62786544

投稿与读者服务:010-62776969, c-service@tup.tsinghua.edu.cn

质量反馈:010-62772015, zhiliang@tup.tsinghua.edu.cn

印 装 者:三河市铭诚印务有限公司

经 销:全国新华书店

开 本:170mm×240mm 印 张:12.25 字 数:243千字

版 次:2018年7月第1版 印 次:2018年7月第1次印刷

定 价:79.00元

产品编号:078650-01

序

光纤有上百太(T)比特的传输带宽和小于 0.2dB/km 的传输损耗,可以实现超宽带信号的长距离传输。但随着传输距离的增加,信噪比的下降限制了信号的传输距离。随着基于相干光通信处理的数字信号处理技术引入到高速光纤传输系统中,光纤通信技术发生了革命性的变化。相干光通信可以极大地提高信号的接收机灵敏度,从而延长传输距离和增加传输容量。采用数字信号处理的先进算法还能够有效地减小或克服光纤通信系统中的各种线性或非线性效应,极大地提高系统性能。而且最近的研究也表明,这些数字信号处理算法在短距离传输系统包括数据中心光互连中也是非常有用的一项技术。

笔者在高速光传输领域进行了二十余年的研究,在大容量、高速率光纤传输方面创造了许多世界纪录。包括最先实现频谱效率达到 4bit/s/Hz 的相干光传输,最先实现 100G 的 8 相移键控(PSK)信号的传输,最先实现从 400Gbit/s 到 1Tbit/s 到 10Tbit/s 的相干光信号的传输和探测。在高波特传输方面最先实现了最高波特率的 160Gbaud 正交相移键控(QPSK)和 128Gbaud 16 正交幅度调制(QAM)信号的产生和相干探测,该波特率纪录至今没有被打破。在高波特率传输方面最先实现 256QAM 信号产生传输速率每信道达 400Gbit/s。

笔者先后在北京邮电大学、丹麦技术大学、美国朗讯(Lucent)贝尔实验室、美国佐治亚理工学院、NEC 美国研究院、中兴通讯美国光波研究所和复旦大学从事高速光传输技术方面的研究。是国家“千人计划”专家、国家杰出青年科学基金获得者和教育部“长江学者奖励计划”特聘教授;发表学术论文 500 余篇,获得 60 余项美国专利授权。先后担任 *Journal of Optical Networking (OSA)*, *Journal of Lightwave Technology (IEEE/OSA)*, *Journal of Optical Communications and Networking (IEEE/OSA)* 和 *Photonics Journal (IEEE)* 的编委,美国光学学会的会士。

作者迟楠是复旦大学教授,复旦大学通信工程系主任。先后在丹麦技术大学和英国布里斯托大学留学从事高速光通信研究。发表 SCI 论文 300 余篇,先后在美国光纤通讯展览会及研讨会(OFC)等国际会议做邀请报告 40 余次。

高速光纤通信中数字信号处理算法原理与应用分为两卷。第一卷主要讨论单

载波调制技术,第二卷则主要介绍基于正交频分复用的多载波调制、四维调制和机器学习人工智能等新技术。

本书以笔者和迟楠教授发表的论文及申请的专利为主要内容,包括了笔者部分博士期间发表的论文、专利和实验结果。在本书撰写过程中得到作者指导的博士研究生张俊文、李欣颖、董泽、李凡、曹子峥和肖江南博士后,以及王源泉、许育铭、陈龙等几位博士研究生和王凯辉、孔森、燕方、勾鹏琪、王灿、石蒙、赵明明等在章节撰写和文字校准方面的支持和帮助,特此感谢。

余建军

2017年10月

第二卷目录

第 12 章 光 OFDM 原理	1
12.1 引言	1
12.2 直接检测光 OFDM 系统基本结构	3
12.3 相干检测光 OFDM 系统结构与基本原理	4
12.4 小结	23
参考文献	23
第 13 章 直接检测 OFDM 的基本数字信号处理技术	27
13.1 引言	27
13.2 基于 half-cycled 技术消除 DDO-OFDM 中子载波 互拍效应的研究	30
13.2.1 系统原理	30
13.2.2 实验装置及结果	33
13.2.3 小结	38
13.3 直接检测的高阶 QAM-OFDM 信号的传输研究	38
13.3.1 实验装置	38
13.3.2 实验结果和分析	40
13.3.3 小结	46
13.4 基于 DFT-S 的大容量 DDO-OFDM 信号短距离传输研究	46
13.4.1 基于 DFT-S 的大容量 DDO-OFDM 系统中训练 序列的优化	46
13.4.2 大容量 DDO-OFDM 中预增强和 DFT-S 技术的比较 ..	55
13.4.3 小结	62
参考文献	62
第 14 章 强度调制直接检测高速光纤接入系统	65
14.1 引言	65
14.2 高频谱效率调制技术	66
14.2.1 奈奎斯特调制技术	68

14.2.2	超奈奎斯特调制技术	73
14.3	非线性补偿技术	77
14.3.1	基于沃尔泰拉级数的非线性补偿技术	78
14.3.2	基于类平衡编码和探测的非线性补偿技术	79
14.4	单边带调制系统	85
14.5	高速波分复用系统	92
14.6	小结	95
	参考文献	95
第 15 章	基于 IQ 调制直接检测的高速光纤接入系统	98
15.1	引言	98
15.2	基于 IQ 调制器的独立边带调制直接检测系统	98
15.3	基于训练序列的镜像消除算法	101
15.3.1	基于训练序列的镜像消除算法原理	101
15.3.2	实验系统	103
15.3.3	实验结果	104
15.4	基于自适应盲均衡的镜像消除算法	109
15.4.1	基于自适应盲均衡的镜像消除算法原理	109
15.4.2	实验系统和结果	110
15.5	小结	113
	参考文献	113
第 16 章	前向纠错码	115
16.1	引言	115
16.2	分组码	116
16.2.1	线性分组码	116
16.2.2	循环码	118
16.2.3	BCH 编码	120
16.2.4	RS 编码	123
16.2.5	奇偶校验码	124
16.3	Turbo 编码	125
16.3.1	Turbo 码的编码	125
16.3.2	Turbo 码的迭代译码	126
16.3.3	MAP 译码	127
16.3.4	Turbo 均衡技术	129
16.3.5	OFDM 信号 Turbo 迭代均衡	129

16.3.6 基于 MIMO-CMA 均衡算法	131
16.4 LDPC 编码	136
16.4.1 LDPC 码的基本概念	136
16.4.2 60GHz LDPC-TCM OFDM 光毫米波信号 传输系统原理	137
16.4.3 实验结果及分析	140
16.5 级联编码	141
16.6 总结	143
参考文献	143
第 17 章 高谱效率光四维调制基本原理与关键技术	146
17.1 引言	146
17.2 二维、三维恒模调制的星座点分布与性能分析	147
17.3 四维多阶调制的原理与实现	150
17.3.1 四维多阶调制基本原理	150
17.3.2 四维多阶调制的实现	151
17.4 多维多阶调制星座图的设计依据	158
17.4.1 “簇形”问题	158
17.4.2 “球形”问题	160
17.5 典型多维多阶星座图性能分析	160
17.5.1 $N=2$	161
17.5.2 $N=4$	163
17.6 总结与展望	166
参考文献	167
第 18 章 光通信系统中的机器学习算法	169
18.1 引言	169
18.2 支持向量机	171
18.2.1 间隔与支持向量	172
18.2.2 对偶问题	173
18.2.3 核函数	173
18.2.4 基于 SVM 的调制格式识别	174
18.3 BP 神经网络	174
18.3.1 BP 神经元	175
18.3.2 BP 网络	175
18.3.3 基于 BP 神经网络的 OSNR 估计器	176

18.4	聚类算法	177
18.4.1	K-means 聚类算法原理	177
18.4.2	算法流程	178
18.4.3	算法展示与分析	178
18.5	聚类算法在抗非线性中的应用	180
18.5.1	应用原理	180
18.5.2	结果分析	182
	参考文献	183

第一卷目录

第 1 章	绪论
第 2 章	单载波相干光传输系统基本算法
第 3 章	准线性相干光传输系统与数字信号处理
第 4 章	高谱效率超奈奎斯特波分复用系统研究
第 5 章	全光奈奎斯特信号产生与处理
第 6 章	光纤信道非线性补偿算法研究
第 7 章	概率整形技术研究
第 8 章	超高波特率光信号传输技术
第 9 章	高阶调制码光信号传输技术
第 10 章	无载波幅相调制技术
第 11 章	PAM4 信号调制和基于数字信号处理的探测技术

第 12 章 光 OFDM 原理

12.1 引 言

光通信系统的调制方式可以分为直接调制和外调制,如图 12-1 所示^[1,2]。直接调制是通过半导体激光器的注入电流来实现对光强度的调制,这种结构具有简单、经济、容易实现等特点,但由于直接调制半导体激光器带宽有限、消光比低且线宽较大,常用于短距离的直接检测光正交频分复用(DDO-OFDM)光纤通信系统中。在传输距离超过 100km 的 DDO-OFDM 和大容量中长距离相干光正交频分复用(CO-OFDM)光纤通信系统中,一般采用外调制技术。外调制方式是利用独立于激光源之外的外部调制器来实现电光转换的,这种方式具有带宽大、消光比高、激光器的线宽可以根据应用场景改变而调整等优点。目前光纤通信系统中常用的外调制器主要包括基于电光效应的马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder modulator, MZM)和基于电吸收效应的电吸收调制器(electroabsorption modulator, EAM)。本章我们主要讨论基于外调制的 DDO-OFDM 系统的 MZM 调制技术。

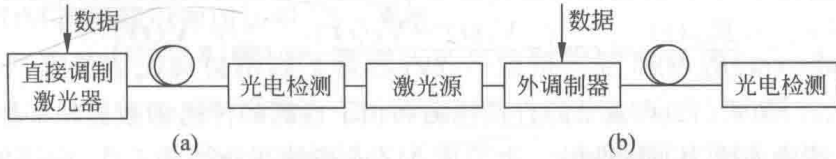


图 12-1 两种不同调制方式的 DDO-OFDM 系统

(a) 直接调制; (b) 外调制

MZM 是利用材料的电光效应实现电信号对光信号的调制,分为上下两个电极,其结构如图 12-2 所示。光调制通过调节加载在两个电极上的光电材料的外电压来改变材料的折射率,从而达到控制输出信号光强度的目的。

MZM 的输入与输出光信号中电场的关系表达式为

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \{ e^{j\pi \frac{V_1(t)}{V_\pi}} + \gamma e^{j\pi \frac{V_2(t)}{V_\pi}} \} \quad (12-1)$$

式中, $E_{in}(t)$ 为输入光信号, $E_{out}(t)$ 为输出光信号, $V_1(t) = V_{RF_upper}(t) + V_{DC_upper}$ 为上臂输入调制信号与上臂直流偏置的和, $V_2(t) = V_{RF_lower}(t) + V_{DC_lower}$ 为下臂输入调制信号与下臂直流偏置的和, $\gamma = \frac{\sqrt{\delta}-1}{\sqrt{\delta}+1}$ 为上下分支的对称因子, δ 为调制器的消光

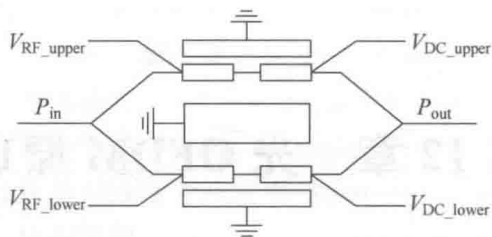


图 12-2 MZM 结构图

比, V_{π} 为调制器的半波电压。理想情况下, δ 大于 20dB, γ 则近似等于 1。

将加载在两臂上的输入信号代入式(12-1), 可以得到

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \left\{ \cos\left(\pi \frac{V_1(t)}{V_{\pi}}\right) + j\sin\left(\pi \frac{V_1(t)}{V_{\pi}}\right) + \cos\left(\pi \frac{V_2(t)}{V_{\pi}}\right) + j\sin\left(\pi \frac{V_2(t)}{V_{\pi}}\right) \right\}$$

$$= E_{in}(t) \cos\left\{\pi \frac{V_1(t) - V_2(t)}{2V_{\pi}}\right\} \exp\left\{j\pi \frac{V_1(t) + V_2(t)}{2V_{\pi}}\right\} \quad (12-2)$$

式中, $\cos\left\{\pi \frac{V_1(t) - V_2(t)}{2V_{\pi}}\right\}$ 为幅度调制分量, $\exp\left\{j\pi \frac{V_1(t) + V_2(t)}{2V_{\pi}}\right\}$ 为相位调制分量。当 MZM 工作在互补推挽模式下, 即 $V_1(t) + V_2(t) = 0$ 时, 调制器的啁啾为 0。令 $V(t) = V_1(t) - V_2(t)$, 采用直接检测方式时, 传输函数为输出功率与输入功率的比值, 可以表示为

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{|E_{out}(t)|^2}{|E_{in}(t)|^2} = \cos^2\left\{\pi \frac{V_1(t) - V_2(t)}{2V_{\pi}}\right\} = \cos^2\left\{\pi \frac{V(t)}{2V_{\pi}}\right\} \quad (12-3)$$

采用相干检测方式时, 传输函数为输出电场与输入电场的比值, 可以表示为

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \cos\left\{\pi \frac{V_1(t) - V_2(t)}{2V_{\pi}}\right\} = \cos\left\{\pi \frac{V(t)}{2V_{\pi}}\right\} \quad (12-4)$$

式(12-3)和式(12-4)表示的直接检测和相干检测的传输函数曲线如图 12-3 所示, MZM 传输曲线为非线性的。为了使 MZM 高效高性能的工作, 应该使调制信号尽量落在 MZM 线性度高的区域内, 这可以通过调节调制信号的峰值和 MZM 的配置电压来控制。当信号的幅度位于 MZM 传输函数非线性高的区域时, 信号将严重失真, 从而降低系统的误码性能。对于 DDO-OFDM 系统, 最佳的偏置点应该选择为正交点(quadrature point)。对于 CO-OFDM 系统, 最佳的偏置点应该选择为零点(null point)。

根据接收端检测方式的不同, 可以将正交频分复用(OFDM)光通信系统划分为两类: DDO-OFDM 和 CO-OFDM。

(1) DDO-OFDM 系统与 CO-OFDM 系统相比, 由于在接收端不需要提供光混频器(hybrid)、平衡接收机(balance detector)等高成本的器件, 成本将会得到很好的控制。但由于子载波互拍噪声和光纤传输中的色散会导致频率选择性衰落, DDO-OFDM 系统的光纤传输距离非常有限, 因此主要应用于短距离的有线接入网和点对点的数据中心之间的传输。

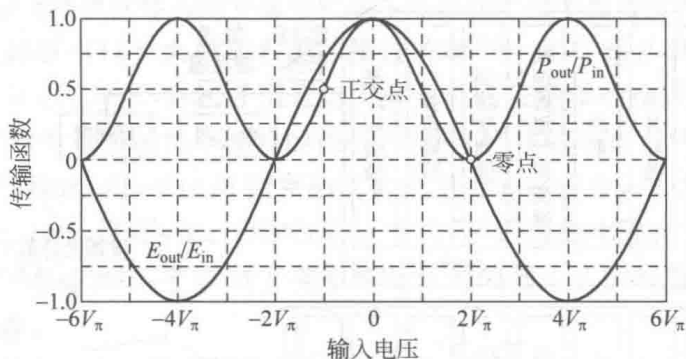


图 12-3 MZM 采用不同检测方式时的传输函数曲线

(2) CO-OFDM 系统的优势主要在于：能够同时实现强度与相位的调制，从而能够实现超高速率的信号传输；可以通过调整本地振荡(LO)信号的功率来调节接收信号的信噪比，因此系统可以实现超长距离的传输，并且能够保证接收机的高接收灵敏度。CO-OFDM 主要应用于超高速率超长距离的主干传输网和中距离(<1000km)的城域传输中。

12.2 直接检测光 OFDM 系统基本结构

在 DDO-OFDM 系统中，主要包括五个部分：OFDM 发送端、OFDM 信号光电调制、光 OFDM 信号的光纤传输、OFDM 信号光电转换和 OFDM 接收端。DDO-OFDM 的系统原理图如图 12-4 所示。

OFDM 发送端主要包括以下流程：①伪随机二进制序列(pseudo random binary sequence, PRBS)串并转换；②快速傅里叶逆变换(FFT)实现信号从频域到时域的转换；③在信号的开始处插入训练序列，训练序列主要用于符号同步和信道估计；④将所得到的信号并串转换；⑤在 OFDM 信号时域上插入循环前缀(cyclic prefix, CP)用于抵抗符号间干扰(intersymbol interference, ISI)和信道间干扰(ICI)。

将产生的 OFDM 信号用数/模转换器(DAC)转换为模拟信号，并通过低通滤波器(low pass filter, LPF)采用放大器将信号放大注入外调制器中实现电光转换。光电转换的另外一种方案是通过直接调制方式实现的。将产生的光 OFDM 信号经过光纤传输后，在进入光电二极管(photodiode, PD)实现光电转换之前，采用掺铒光纤放大器(EDFA)将光信号进行放大。

光电转换后的电 OFDM 信号首先经过一个 LPF 滤除信号带外的噪声，级联在 LPF 后面的模/数转换器(ADC)将 OFDM 信号转换为数字 OFDM 信号。OFDM 接收端数字信号需要进行如下的处理实现解调：①串并转换将 ADC 之后的数字信号转换为并行的信号；②符号同步用于确定 OFDM 信号开始的长度；

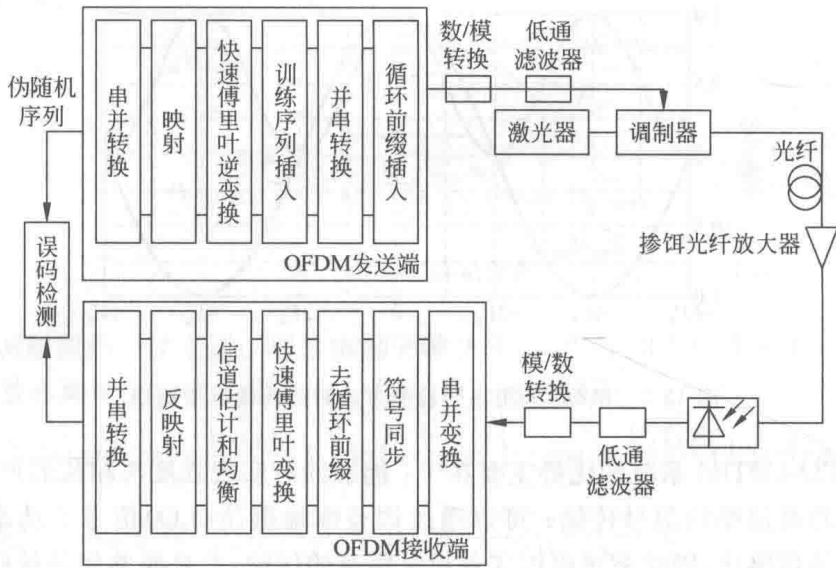


图 12-4 DDO-OFDM 的系统原理图

③去除 OFDM 信号的循环前缀(CP); ④快速傅里叶变换(FFT)将信号从时域变为频域; ⑤提取用于信道估计的训练序列并完成信道估计和信道均衡; ⑥根据发送端的映射规律进行信号的反射射; ⑦将信号并串转换, 并对比原始比特计算误码率。

12.3 相干检测光 OFDM 系统结构与基本原理

20 世纪初期, 相干光通信因高灵敏度和大信道容量而受到很多研究者的追捧^[1-14], 但随着 80 年代波分复用(WDM)系统和 EDFA 放大器被广泛应用, 直接检测因其结构简单和实现成本低而渐渐取代了相干检测^[15], 因此相干光通信逐渐淡出了研究者的视线。但是随着现代通信对系统信号传输速率要求的大大提高, 以及对数字信号处理的应用和高阶光调制技术研究更加成熟, 相干光通信再次成为高速率高性能的现代光通信的研究热点^[16-44]。相干光通信不但大大地提高了系统的频谱效率, 在色散和非线性补偿以及控制方面因为数字信号处理的应用也有了更好的效果, 将偏振复用引入相干检测的系统中可以更进一步提高系统的传输容量^[16-25]。

随着通信业务量和复杂度的增加, 以太网的带宽需求将达到 100GHz 以上。在现在结构简化的直接检测传输系统中, 由于现有的光电检测器件的最大带宽为 100GHz, 而且直接检测系统中只有强度可以用来调制信息, 这将成为通信速率提高的瓶颈。为了进一步提高光纤通信的系统容量, 研究者重新将目光转向了相干光通信。在相干光通信中, 光信号的幅度和相位都可以被调制, 高阶的幅度/相位调制格式的使用可以大大提高系统的频谱效率, 从而保证高速率光纤通信系统的实现^[21]。

相干光通信能够保证输入信号速率的根本原因在于相干光通信将矢量调制引入调制格式中,这样就可以大大增加系统的频谱效率^[21]。正交相移键控(quadrature phase shift keying, QPSK)是相干光通信中最常见的矢量调制格式。在 QPSK 调制格式中,一个符号携带了两个比特的信号,这样在同样的带宽上就可以将信息速率提高一倍。同样地,当 m QAM 调制格式被应用到光通信中,相对于直接检测系统中的通断键控(on-off keying, OOK)调制格式,其频谱效率提高了 M 倍。同样地,在 CO-OFDM 系统中,子载波上携带的信号的调制格式的阶数增加也会带来频谱效率的改善。

在相干检测的光纤通信系统中,被矢量信号调制后的光信号可以表示为

$$E_s(t) = A_s(t) \exp(j\omega_s t) \quad (12-5)$$

式中, $A_s(t)$ 为复信号幅度, ω_s 为调制光信号角频率。类似地,接收端的 LO 信号被定义为

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t) \exp(j\omega_{LO} t) \quad (12-6)$$

类比于式(12-5)、式(12-6)中的 $A_{LO}(t)$ 和 ω_{LO} , 分别为本地振荡信号的复振幅和角频率。调制后的信号和 LO 信号的功率和振幅是相互关联的, 分别可表示为 $P_s = |A_s|^2/2$ 和 $P_{LO} = |A_{LO}|^2/2$ 。

在相干光通信系统中通常使用平衡检测的方式, 这种方式可以抑制直流成分, 同时保证输出的光电流为最大值。图 12-5 为平衡检测方式的结构图。

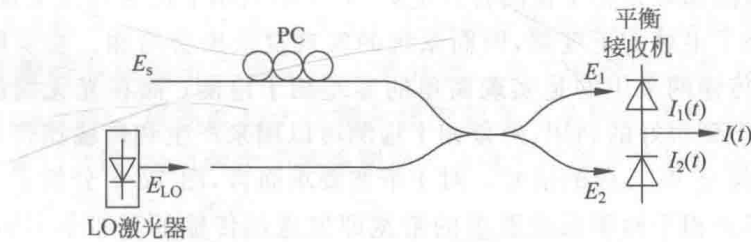


图 12-5 平衡检测方式结构图

在这种检测方式中保证接收信号 E_s 和 LO 信号 E_{LO} 为同样的偏振态, 这样, 在检测时进入平衡接收机的两个光信号可以表示为

$$E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + E_{LO}) \quad (12-7)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s - E_{LO}) \quad (12-8)$$

经过光电检测后, 从两个 PD 输出的电流 $I_1(t)$ 和 $I_2(t)$ 分别为

$$\begin{aligned} I_1(t) &= R \left\{ \text{Re} \left[\frac{A_s(t) \exp(j\omega_s t) + A_{LO}(t) \exp(j\omega_{LO} t)}{\sqrt{2}} \right] \right\}^{\text{ms}} \\ &= \frac{R}{2} \{ P_s + P_{LO} + 2 \sqrt{P_s P_{LO}} \cos[\omega_{IF} t + \theta_{\text{sig}}(t) - \theta_{LO}(t)] \} \quad (12-9) \end{aligned}$$

$$I_2(t) = R \left\{ \operatorname{Re} \left[\frac{A_s(t) \exp(j\omega_s t) - A_{LO}(t) \exp(j\omega_{LO} t)}{\sqrt{2}} \right] \right\}^{ms}$$

$$= \frac{R}{2} \{ P_s + P_{LO} - 2 \sqrt{P_s P_{LO}} \cos[\omega_{IF} t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)] \} \quad (12-10)$$

在式(12-9)和式(12-10)中,ms 代表光电检测中光电二极管实现的光强度到电流转换的平方检测。 $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO}$ 为接收信号和 LO 信号的频率差。 $\theta_{sig}(t)$ 和 $\theta_{LO}(t)$ 分别为接收信号和 LO 信号的相位, R 为光电二极管的响应度,详细的表示为

$$R = \frac{e\eta}{\hbar \omega_s} \quad (12-11)$$

式中, e 为电子电量, η 为光电二极管的量子效率, \hbar 为普朗克常量。根据式(12-9)和式(12-10)中得到的平衡检测的二极管的两个电流 $I_1(t)$ 和 $I_2(t)$,可得到最终的平衡检测的电流输出为

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos[\omega_{IF} t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)] \quad (12-12)$$

式中,LO 信号的功率 P_{LO} 是一个常量。根据 ω_{IF} 的值将相干检测分为零差相干检测和外差相干检测两类。所谓零差相干检测就是 LO 信号的频率和接收信号的频率完全相同,即 $\omega_{IF} = 0$,这样经过平衡检测后信号就成为基带信号;而对于外差相干检测,LO 信号的频率和接收信号的频率不同,存在频率差 ω_{IF} ,平衡检测后信号处在中频,平衡检测后需要再进行电域的下变频才能得到基带信号。

零差相干检测和外差相干检测各具优势,对于零差相干检测系统来说,外差相干检测系统增加了电域的下变频,因而系统的实现复杂度会增加。在实际的应用中,一般的核心传输网采用的是实现简单的零差相干检测;而在光无线的混合网络中,外差检测得到很好的利用,外差相干检测可以用来产生和传输携带调制信号的微波、毫米波甚至 W 波段的信号。对于带宽要求而言,图 12-6 分析了二者具体的带宽要求。零差相干检测系统要求的带宽即发送端传输的基带信号带宽 BW ,而从图 12-6(a)中可以看到,外差相干检测系统要求的带宽为 $\omega_{IF} + BW$,为了保证信号的边带不发生混叠且尽量地节约带宽,在外差相干检测系统中的中频信号频率必须设置为 $\omega_{IF} \geq BW$,这样外差相干检测系统的带宽至少为 $2BW$ 。

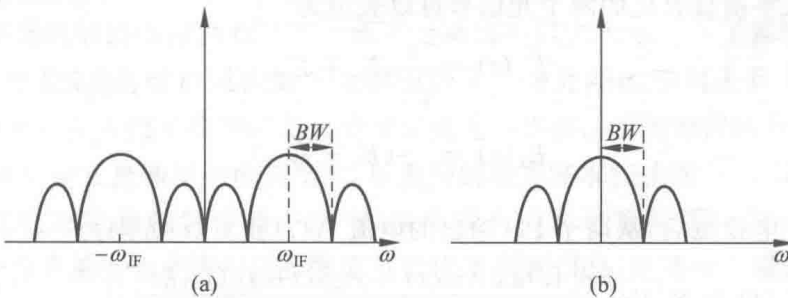


图 12-6 两种相干检测方式的信号频谱及带宽要求
(a) 外差相干检测; (b) 零差相干检测

在系统的复杂度上,由于相干检测系统选择的调制格式不仅限于简单的幅度调制,为了增加频谱利用率通常同时采用调幅和调相的方式。假设系统中采用的是正交幅度调制(QAM),执行零差和外差相干检测方式时所需要的平衡检测器的个数不一样。对于单个偏振态的 QAM 调制格式,外差检测方式需要 1 个平衡检测器,而对于零差检测则需要 2 个平衡检测器。此外,在外差相干检测系统中需要加入前置滤波器滤除信号的虚边带,而对于零差相干检测则不需要。两者的详细系统要求和设置对比在表 12-1 中给出。

表 12-1 零差相干检测和外差相干检测系统要求与设置对比

零差相干检测	<ul style="list-style-type: none"> • 对于一个偏振态的正交幅度调制需要两个平衡检测器 • 系统带宽为基带信号带宽 BW • 不需要预置放大器滤除信号的虚边带
外差相干检测	<ul style="list-style-type: none"> • 对于一个偏振态的正交幅度调制需要一个平衡检测器 • 系统的带宽为 $\omega_{IF} + BW$, 最小为 $2BW$ • 需要预置放大器滤除信号的虚边带

本节主要讨论如何将简单的采用一个平衡接收机的相干检测系统扩展到使用相位和偏振分集接收的复杂的相干检测系统。首先分别讨论相位分集接收和偏振分集接收的原理和实现,最后将相位分集接收和偏振分集接收用到同一个相干检测系统中,实现基于相位和偏振分集接收的相干检测系统。

为简单起见,本节只分析基于相位和偏振分集接收的零差相干检测系统,至于外差相干检测系统则可以通过类比来分析。为了实现零差相干检测,必须保证 $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO} = 0$ 。在零差相干检测系统中如果能够同时提供 LO 信号及其产生了 90° 相移的分量,经过两个平衡检测器之后就可以得到信号的同相分量和正交分量,基本结构如图 12-7 所示。

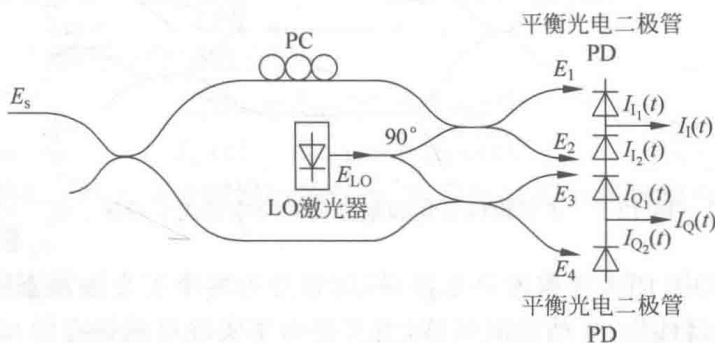


图 12-7 相位分集接收的零差相干检测系统结构图

从两对平衡接收机光电转换得到的同相 (in phase) 分量 $I_1(t)$ 和正交 (quadrature) 分量 $I_Q(t)$ 可以表示为

$$I_1(t) = I_1(t) - I_2(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos[\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)] \quad (12-13)$$

$$I_Q(t) = I_{Q_1}(t) - I_{Q_2}(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \sin[\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)] \quad (12-14)$$

式(12-13)中的同相分量和式(12-14)中的正交分量共同决定最终输出的信号:

$$I_C(t) = I_I(t) + jI_Q(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \exp\{j[\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)]\} \quad (12-15)$$

输出信号的相位分量由信号本身的相位和相位噪声(phase noise)共同组成,即 $\theta_{sig} = \theta_s + \theta_{sn}$, 定义解调后的相位噪声 θ_n 为 $\theta_n = \theta_{sn} - \theta_{LO}$, 将这两个关系式代入式(12-15), 得到最终的输出信号为

$$I_C(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \exp\{j[\theta_s(t) + \theta_n(t)]\} \quad (12-16)$$

由于光电二极管的响应度 R 和 LO 信号的功率 P_{LO} 都是固定不变的常量, 式(12-16)中表示的最终接收到的信号和传输信号之间的唯一差别就在于引入了一个相位未知量 $\theta_n(t)$, 这就是通常大家所指的相位噪声。多种方法被提出用来估计并消除这个相位噪声, 最常见的是基于接收机的数字信号处理技术。

为了增加系统的频谱效率, 除了可以提高系统中传输信号的调制阶数外, 还可以采用偏振复用实现扩容, 采用偏振分集接收的系统相对于单偏振方向的传输系统, 其频谱效率将提高一倍。接下来将讨论如何在前面讨论的零差相干检测系统中实现偏振分集接收。在考虑偏振分集接收中同时也考虑了相位的分集接收, 一般的偏振分集接收系统的原理如图 12-8 所示。

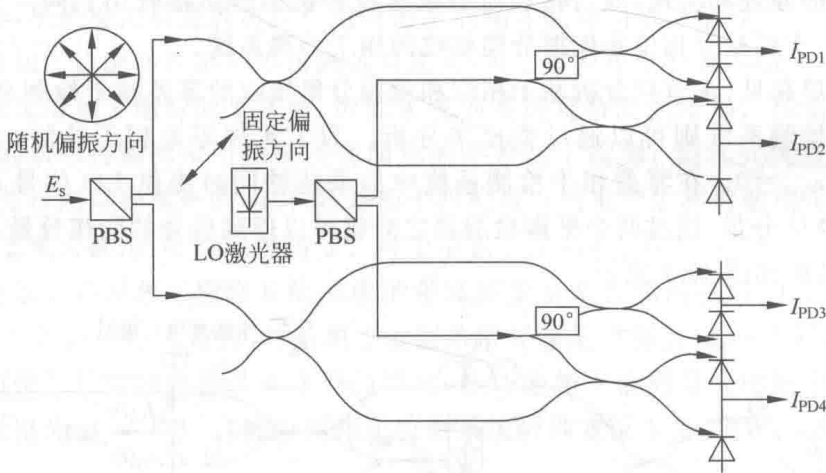


图 12-8 基于相位分集和偏振分集的零差相干检测系统

在图 12-8 中, PBS 为偏振分束器, 将信号分为两个正交偏振态的信号。光电二极管前面的器件为 90° 的光混频器, 主要是为了实现单偏振态的相位分集接收。在接收端, 传输来的信号 E_s 被偏振分束器分为 x 和 y 两个偏振态的信号, 同样, LO 信号经过偏振分束器也被分为两个完全正交的偏振态的信号。信号 E_s 经过偏振分束器后得到的信号为

$$\begin{bmatrix} E_{sx} \\ E_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} A_s e^{j\theta} \\ \sqrt{1-\alpha} A_s \end{bmatrix} \exp(j\omega_s t) \quad (12-17)$$