

第一章 绪论

随着移动互联网的发展，其提供的各种方便快捷的功能已经深刻的改变了人们的生活方式。同时物联网、智能家居等相关产业也正处于快速发展阶段，如何为多种多样的智能设备提供安全可靠而又绿色经济的无线接入方式显得尤为重要，虽然目前使用的蜂窝网及 WIFI 接入能解决大部分的接入问题，但是由于频谱资源的限制迫使人们寻找新的接入方式。同时发光二极管 (Light Emitting Diode, LED) 作为新一代绿色高效的光源在照明市场上高歌猛进, 预计到 2021 年，其市场占有率将超过 52%^[1]。以 LED 为基础的室内可见光 (Visible Light Communication, VLC) 迎来了前所未有的发展机遇。

1.1 论文研究背景及意义

1.1.1 研究背景

近 10 年来，因以智能手机为代表的智能终端的快速发展，人们对移动互联的需要越来越强劲，这也极大的推动了无线通信的研究与应用。4G 技术方兴未艾，而针对更高要求的 5G 移动通信技术研究已在紧锣密鼓进行，同时 wifi 作为移动蜂窝网的补充也发展迅猛。但是由于无线射频通信本身的特点，其面临着频谱资源更加紧张、利用现有的频谱去大幅提高通信性能的代价更加昂贵及电磁辐射可能影响健康等诸多问题。而可见光通信尝试从另一个角度解决这些问题，其具有频谱资源不受限制、对人类健康安全及通信速率快等特点，得到了国内外移动通信领域和光学领域学者的广泛关注。

同时具有能耗低、使用寿命长、生产过程环保等多方面优点的 LED 灯得到人们的亲睐，将取代白炽灯和节能灯成为室内照明的主要光源，而且半导体 LED 光源具有响应灵敏度高，易于调制等通信方面的先天优势，这给室内可见光通信提供了一个绝佳的载体。室内可见光通信与 LED 灯的结合，同时兼顾照明与通信双重功能，为室内短距离无线连接提供了一种高速、安全、绿色的选择，特别是在医院、飞机机舱等需要电磁屏蔽的环境下，可见光通信有着不可比拟的优势。

简单说来，可见光通信就是将我们要发送的信息经过编码、调制之后由 DA 以电信号输出去调制 LED 灯，电信号的起伏波动将转化为 LED 灯发光强度的变化；再接收端，由光电二极管 (Photo Diode, PD) 去检测这种光的强弱变化，并将之还原为电信号，然后解调、解码得到发射端发送的信息^[2-5]。但是这个通信过程中光的强弱的变化速度非常快，兼顾了通信的 LED 灯在照明功能上与普通 LED 灯毫无差异。

1.1.2 研究意义

目前室内可见光领域的研究主要还是针对点对点传输, 研究人员正努力使用各种各样的技术提高点对点的传输速率, 而很少关心将来可能商用中可能面临的困难。但是在实际使用中, 人们不仅要求传输速率快, 而且要求系统稳定可靠。现在市面上已经有很多的支持调制的 LED 灯, 不同厂商生产的 LED 灯的通信性能千差万别, 使用不同的接收器 PD 也将造成通信性能上的差异, 另一方面发射端 LED 与接收端 PD 之间的距离及入射角的不同也将造成信道的改变。所以为了适应真实的使用环境, 将自适应传输技术引入可见光通信是非常必要的。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 国外研究现状

早在 1979 年, IBM 苏黎世研究实验室的 F. R. Gfeller 就提出一个用无线光通信解决计算机中心机器互联问题的方案^[6], 虽然他提出的模型中使用的是 950nm 波长的近红外光, 但是在发射端使用 LED, 在接收端使用 PD, 是现在室内可见光通信的雏形。那时 LED 技术还不够成熟, 而且价格高昂, 所以可见光通信的大发展推迟到了 LED 技术难题已经解决的 21 世纪。

2000 年, 来自日本庆应义塾大学的 Tanaka 团队首次提出使用白光 LED 作为光源的室内可见光通信模型^[7], 并且进行了简单的数学分析及仿真实验指出了多径产生的符号间干扰 (Inter Symbol Interference, ISI) 和接收机视场角 (Field of View, FOV) 是影响通信性能的两个主要因素。2001 年, 他们研究了正交频分复用调制 (Orthogonal frequency division modulation, OFDM) 和归零键控 (On-Off Keying Return-to-Zero, OOK-RZ) 在白光 LED 多灯情况下的通信性能^[2], 通过仿真表明在多灯的场景下, 不同发射端到达接收端的路程差造成的多径对系统性能影响显著, 同时指出 OOK-RZ 能够胜任较为低速的情况 (100 Mbps), 而带有保护间隔的 OFDM 能够很好的抵抗多径引起的时延扩展, 适应高速环境 (400 Mbps)。2004 年, Toshihiko Komine 进一步指出 ISI 取决于传输速率和 FOV 两个因素, 并且预言可见光通信的速率可以达到 10 Gb/s^[5]。21 世纪初, 日本一直走在可见光通信研究的前列, 并且于 2003 年成立了可见光通信协议 (Visible Light communication consortium, VLCC), 积极推进可见光的研究和技术标准化, 夏普、松下、东芝、三星、NEC 和卡西欧等公司都是其成员。

在欧洲, 由二十多家国际知名大学和公司联合确立了 OMEGA 计划, 以最终形成亿兆家庭网络标准为目的, 其中室内光通信是其主要的研究对象, 该计划在可见光点对点传输系统设计领域取得了不错的研究成果^[8-11]。来自爱丁堡大学的 Harald Haas 教授团队也对可见光通信进行了广泛的研究, 包括调制方式^[12-15]、信道建模研究^[16, 17]、硬件实现^[18-20]及室内可见光混合组网^[21-23]等。在 2011 年, Haas 教授以可见光通信为主题在 TED(Technology, Entertainment, Design) 上做过一次演讲, 该演讲视频在网络上播放超过 150 万次, 使得无线光通信被人们熟知。

美国同样重视可见光通信的发展,在2008年10月美国国家科学基金会(National science foundation, NSF)出资1.85亿美元,提出了志在推动基于LED的可见光通信技术的“智慧照明(Smart lighting)”项目,希望能在LED照明系统中嵌入可见光通信技术以提供更多的无线接入点。2009年,美国电子电气工程师协会(Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE)标准化组织将无线光通信技术列入无线私域网(Wireless Personal Area Network, WPAN)的实现范畴内,同时制定了无线光通信技术标准——IEEE 802.15.7,大力推动无线光通信技术的标准化。

从2008年开始,各国的研究人员设计出了很多基于白光LED的无线可见光通信演示系统,在传输速率上也是你追我赶。2008年,来自英国诺森比亚大学的Hoa Le Minh等人采用多共振均衡方法将白光LED的3 dB带宽由2.5 MHz提升到了25 MHz,并且基于OOK调制实现了通信速率达40 Mbps的系统^[24],2009年,他们又通过在接收端加入一个一阶均衡器将3 dB带宽扩展到了50 MHz,也在OOK调制下设计了速率为100 Mbps的通信系统^[25],Hoa Le Minh等人的工作为可见光高速通信系统的设计奠定了基础。2010年,Jelena Vučić等人使用波分复用(Wavelength Division Multiplexing, WDM)和离散多音调制(Discrete Multi-Tone, DMT)技术将通信速率提高到513 Mbps^[10]。2012年,A.M.Khalid采用DMT自适应调制实现了通信速率达1 Gbps的系统,再次刷新了可见光系统速率记录。

自2012年以来,研究人员开始使用基于RGB LED来进一步提升可见光通信系统的速率。2012年,Giulio Cossu等人采用DMT调制在RGB LED灯下实现了将可见光通信系统的速率提高到3.4 Gbps^[26]。2015年,已经有研究人员讨论了使用角度分集(Angle Diversity)、图形接收器(Imaging Receivers)和中继点(Relay Node)在RGB LED通信速率达到10 Gbps系统^[27]。

1.2.2 国内研究现状

中国对可见光通信的研究起步稍晚,但是得益于国内学者在通信领域的基础积累,在VLC研究中也有迎头赶上之势。在2010年之前,已经有部分学者开始关注可见光通信的发展,在国内的一些期刊上介绍了可见光通信,并且研究了一些具体的问题^[28-30]。随着国家“十二五”计划的实现,2013年,“十二五”国家863计划“可见光通信系统关键技术研究”主题项目和国家973计划项目“宽光谱信号无线传输理论与方法研究”同步启动,将国内可见光通信研究推向高潮,国内很多高校及研究单位均参与其中,主要包括清华大学、北京理工大学、复旦大学、东南大学、北京大学、北京邮电大学、中科院半导体研究所、解放军理工大学等。取得了一批杰出的研究成果。中国科技大学徐正元教授支持的973项目在可见光通信的基础研究中取得了不错的成绩,包括系统分析建模、LED灯布局优化、调制技术研究等^[31-33]。复旦大学迟楠教授团队则致力于可见光通信系统的实现,力推VLC向产业化方向发展,他们先后完成了575 Mbps至3.7 Gbps可见光通信系统搭建^[34-36]。目前正在向10 Gbps量级通信速率的系统努力^[37]。

1.3 论文主要研究工作和章节安排

本人在硕士研究生阶段主要室内可见光领域的研究。研一时，重点放在专业课程及可见光理论方面的学习，特别关注了 OFDM 技术在可见光系统中的应用，并且改进了非对称削波光正交频分复用 (Asymmetrically Clipped Optical OFDM, ACO-OFDM) 调制技术，针对 ACO-OFDM 系统时域信号的特征，提出了一种能够明显改善 ACO-OFDM 系统峰均比 (Peak to Average Power Ratio, PAPR) 性能的结构，即在发射端削波而在接收端能恢复的非对称削波光正交频分复用 (Recoverable Upper Clipping ACO-OFDM, RoC-ACO-OFDM)^[38]。研二研三主要进行了可见光通信点对点系统设计实现及自适应传输相关技术的研究。与另外两位同学基于现场可编程门阵列 (Field — Programmable Gate Array, FPAG) 设计了一套传输参数可配置的可见光通信演示系统，该系统已有自适应传输的雏形。与对与自适应传输相关的信道估计、能量分配及比特分配等相关内容进行了学习研究。限于毕业论文课题范围，本文仅关注可见光通信自适应传输技术，主要内容安排如下：

第一章主要介绍可见光通信的研究背景，包括其基本原理及与传统通信方式相比的优势，同时也对可见光通信在国内外的发展历程进行了概述。

第二章 可见光多波段通信系统概述

2.1 引言

得益于 LED 灯在照明市场的风行，使得兼顾通信和照明两重功能的可见光通信技术受到了越来越多的关注。基于 LED 的可见光通信因其绿色环保、高速便捷、频谱资源不受限制等优点，极有可能在未来的无线通信中占有一席之地，特别是诸如机舱、医院和矿井这些特殊应用场景下。本章将先介绍可见光通信的基本原理，包括基础硬件发光二极管（LED）和光电二极管（PD）的基本工作原理及可见光通信系统模型，然后将概述 OFDM 在可见光通信中的应用，并且比较 ACO-OFDM 及 DCO-OFDM 之间的区别，最后将简介自适应传输技术及其在可见光通信中的应用。

2.2 室内可见光通信基本原理

2.2.1 可见光通信系统模型

与传统的无线通信技术通过调幅、调频或调相技术将信息调制到射频载波上不同，可见光通信利用的是人眼可见的波长在 380 nm 到 780 nm 之间的电磁波来传输信息，并且是使用强度调制（Intensity Modulation, IM）、直接检测（Direct Detection, DD）技术。如图 2.1 所示，在发射端，利用 LED 灯的易于调制性，在线性范围内，LED 的发光强度与输入电流功率成正比，将电信号调制到 LED 发光强度上；在接收端，利用 PD 的输入反向电流功率与接收到的光强成正比的特性，用光电二极管去检测 LED 发光强度的变化，将光信号转换成电信号。如图 2.1 所示，在电信号域（Electrisity domain）发

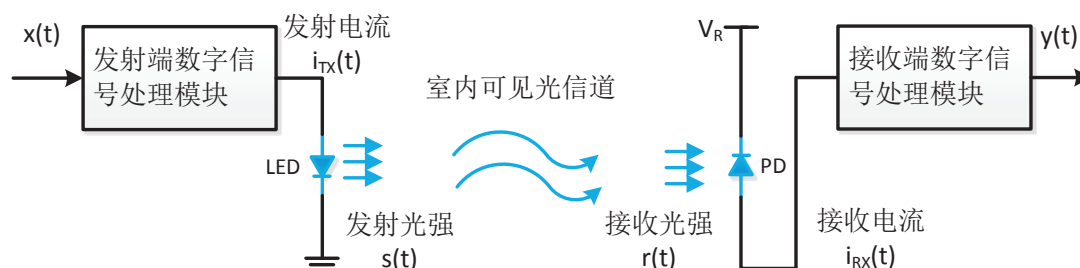


图 2.1 光无线通信系统模型

发射端输出电压信号 $x(t)$ 经过发光二极管后变成 LED 的电流 $i_{TX}(t)$ 信号，接收端光敏二极管 PD 输出电流 $i_{RX}(t)$ ，其最后转换成接收信号 $y(t)$ ，在光信号域（Light Domain），首先在发射端发光二极管 LED 的电流信号 $i_{TX}(t)$ 转变为发光强度 $s(t)$ ，经过光信道后，在接收端光电二极管 PD 收到的光强信号为 $r(t)$ ，经过光电转换，得到电流 $i_{RX}(t)$ 。所以在实际可见光通信系统中，信号传输由电光变换，光通道传输及光电变换三个过程组成，如图 2.2 所示，接收端信号 $y(t)$ 可以表示为：

$$y(t) = x(t) \otimes h_1(t) \otimes h_2(t) \otimes h_3(t) + z(t) \quad (2.1)$$

其中， $x(t)$ 表示发射端基带电压信号， $h_1(t)$ 表示电光转换系统的时域信道冲激响应（Channel Impose Response, CIR）， $h_2(t)$ 表示可见光信道的时域信道冲激响应， $h_3(t)$ 表示光电转换系统的时域信道冲激响应 [39]， $z(t)$ 表示信道加性白高斯噪声（Additive White Gaussian Noise, AWGN），符从 $z(t) \sim N(0, N_0/2)$ 分布， N_0 为其功率谱密度， \otimes 表示卷积运算。可见光通信系统的噪声，通常主要由热噪声和散弹噪声 [40]。热噪声是一种高斯白噪声，在传统的射频无线通信系统中是很常见的。散弹噪声也可以建模为白高斯噪声来处理，因为两个独立分布的高斯噪声还是高斯的，故我们可以将系统噪声统一建模为与信号独立的高斯白噪声。

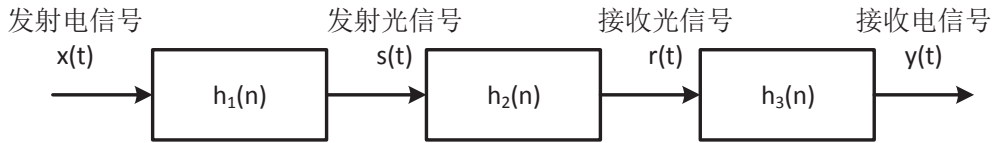


图 2.2 光无线通信系统基带处理模型

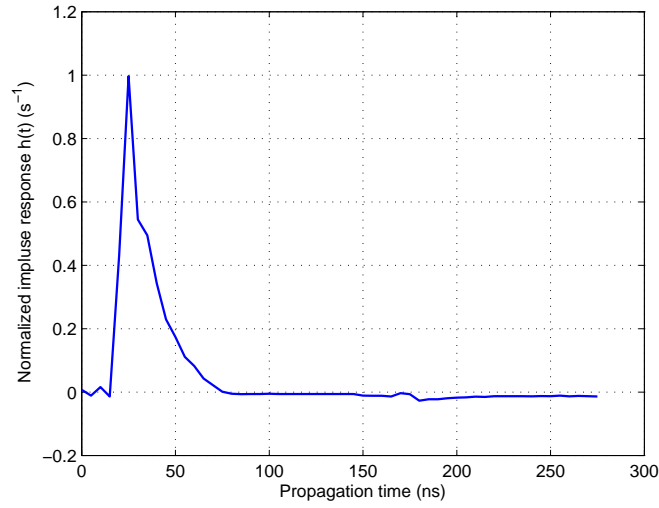
2.2.2 可见光通信系统信道特性

如图 2.2 所示，可见光通信系统的信道由三部分组成，分别是电光转换信道 $h_1(t)$ 、可见光空间自由传播信道 $h_2(t)$ 和光电转换信道 $h_3(t)$ 。因为用于可见光通信的 LED 具有优良的可调制性能，即存在一段线性区，而在实际设计光通信系统的时候，我力求 LED 灯工作于线性区内，所以可以把 $h_1(t)$ 当做线性信道来处理；光在自由空间传播时，光信号除了由直达径（Light of Sight, LOS）到达接收端之外，不可避免的还可以通过墙壁、家具反射径等非直达径（Non Light of Sight, Non-LOS）进入接收端，造成理论上的多径信道，并且由于光在自由空间传播的路径损耗正比于距离的四次方，及反射也会造成能量损耗，所以理论上 $h_2(t)$ 是非线性的，但正由于路劲损耗与传播距离的四次方成正比，所以通过非直达径到达接收端的光信号能量远低于直达径的能量，考虑到这样的实际情况，故可以把光自由传播信号 $h_2(t)$ 建模为线性信道；光电转换信道 $h_3(t)$ 与电光转换信道 $h_1(t)$ 类似，光电转换器件 PD 也有一段线性区，只要设计系统时保证 PD 工作在线性区，也可以把 $h_3(t)$ 建模为线性信道。由以上分析可得，组成可见光通信系统的三个组成部分都是线性的，那么整个信道也是线性的，其时域冲激响应

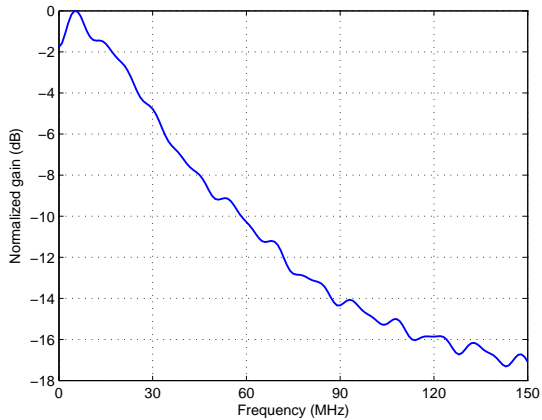
可以表示为:

$$h(t) = h_1(t) \otimes h_2(t) \otimes h_3(t) \quad (2.2)$$

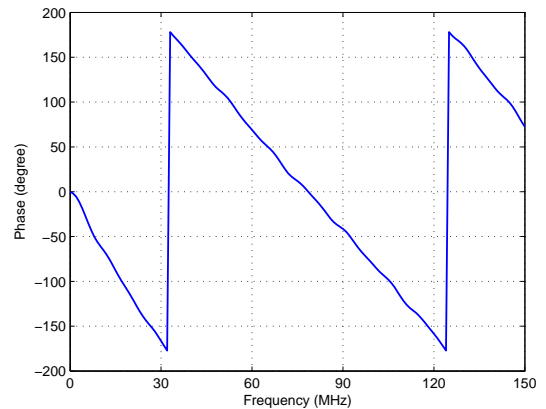
图 2.3 所示为本课题对应硬件平台上通过发送伪随机序列 (Pseudo-Noise Sequence, PN seq.) 估计出来的信道响应 (时钟 200 MHz, PN 码长度为 16384), 更加详细的信道估计理论将在第三章中介绍。其中图 2.3a 为时域冲激响应, 幅度频率响应如图 2.3b 所示, 相位频率响应见图 2.3c。从 2.3b 可以看出可见光通信信道其实是一个低通系统。针对这样的信道特征, 可以使用 OFDM 调制结合频域均衡技术来对抗频率选择性衰落, 并且可以优化 OFDM 各子载波上的功率及比特分配, 这部分内容将在第四章详细论述。



(a) 室内可见光信道时域冲激响应



(b) 室内可见光信道幅频特性



(c) 室内可见光信道相频响应

图 2.3 室内可见光信道的时频域响应特性

2.2.3 光电元器件简介

如前文所述,可见光通信与传统的无线通信最大的区别在于调制与信号检测上,射频无线通信必须把基带信号通过调幅、调频或者调相技术调制到高频的载波上,在接收端再下变频得到基带信号。但目前可见光通信器件技术还不能直接去调制光的幅度、频率或者相位,而是使用发射端强度调制和接收端直接检测技术。在发射端,需要电光转换器件将电信号转换成光信号,在室内可见光通信中用到的主要是发光二极管 LED,LED 就是调制器,其工作线性范围是一个非常重要的指标,因为如果输入信号的动态变化范围较大,超出 LED 的线性调制范围,则会发生非线性失真,将严重影响通信性能,在可见光 OFDM 系统中尤其要注意这点,另外,LED 的响应时间是另一个重要指标,响应时间短的 LED 能够被更高频率的信号调制,也就意味着带宽增加、通信速率增高。在接收端,需要光电转换器件将光信号再变成电信号以进行解调解码,目前大量使用的是光电二极管 PD,光电二极管的 PN 结面积相对比较大,以便接收更多的入射光,其在反向电压的作用下,没有光照时,反向电流非常小,称为暗电流;在有光照时,反向电流急速增大,并且在一定范围内反向电流功率与光照强度成正比。本节将详细介绍发光二极管和光电二极管的通信特性。

2.2.3.1 电光转换器件

目前在光通信领域使用得电光转换器件主要有激光二极管 (Laser Diode,LD) 和发光二极管 LED 两类,这两种器件的性质差异很大,应用场景也不同。激光二极管响应速度非常快,但是线性区间非常小,几乎只有关闭和激发两种状态,而且发光角度较小,通信时需要发射端与接收端对准,所以一般用于高速光纤通信中。这里我主要讨论室内无线光通信使用的发光二极管 LED。

发光二极管 LED 是一种掺杂了镓 (Ga)、砷 (As) 和磷 (P) 等化合物的半导体器件,它跟普通的二极管一样,具有单向导电性,内部有 PN 节,P 区含有多余的电子,N 区则有多余的空穴。当给发光二极管加正向电压时,P 区的高能电子与 N 区的空穴结合发生能级跃迁变为低能电子,根据能量守恒,其将向外辐射电磁波,并且包含波长在 380 nm 到 780 nm 之间的人眼可见的电磁波,具体辐射电磁波的波长主要由掺杂物的种类相关,这就是 LED 发光的基本原理。

众所周知,白光是一种混合光,故我们日常用于照明的白光 LED 灯发出的白光也是由几种光合成的。现在市面上的白光 LED 主要有两种类型。一种是磷光激发型,由蓝光 LED 激发荧光物质发出黄光,然后蓝光与黄光混合成我们人眼看到的白光;另一种是多色混合型,由多个 LED 发出不同颜色的光直接合成为白光,这种类型常见的红绿蓝 (RGB)LED 灯内部就含有三块晶片,分别发红光、绿光和蓝光。图 2.4a 所示是德国 OSRAM 公司生产的磷光激发型发光二极管 Lighting Plus LE UM S2LN 的相对光谱分布图^[41],图中峰值位于 445 nm 处的是蓝光 LED 发出的蓝色光波,而峰值位于 555 nm 处的是蓝光激发荧光物质产生的黄光。因为激发荧光物质发黄光的响应时间过长,在使用磷光型 LED 进行可见光通信时,一般同时会在接收端加蓝色滤光片,滤掉响应过慢的黄光,所以虽然我们人眼看到的是白光,但是信号其实只调制在蓝光上,这就是前

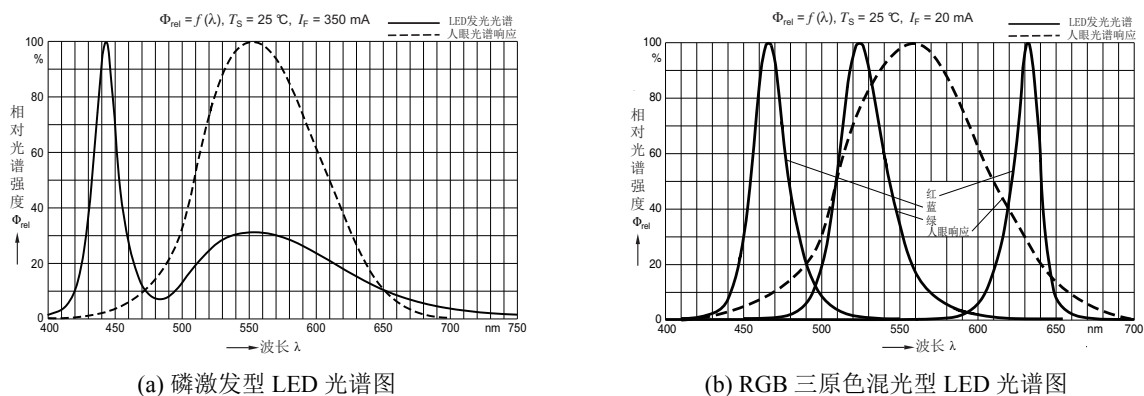
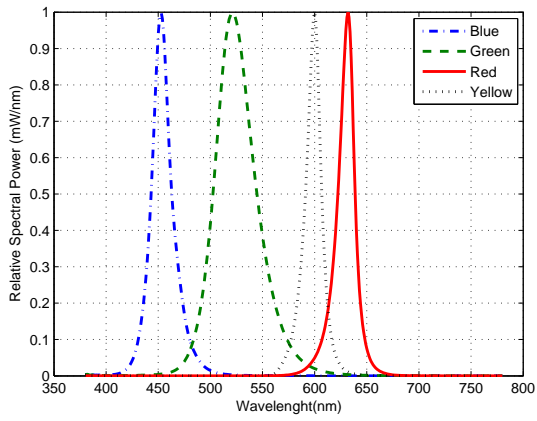


图 2.4 两种白色 LED 光谱对比图

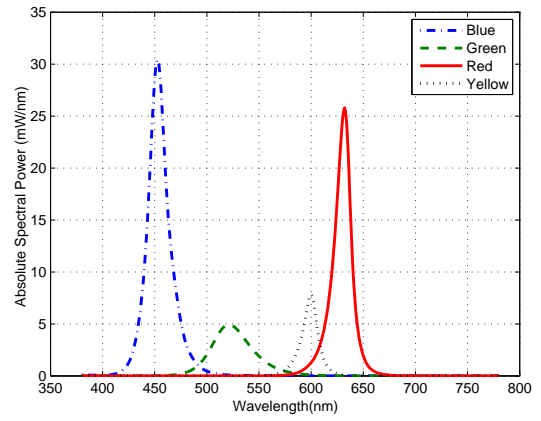
文中提到单色白光 LED 通信。图 2.4b 所示多色混合型 LED 的相对光谱分布图 [42]，其具体型号为 LRTB R98G，同为 OSRAM 生产。图中可见红绿蓝三种色光的峰值分别位于 635 nm、525 nm 和 465 nm 处，与磷光激发型 LED 不同的是，红绿蓝三种色光分别由三种不同的 LED 晶片产生，都有很好的响应速度，我们可以对这三种色光分别调制，达到同时传输三路数据的目的，这样可以大大加大传输速率，即为前文所述的多色白光无线通信系统，也是本课题主要研究对象。

因为基于多色混合型 LED 的可见光通信系统能将各基色独立调制，总速率为各基色速率之和，所以相对于使用磷光激发型 LED 的单色光通信系统速率优势明显。现在也有专门的公司设计适合可见光通信的 LED，如硅谷光擎 (LED Engin)，其生产了多种通信特性优异的多色混合型 LED，如图 2.5 所示为型号为 LZC-03MA07 的多色混合型 LED 的相对光谱功率分布和绝对光谱功率分布。从图 2.5a 中可以看出该白光 LED 其由四种基色组成，分别为红 (Red)、绿 (Green)、蓝 (Blue) 和黄 (Yellow)，其中黄色有时也称为琥珀色 (Amber)，并且各基色光之间隔离明显，相互之间的干扰很少，同时图 2.5b 说明各基色的发光功率相差明显，在设计多色光通信系统时也可以优化各个基色光发射功率，减少干扰，这个是我们后面研究的内容。

对于电光转换器件 LED 而言，我们除了要注意体面提到的线性范围和响应时间这两个指标之外，还要考虑 LED 的特性随温度的变化，如图 2.6 所示 [43]，图 2.6a 表明随着温度的升高，LED 的输出光功率降低，但是各基色光功率降低的幅度不相同，其中黄光 (Amber) 下降得最快，单温度升高到 120 °C 时，输出功率降到常温下的 20%；而蓝光 (Blue) 受到的影响较小，功率输出变化不明显。受温度影响的还有各基色的主波长，主波长是指各基色光谱功率分布的峰值位置，如蓝光对应的是 450 nm。如图 3.3b 所示，也是黄光主波长变化最快，波长的漂移将导致接收端的滤光片效果降低，从而限制了总体的接收信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR)。故在设计可见光通信系统硬件时也要特别留意给 LED 散热，现在普遍的做法是将 LED 安装在散热面积很大的金属灯头上。

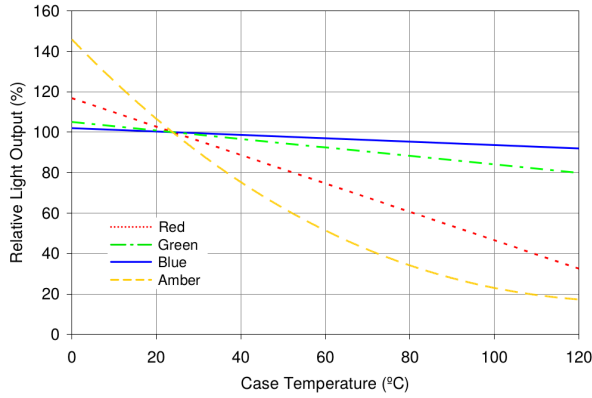


(a) LZC-03MA07 相对光谱功率分布

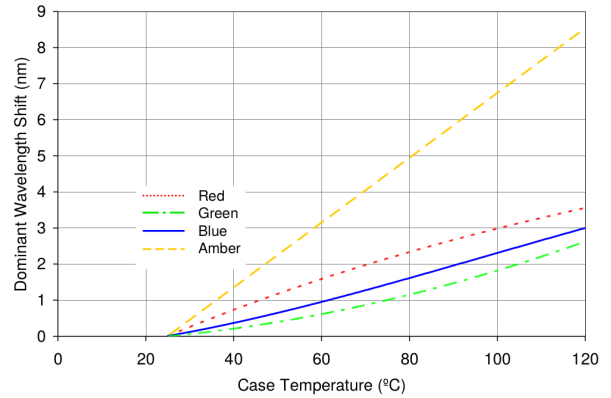


(b) LZC-03MA07 绝对光谱功率分布

图 2.5 LZC-03MA07 光谱功率分布



(a) LZC-03MA07 各基色相对输出光功率与温度的关系



(b) LZC-03MA07 各基色主波长偏移量与温度的关系

图 2.6 LZC-03MA07 特性随温度变化关系

2.2.4 光电转换器件

现在使用最多的光电转换器件是光电二极管 (PD)。光电二极管跟普通的二极管一样，也是一种含有 PN 节的半导体器件，只是会把 PN 节中的耗尽区通过某些方式暴露出来以接受光照。所谓耗尽区是在生产二极管时，在 P 区和 N 区交界的位置，N 区的电子会移向 P 区并与空穴结合，这个 P 区与 N 区交界的区域就称为耗尽区。但是耗尽区不会持续增加，因为 N 区的一个自由电子离开它的母体原子，原子就变成了正离子；同理，当自由电子进入 P 区并与其中的原子结合时，该原子就成为了负离子，离子形成电势阻止更多电子穿过耗尽区。在光电二极管中，耗尽区受到光照，由于光电效应，电子被激发，形成电子-空穴对，在方向配置电压的作用下形成反向电流，这就是光电二极管基本工作原理。

目前在可见光通信中应用的光电二极管有 PIN 型和雪崩型 (Avalanche photodiode, APD) 两种，PIN 型光电二极管就是在普通的光电二极管的 P 区和 N 区之间加入了低掺杂度的 I 区，使得耗尽区变厚了，从而缩短了其响应时间，并且提高了截止频率，

表 2.1 PIN 与 APD 光电二极管对比

| | PIN | APD |
|--------|----------|----------|
| 光电增益 | 一般 | 雪崩效应 |
| 调制带宽 | 最高几百 MHz | 最高几十 GHz |
| 线性动态范围 | 较宽 | 较窄 |
| 温度敏感度 | 不敏感 | 敏感 |
| 制作工艺 | 简单 | 复杂 |
| 价格 | 低 | 高 |

其调制带宽可达数百兆赫兹，能够适应高速通信系统的要求。同时 PIN 型二极管还有线性范围宽、制作工艺简单及价格低等优点。雪崩型光电二极管比较特殊，它的工作原理是在其 P 区和 N 区两端加了反向高电压，当有光照射耗尽区产出自由电子和空穴时，在反向高压的作用下，电子和空穴高速碰撞晶格原子，产生更多的电子和空穴，此过程像“雪崩”一样继续下去，从而产生了很大的反向电流。雪崩型光电二极管的优点是灵敏度高、增益高及带宽高，但是制造工艺复杂，价格较贵。PIN 型和雪崩型光电二极管的比较如下表 2.1 所示。

2.2.5 滤光片

如前所述，在使用磷光激发型 LED 的单色光通信系统中，我们要滤掉响应时间过长的黄光只取携带信息蓝光；在使用多色混合型 LED 的多色光通信系统中，我们要在每个基色上调制信息，在接收端要把每个基色分别提取出来进行数字信号处理。这些过程需要需要一个光学元件——滤光片，准确来说应该是带通滤光片。带通滤光片只允许较窄波长范围的光通过，常见的是法布里-珀罗型滤光片，它实质上是一个法布里-珀罗标准具（见法布里-珀罗干涉仪）。具体结构为：玻璃衬底上涂一层半透明金属层，接着涂一层氟化镁隔层，再涂一层半透明金属层，两金属层构成了法布里-珀罗标准具的两块平行板。当两极的间隔与波长同数量级时，透射光中不同波长的干涉高峰分得很开，利用别的吸收型滤光片可把不允许透过光滤掉，从而得到窄通带的带通滤光片，其通频带宽度远比普通吸收型滤光片要窄^[44]。类型于滤波器对于射频无线通信的作用，滤光片也对可见光通信系统的性能有着重要的影响，但是精密的滤光片虽然性能优良，但制造工艺复杂、价格昂贵，不利用可见光通信技术的推广，所以在可见光通信中一般会选择价格一般但性能稍差的滤波片，然后借助数字信号处理技术来弥补滤光片性能的不足。本课题搭建的硬件平台发射端使用的是前面提到的混合型 LED——LZC-03MA07，接收端使用四块滤光片滤出四个基色，分别是蓝光滤光片 DTB435、绿光滤光片 DTB530、黄光滤光片 DTB600 和红光滤光片 HB610，它们的滤光带通增益如图 2.7 所示，其中除红光滤光片是低通滤光片外（对频率而言），其他三个都是带通的，各滤光片对光信号都有一些衰减，其中黄光滤光片的衰减最大，并且各色之间都有一些串扰。图 2.8 所示是接收端未加滤光片接收信号和由四个经滤光片提取的四个基色组

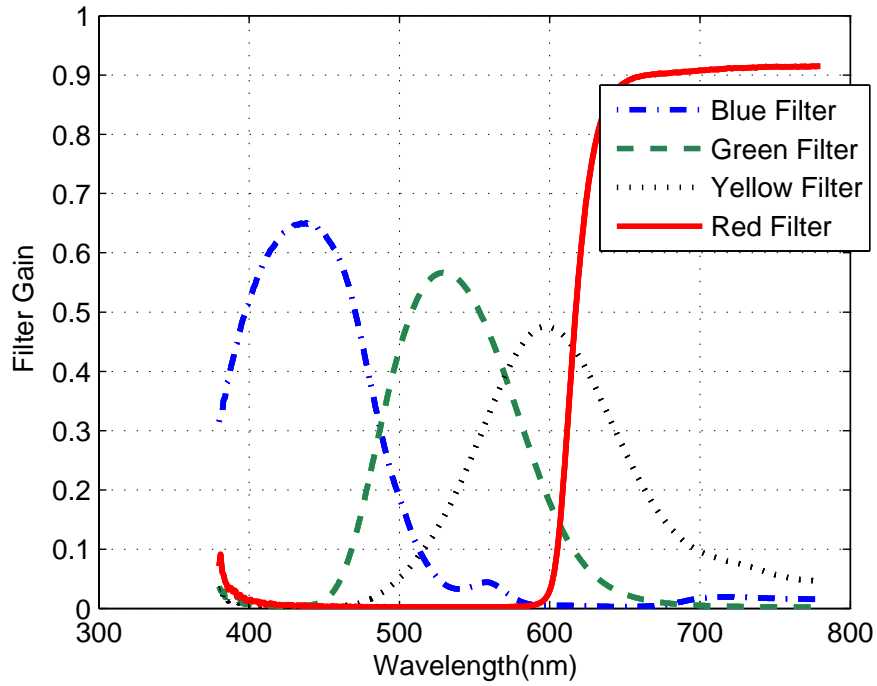


图 2.7 滤色片滤色性能

合的光功率的比较，可以更清楚地看出滤光片的功能和对信号的衰减。

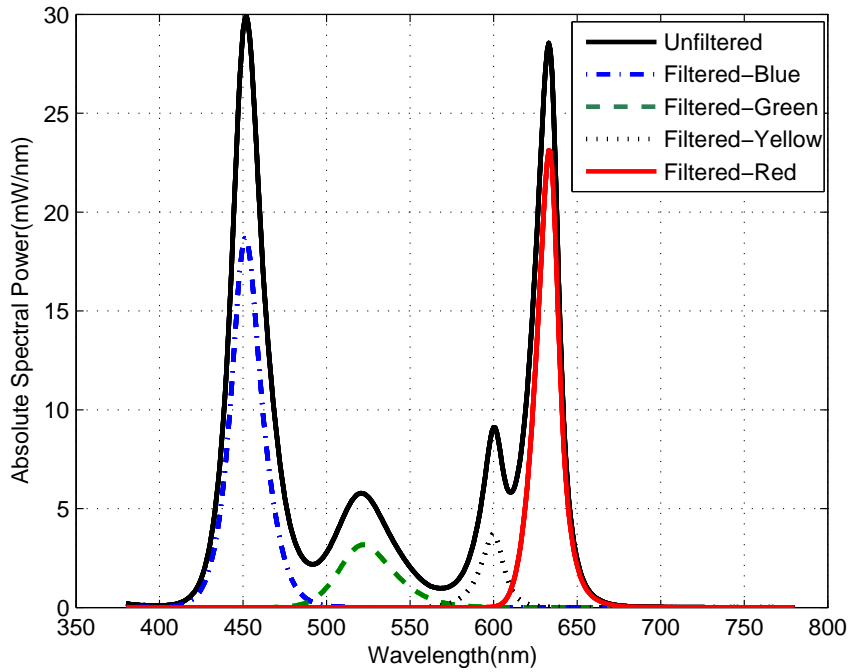


图 2.8 接收端滤色后光功率谱

2.3 OFDM 技术在室内可见光通信中的应用

2.3.1 OFDM 技术发展历程

正交频分复用 (OFDM) 是一种多载波调制技术, 是一种能有效地对抗频率选择性衰落途径, 而且频谱利用率较高, 实现简单, 在很多现代通信系统中得到了广泛的应用, 如 DSL、WIFI 及 LTE 等。OFDM 技术发展历程及其应用如 图 2.9 所示, 最早由美国贝尔实验室的 Chang 在 1966 申请的专利“正交频分复用数字传输系统”提出; 1969 年, Salz 和 Weinstein 研究了使用傅里叶变换来实现 OFDM 的通信系统; 用来抵抗码间干扰的循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 于 1980 年加入 OFDM 系统。这是 OFDM 技术理论发展最重要的三个节点 [45]。在上世纪 80 年代中期, 人们开始研究 OFDM 技术在实际通信系统中的应用, 1985 年, 同样来自贝尔实验室的 Cimini 研究了 OFDM 用于移动通信的可能性; 1987 年, Lassalle 和 Alard 将 OFDM 技术推广到无线广播系统, 并且揭示了前向纠错编码和 OFDM 技术结合的重要性, 对于广播通信工程师而言, OFDM 技术也称为 C-OFDM(Coded OFDM); 最先提出在有线通信中使用 OFDM 技术的是来自斯坦福大学的 Cioffi 等人, 同时他们展示了 OFDM 可以作为数字用户线路 (Digital Subscriber Line, DSL) 的一种替代调制方式; 如绪论所述, OFDM 近年来也开始被应用于光通信中, 根据在时序信号要不要加直流偏置可以把光 OFDM 分为直流偏置光 OFDM 调制方式 (DC-biased optical OFDM, DCO-OFDM) 和非对称光 OFDM 调制方式 (Asymmetrically-clipped optical OFDM, ACO-OFDM) 两种, 下面简要介绍这两种光 OFDM 调制技术。

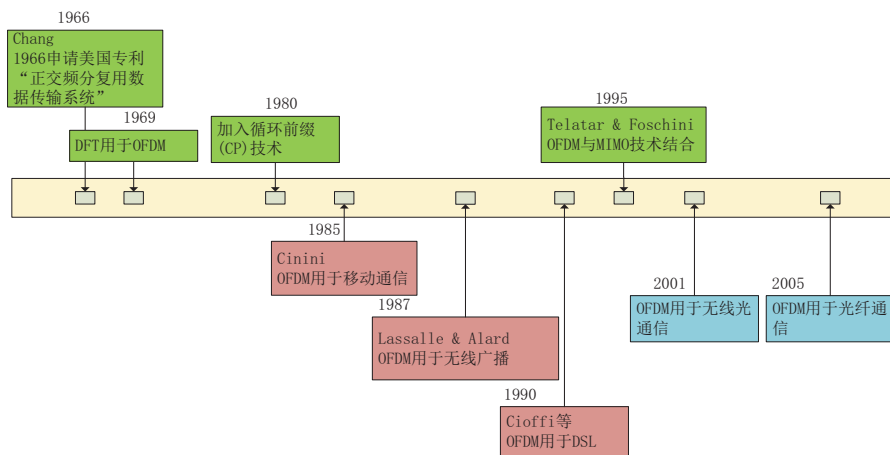


图 2.9 OFDM 技术发展历程及其应用

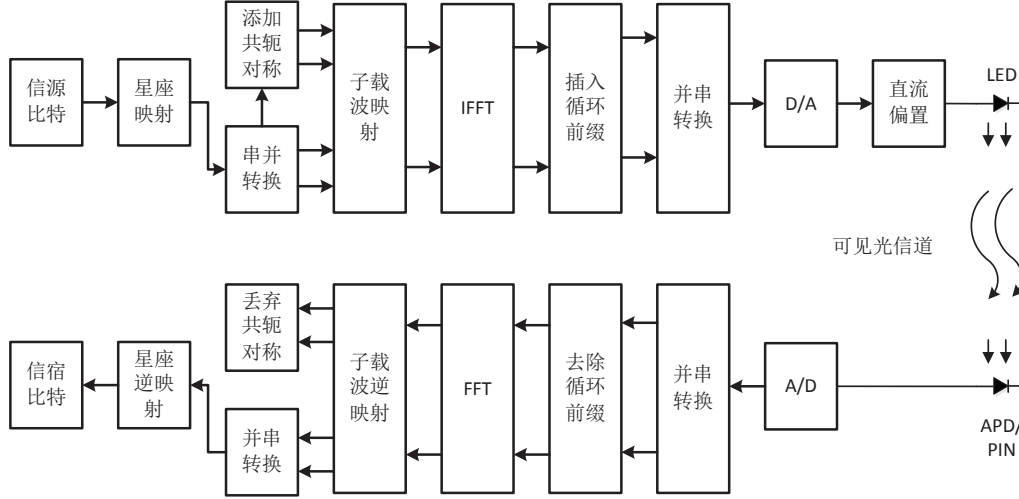


图 2.10 DCO-OFDM 流程图

2.3.2 DCO-OFDM 简介

DCO-OFDM 调制技术原理框图如图 2.10 所示。因为在光通信中，现在使用的都是强度调制，直接检测技术，所以要保证 LED 灯输入信号是实数。为了满足这个条件，我们要将逆傅里叶变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 之前的频域复信号设计为满足共轭对称的形式^[46]，假设我们使用的子载波数目为 $N/2$ ，待发送的复信号为 $X(k), k = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$ ，则其对应的共轭对称形式为：

$$\tilde{X}(k) = \begin{cases} \Re\{X(0)\} & k = 0 \\ X(k) & k = 1, 2, \dots, N/2 - 1 \\ \Im\{X(0)\} & k = N/2 \\ X^*(N - k) & k = N/2 + 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (2.3)$$

其中 N 为 FFT 长度，“ $\Re\{\cdot\}$ ”表示取实部，“ $\Im\{\cdot\}$ ”为取虚部，“ $(\cdot)^*$ ”代表做共轭运算。现在我们对满足共轭对称的信号 $\tilde{X}(k), k = 0, 1, \dots, N - 1$ 做 N 点 IFFT 运算，得到时域信号表达式为：

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j \frac{2\pi k n}{N}} \quad (2.4)$$

在式 2.4 中，取任意 k ，假设 $X(k) = a + bj$ ，则 $X(N - k) = a - bj$ ，则有：

$$\begin{aligned} T(k) &= X(k) e^{j \frac{2\pi k n}{N}} + X(N - k) e^{j \frac{2\pi (N-k) n}{N}} \\ &= \sqrt{a^2 + b^2} e^{j \frac{2\pi k n + j\theta}{N}} + \sqrt{a^2 + b^2} e^{-j \frac{2\pi k n + j\theta}{N}} \\ &= 2\sqrt{a^2 + b^2} \cos\left(\frac{2\pi k n}{N} + \theta\right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

其中 θ 表示 $X(k)$ 的幅角，由式2.5知 $T(k)$ 必为实数，那么：

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=1}^{N/2-1} T(k) + \Re\{X(0)\} + \Im\{X(0)\}(-1)^n \right) \quad (2.6)$$

说明 IFFT 之后输出的时域信号确实为实信号。作为 LED 强度调制信号，还要满足正数这个条件，而共轭对称后输出的结果虽然已是实数，但是有正有负，为了使其变为正数，我们可以在改实数信号上加一个直流正偏置，但是这个偏置选择也非常讲究，如果偏置过低，则会造成下削波，而过高则会让 LED 进入非线性区。在实际系统设计时，要根据 IFFT 输出时域信号的统计情况来决定偏置大小。DCO-OFDM 加偏置后的时域信号如图 2.12a 所示。

2.3.3 ACO-OFDM 调制

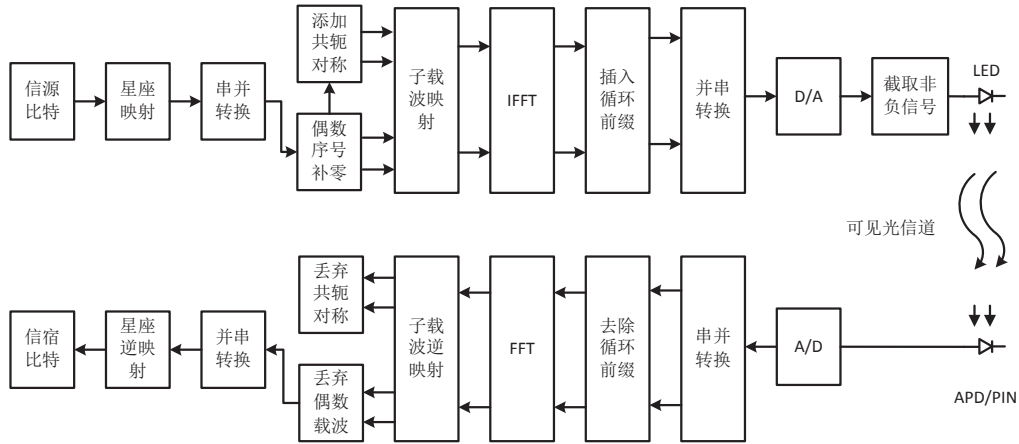


图 2.11 ACO-OFDM 流程图

DCO-OFDM 技术实现简单、频谱利用率高，但是有个缺点就是要加直流偏置，这样降低了其能效效率。ACO-OFDM 就是在 DCO-OFDM 的基础上发展而来的另一种光 OFDM 结构，解决要加直流偏置的问题。ACO-OFDM 主要是利用 IFFT 的一个性质，即只在奇数子载波上调制数据，偶数子载波置为 0，同时让复信号满足共轭对称性，这样的频域复信号得到的时域实信号满足一个 $x(n + N/2) = -x(n)$ 这样的平移 $N/2$ 反对称特性，利用这样的特性，在发射端不需要加偏置，而是直接进行零值削波，在接收端也能正确解调出信息，其原理框图如图 2.11 所示。下面先简要证明其平移反对称特性。

如前所述，ACO-OFDM 要将所有的偶数子载波的数据置为零，即不用偶数子载波，所以其频谱利用率只有 DCO-OFDM 的一半。假设 OFDM 待调制复信号为 $X(k), k = 0, 1, 2, \dots, N/4 - 1$ ，将偶数子载波置为零，同时满足共轭对称性，得到 IFFT

频域信号为:

$$\tilde{X}(k) = \begin{cases} 0 & k \text{ 为偶数} \\ X(\frac{k-1}{2}) & k = 1, 3, 5, \dots, N/2 - 1 \\ X^*(\frac{N-1-k}{2}) & k = N/2 + 1, N/2 + 3, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

因为 $\tilde{X}(k)$ 满足共轭对称性, 则其 IFFT 输出首先一定会是实数, 又因为:

$$x(n + N/2) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j \frac{2\pi k(n+N/2)}{N}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^k \tilde{X}(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.8)$$

其中偶数子载波上的信号被置为零, 所以可以化简为:

$$x(n + N/2) = -\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} = -x(n) \quad (2.9)$$

即平移反对称性成立。利用这个特性, 发射端可以进行零值削波, 即将负值时域信号置为 0, 正值信号值不变, 然后用这个削波后的信号去调制 LED, 下面证明考虑无噪声的情况下接收端能正确恢复信号。由傅里叶变换:

$$X(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j \frac{2\pi km}{N}} \quad (2.10)$$

式2.10可以改写为:

$$\begin{aligned} X(m) = & \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x(k)>0}^{N-1} \left(x(k) e^{-j \frac{2\pi km}{N}} + x(k + \frac{N}{2}) e^{-j \frac{2\pi (k + \frac{N}{2})m}{N}} \right) \\ & + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x(k)<0}^{N-1} \left(x(k) e^{-j \frac{2\pi km}{N}} + x(k + \frac{N}{2}) e^{-j \frac{2\pi (k + \frac{N}{2})m}{N}} \right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

因为偶数子载波上值全为零, 只有奇数子载波上有非零值, 则式2.11中第一个和式的第二部分与第一部分相等, 同样第二个和式的第二部分与第一部分也相等, 则2.11可以写为:

$$X(m) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x(k)>0}^{N-1} (x(k) e^{-j \frac{2\pi km}{N}}) + \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x(k)<0}^{N-1} (x(k) e^{-j \frac{2\pi km}{N}}) \quad (2.12)$$

又由于对于已削波的信号, 式2.11 中第一个和式的第二部分和第二个和式的第一部分都为零, 故得:

$$X_c(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_c(k) e^{-j \frac{2\pi km}{N}} = \frac{X(m)}{2} \quad (2.13)$$

式中 $x_c(k)$, $X_c(m)$ 分别表示在不考虑任何噪声情况下接收端的时域信号和频域信号, 可知接收到的频域信号为发射的频域信号的一半, 也就是说成比例的, 而这个比例系数可以在信道估计中很容易估计得到, 所以 ACO-OFDM 在原理上是成立的。

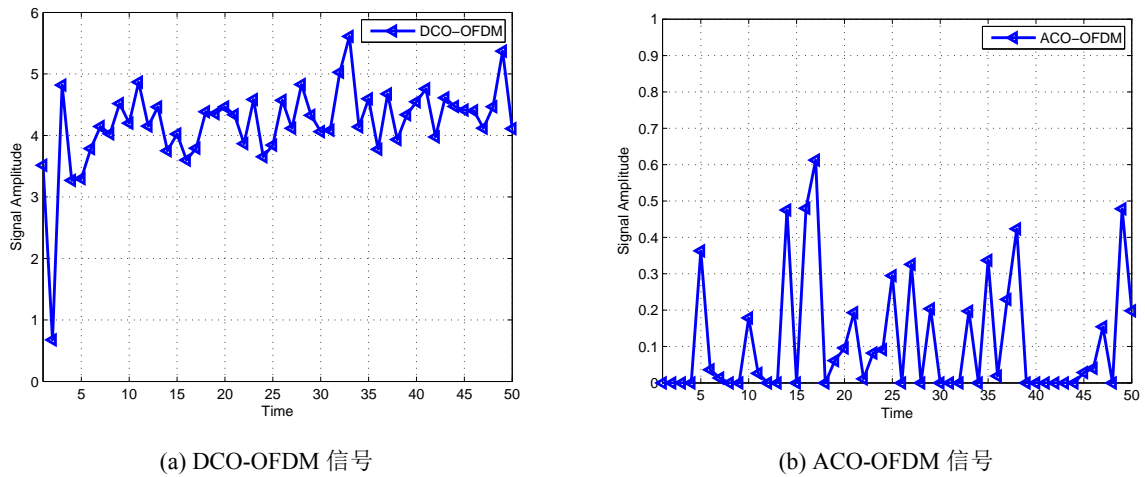


图 2.12 DCO-OFDM 信号调与 ACO-OFDM 信号比较

2.4 本章小结

本章首先可见光通信的基本原理，包括系统模型、信道特征及光电元器件等，本文联系实际情况将可见光通信信道建模为线性信道，然后介绍了电光转换器件 LED，详细说明了荧光激发型 LED 和多色混合型 LED 的工作原理和特性，还介绍 PIN 和 APD 两类光电转换器件及接收端使用的滤光片。理解这些光电元器件的原理与作用有益于理解整个可见光通信系统。由于 OFDM 调制技术非常适应光低通信道，在可见光通信中也得到了广泛的使用，所以本章也介绍了光 OFDM 技术，主要说明了 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 的工作原理及区别。

第三章 可见光多波段 OFDM 系统的信道估计

3.1 引言

所谓信道估计，就是在接收端估计出信道状态信息（Channel State Information, CSI），为下一步地解调做准备，也是自适应传输技术的基础。无线通信一个重要的特征就是发射端到接收端之间的路径比较复杂，不像有线通信那样是固定且可预知的，所以信道估计技术在无线通信领域格外重要，特别是在 OFDM 等需要相干检测的系统中。本章将着重介绍信道估计技术，首先介绍传统射频通信中 OFDM 系统的信道估计方法，然后具体到可见光通信系统中的信道估计问题，再将结合实际系统设计，讨论信道的非线性问题，最后将研究多色可见光通信系统中各波段之间串扰的估计。

3.2 OFDM 信道估计常用方法

信道估计总体可以分为两大类，盲信道估计和基于导频的信道估计。盲信道不需要额外的导频或者训练序列，因此频率利用率高；但是它的缺点是计算量大、算法复杂，而且精度低、收敛速度缓慢，难以用于移动通信环境^[47]。基于导频的信道估计原理是在发射端插入专门用于信道估计的导频或者训练序列，并且这些序列对于接收端也是已知的，接收端根据接收到的经过了信道后的导频序列与原导频序列之间的关系，估计出信道冲击响应（Channel Impulse Response, CIR）。这类信道估计方法因为要插入导频序列会稍微降低整个系统的传输速率，但是其估计实现复杂度低、估计精度高，在实际工程中大都采用这种方法。本节也主要讨论基于导频的信道估计算法。对于基于导频的信道估计而言，研究人员对其导频放置方式也进行了深入的研究，如图 3.1 所示，常见的有块状和梳状两种放置方式。

块状导频放置方式见图 3.1a，它的导频序列连续放置在一个 OFDM 符号上，但是在时间上不是连续的，也就是说要隔若干个 OFDM 符号才放置一个导频序列。在工程实现中，更常见的一种情况是导频序列即用于信道估计，又用于同步，这样一般是一帧放置一个导频符号。块状导频放置方式的优点是结构简单，计算复杂度低，但是因为要隔一段时间才估计一次信道，所以块状导频放置方式一般用于信道时变比较缓慢的信道。

梳状导频放置方式如图 3.1b 所示，在每个 OFDM 符号上，它只选择在特定的子载波上放置导频序列，而其他子载波上放置数据符号，并且每个 OFDM 符号的结构都是如此。它的工作原理是先估计出放置了导频的子载波处的信道响应，然后根据这些信道响应通过插值的方式得到那些放置了数据符号的子载波处的信道响应。它的优点是每

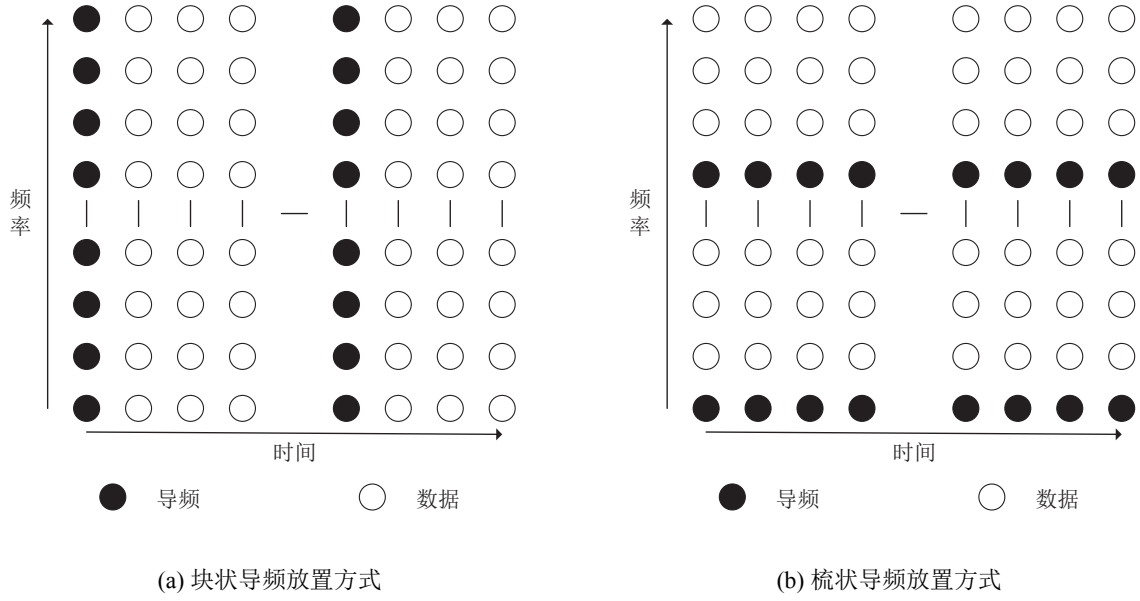


图 3.1 导频放置方式

个符号都会估计信道，能够应对快速时变的信道，但是它要使用插值计算，所以复杂度比较高，并且估计准确度也较低。

为了说明这两种基于导频信道估计的工作原理，我们先建立 OFDM 数字处理模型，并且假设循环前缀的长度大于最大多径时延，则根据我们在第二章中线性信道模型可得：

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} \otimes \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (3.1)$$

其中 \otimes 表示线性卷积运算， \mathbf{x} 为发射信号向量， \mathbf{y} 为接收信号向量， \mathbf{z} 为噪声信号向量，并且假设发射信号向量 \mathbf{x} 的长度为 N 。根据同步信号，除掉接收信号向量 \mathbf{y} 中的循环前缀，然后再取长度等于 N 的序列 \mathbf{y}_c ， \mathbf{y}_c 即为 \mathbf{x} 与 \mathbf{h} 的长度为 N 的圆周卷积结果，根据 DFT 的圆周卷积特性有：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{Z} \quad (3.2)$$

其中 \mathbf{X} 表示频域发射信号， \mathbf{Y} 表示频域接收信号， \mathbf{Z} 表示频域高斯噪声， \mathbf{F} 表示离散傅里叶变换矩阵，它们的具体表达式如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \text{diag}(\text{DFT}(\mathbf{x})) == \text{diag}([X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T) \\ \mathbf{Y} &= \text{DFT}(\mathbf{y}_c) = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N-1)]^T \\ \mathbf{Z} &= \text{DFT}(\mathbf{z}) = [Z(0), Z(1), \dots, Z(N-1)]^T \\ \mathbf{H} &= \text{DFT}(\mathbf{h}) = [H(0), H(1), \dots, H(N-1)]^T \end{aligned} \quad (3.3)$$

3.2.1 基于块状导频的信道估计

块状导频放置方式将导频序列放在连续的一个 OFDM 符号子载波上，所以最直接的方式就是利用这些导频序列来估计信道冲激响应，即等效为在式 3.2 中已知了频域

发射信号 \mathbf{X} ，估计信道频域响应 \mathbf{H} ，常见的估计方法有最小二乘法准则 (Least Square, LS)、最小均方误差估计准则 (minimum mean square error, MMSE)、线性最小均方误差准则 (linear minimum mean square error, LMMSE) 及基于 SVD 分解的 MMSE 算法等。

3.2.1.1 LS 估计算法

基于 LS 准则的估计算法目标是使得接收信号与通过该模型恢复出来的信号之间的距离最小，假设 LS 算法的结果是 $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ ，则其目标函数为：

$$\arg \min_{\hat{\mathbf{H}}_{LS}} \mathbf{L}(\hat{\mathbf{H}}_{LS}) = \arg \min_{\hat{\mathbf{H}}_{LS}} \left\{ \left| \mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}_{LS} \right|^2 \right\} \quad (3.4)$$

将上面的目标函数展开可得：

$$\mathbf{L}(\hat{\mathbf{H}}_{LS}) = \sum_{i=0}^{N-1} |Y(i) - X(i)\hat{H}_{LS}(i)|^2 \quad (3.5)$$

所以式 3.4 取得最小值时必有：

$$\hat{H}_{LS}(i) = \frac{Y(i)}{X(i)} \quad (i = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (3.6)$$

也可以写为向量形式为：

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y} \quad (3.7)$$

从上面最后的结果看出最小二乘估计算法计算复杂度非常简单，只需要两次傅里叶变换和 N 次复数除法即可，但是它没有考虑噪声的影响，在信噪比不高的情况下，估计精度不高。

3.2.1.2 MMSE 估计算法

可以使用信道冲激响应和噪声的统计特性来提高估计精度，MMSE 算法假设信道冲激响应 \mathbf{H} 与噪声 \mathbf{Z} 是相互独立的，同时利用信道和噪声的二阶统计量来帮助提高信道估计的准确度，可以利用二阶统计量提高精度的原因是二阶统计量是慢时变的。MMSE 估计算法的目标是使得信道估计值与真实值之间的误差最小：

$$\arg \min_{\hat{\mathbf{H}}_{MMSE}} \mathbf{M}(\hat{\mathbf{H}}_{MMSE}) = \arg \min_{\hat{\mathbf{H}}_{MMSE}} \left\{ \left| \mathbf{H}_R - \hat{\mathbf{H}}_{MMSE} \right|^2 \right\} \quad (3.8)$$

上式中 \mathbf{H}_R 表示真实信道的频域冲激响应，MMSE 的解为^[48]：

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_{HY}\mathbf{R}_{YY}^{-1}\mathbf{Y} \quad (3.9)$$

其中 \mathbf{R}_{HY} 表示信道频域响应 \mathbf{H} 与接收信号 \mathbf{Y} 之间的互协方差矩阵， \mathbf{R}_{YY} 表示 \mathbf{Y} 的自相关矩阵，具体表达式如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{HY} &= E(\mathbf{H}\mathbf{Y}^H) = \mathbf{R}_{HH}\mathbf{X}^H \\ \mathbf{R}_{YY} &= E(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H) = \mathbf{X}\mathbf{R}_{HH}\mathbf{X}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (3.10)$$

上式中 $\mathbf{R}_{HH} = E(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)$ 表示信道冲激响应的自相关矩阵, σ_n^2 为加性高斯白噪声的方差, \mathbf{I}_N 为 $N \times N$ 的单位矩阵。结合式3.7、3.9及3.10, MMSE 信道估计的结果可以用 LS 信道估计的结果来表示:

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_{HH}(\mathbf{R}_{HH} + \sigma_n^2(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1})^{-1}\hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (3.11)$$

这里我们可以看出 MMSE 估计算法的计算复杂度比较高, 需要矩阵的相关及求逆运算, 并且它的复杂度会随着子载波数目增加而成指数上升。

3.2.1.3 LMMSE 估计算法

LMMSE 是对 MMSE 的简化, 使用 $E[(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}]$ 来代替式3.11中的 $(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}$ [49], 并且考虑到发射信号 \mathbf{X} 各子载波上的符号是随机等概地取自调制符号星座点的, 所以有:

$$E[(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}] = E[|1/x_k|^2]\mathbf{I}_N \quad (3.12)$$

再结合平均信噪比的定义 $SNR = E[|x_k|^2]/\sigma_n^2$ 将其代入式3.11 可得:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LMMSE} = \mathbf{R}_{HH}(\mathbf{R}_{HH} + \frac{\beta}{SNR}\mathbf{I}_N)^{-1}\hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (3.13)$$

其中 β 是与调制星座图相关的常量[50], 从式3.13中可以看出, LMMSE 算法的复杂度相对于 MMSE 已经降低了不少, 但是总的来说还是需要计算 \mathbf{R}_{HH} 和矩阵求逆, 复杂度还是偏高的, 但其保留了 MMSE 的核心思想, 相较于 MMSE 性能损失不大。

3.2.1.4 基于 SVD 分解的 MMSE 估计算法

由前面的分析可知, LMMSE 虽然对 MMSE 算法进行了简化, 但是还是需要计算自相关矩阵 \mathbf{R}_{HH} 和矩阵求逆, 为了进一步简化运算, 可以对式3.13中系统 \mathbf{R}_{HH} 这个 $N \times N$ 矩阵进行奇异值分解:

$$\mathbf{R}_{HH} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H \quad (3.14)$$

上式中 \mathbf{U} 为酉矩阵, $\mathbf{\Lambda}$ 为对角阵, 其对角线上的元素为矩阵 \mathbf{R}_{HH} 的特征值, 并且从大到小排列 ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N$), 式3.14 代入式3.13 得:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{LMMSE} &= \mathbf{U} \left[\mathbf{\Lambda} \left(\mathbf{\Lambda} + \frac{\beta}{SNR}\mathbf{I}_N \right)^{-1} \right] \mathbf{U}^H \hat{\mathbf{H}}_{LS} \\ &= \mathbf{U} \left[\text{diag} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \frac{\beta}{SNR}}, \frac{\lambda_2}{\lambda_2 + \frac{\beta}{SNR}}, \dots, \frac{\lambda_N}{\lambda_N + \frac{\beta}{SNR}} \right) \right] \mathbf{U}^H \hat{\mathbf{H}}_{LS} \end{aligned} \quad (3.15)$$

为了进一步简化运算, 可以只取 \mathbf{R}_{HH} 前 M 个比较大的特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$, 将最后 $N-M$ 个较小的特征值为零, 记为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{SVD} = \mathbf{U} \begin{bmatrix} \Delta_M & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (3.16)$$

其中 $\Delta_M = \text{diag} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \frac{\beta}{SNR}}, \frac{\lambda_2}{\lambda_2 + \frac{\beta}{SNR}}, \dots, \frac{\lambda_M}{\lambda_M + \frac{\beta}{SNR}} \right)$, SVD 分解算法将原来 MMSE 算法中的矩阵相关和求逆运算变成了矩阵的 SVD 分解, 并且通过去掉较小的特征值来进行降低, 进一步降低了复杂度。

3.2.2 基于梳状导频的信道估计

梳状导频放置方式如图3.1b所示，在每个 OFDM 符号上只在特定的位置放置了导频训练序列，而其他的子载波都是放置数据的。它的估计方法是首先使用上节中 LS、MMSE、LMMSE 或者 SVD 分解方法估计出放置了导频训练序列处的信道冲激响应，然后再用插值法得到其他放置数据位置的信道冲激响应值。

假设在梳状导频放置方式中有 M 个子载波放置了导频序列，并且从第一个子载波处开始放置，则他们放置的位置为 k_0, k_1, \dots, k_{M-1} ，其中 $k_i = iD_f, i = 0, 1, \dots, M-1$ ， $D_f = N/M$ 为导频放置间隔子载波数。此模型下发射数据 $\mathbf{X} = \text{diag}(X(0), X(1), \dots, X(N-1))$ 可表示为：

$$X(k) = \begin{cases} P_i, & k = iD_f \\ \text{data}, & k = iD_f + d, d = 1, 2, \dots, D_f - 1 \end{cases} \quad (3.17)$$

其中 P_m 表示导频序列，**data** 表示发送数据，我们称放置了导频序列的子载波为导频子载波，而称放置了信息数据的子载波为数据子载波。则可以得到导频子载波的信道 LS 估计值为：

$$\hat{H}_{LS}(k_i) = \frac{Y(k_i)}{P_i}, i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.18)$$

其中 $Y(k), k = 0, 1, \dots, N-1$ 为接收信息序列。为了提供信道冲激响应的估计准确度，我们也可以使用 MMSE、LMMSE 或者 SVD 估计法，如 LMMSE 估计的结果为：

$$\hat{\mathbf{H}}_{LMMSE} = \mathbf{R}_{\tilde{H}\tilde{H}}(\mathbf{R}_{\tilde{H}\tilde{H}} + \frac{\beta}{SNR}\mathbf{I}_M)^{-1}\hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (3.19)$$

其中 $\hat{\mathbf{H}}_{LS} = [\hat{H}_{LS}(k_0), \hat{H}_{LS}(k_1), \dots, \hat{H}_{LS}(k_{M-1})]^T$ 为式3.18中得到的 LS 估计值， $\mathbf{R}_{\tilde{H}\tilde{H}} = E(\tilde{H}\tilde{H})$ 为导频子载波频域信道冲激响应的自相关矩阵。

通过块状导频放置方式的 LS、MMSE、LMMSE 或者 SVD 分解估计法我们可以得到梳状导频放置方式中导频子载波的信道冲激响应，下面要通过插值来得到放置信息数据处的信道估计，常见的插值方法有一阶线性插值、二阶多项式插值及变换域插值等。

3.2.2.1 一阶线性插值

一阶线性插值就是利用相邻的两个导频子载波的信道冲激响应来计算他们之间的数据子载波的信道信息，对于任意一个位于第 m 个与第 $m+1$ 个导频子载波之间数据子载波 $k, mD_f < k < (m+1)D_f$ ，我们可以得到他的线性插值估计值为^[51]：

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mD_f + d) \\ &= (\hat{H}(k_{m+1}) - \hat{H}(k_m))\frac{d}{D_f} + \hat{H}(k_m) \end{aligned} \quad (3.20)$$

其中 $m = 0, 1, \dots, M-2$ ， $d = 0, 1, \dots, D_f - 1$ 。从上式中可以看到，在这个模型中最后一个子载波不是导频子载波，所以最后的 $D_f - 1$ 个数据子载波只能用最后两个导频

子载波来估计，其表达式为：

$$\begin{aligned}\hat{H}(k) &= \hat{H}((M-1)D_f + d) \\ &= (\hat{H}(k_{M-1}) - \hat{H}(k_{M-2})) \frac{d}{D_f} + \hat{H}(k_{M-1})\end{aligned}\quad (3.21)$$

3.2.2.2 二阶多项式插值

一般而言，进行插值运算时，结果准确度会随着阶数的增加而增加^[52]，但是插值阶数越高，也就意味中计算复杂度越高，所以为了寻求准确度与复杂度之间的均衡，在工程中常用的插值方式还是一阶插值和二阶插值，二阶插值的表达式为：

$$\begin{aligned}\hat{H}(k) &= \hat{H}(mD_f + d) \\ &= c_{-1}\hat{H}(k_{m-1}) + c_0\hat{H}(k_m) + c_1\hat{H}(k_{m+1})\end{aligned}\quad (3.22)$$

其中 $m = 0, 1, \dots, M-3$, $d = 0, 1, \dots, D_f-1$, $c_{-1} = \alpha(\alpha-1)/2$, $c_0 = -(\alpha-1)(\alpha+1)$, $c_1 = \alpha(\alpha+1)/2$, $\alpha = d/D_f$ 。二阶多项式插值也存在最后的 $2(D_f-1)$ 的数据子载波不适应上面的公式的问题，不过可以使用一阶插值来处理最后的这些子载波。

3.2.2.3 变换域插值

文献^[53]中提出了一种基于 FFT/IFFT 变换的高精度插值方法。这种插值方法首先也是得到各导频子载波上的信道冲激响应估计值 $\hat{H}(k_m)$ ，再进行 M 点 FFT 变换，将其变换到变换域：

$$Q_M(q) = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{H}(k_m) e^{-j\frac{2\pi mq}{M}}, \quad q = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.23)$$

然后在变换域进行补零，将整个序列长度由 M 点扩充为 N 点，补零的公式为：

$$Q_N(q) = \begin{cases} Q_M(q), & 0 \leq q \leq P_c \\ 0, & P_c < q < N - P_c \\ Q_M(q - N + M), & N - P_c \leq q \leq N - 1 \end{cases} \quad (3.24)$$

其中 P_c 称为“截止频率”，可以将上式中补零的过程看出了一个带阻滤波器，而 P_c 就决定了这个滤波器的带阻位置， P_c 的选择要使得通带内的信道能量占总能量的 90% 到 95%，即保证 3.25 中 $0.90 \leq R \leq 0.95$ 。

$$R = \frac{\sum_{p=0}^{P_c} |\bar{Q}_M(p)|^2 + \sum_{p=M-P_c}^{M-1} |\bar{Q}_M(p)|^2}{\sum_{p=0}^{M-1} |\bar{Q}_M(p)|^2} \quad (3.25)$$

上式中 $\bar{Q}_M(p)$ 表示 $Q_M(p)$ 的平均值。得到扩展后的变换域序列 Q_N 之后，可以用 N 点 IFFT 变换得到插值结果：

$$\hat{H}(k) = a \cdot \sum_{q=0}^{N-1} Q_N(q) e^{j\frac{2\pi qk}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.26)$$

式中 a 的作用是均衡 M 点 FFT 变换与 N 点 IFFT 变换之间的系数变化。

3.3 可见光通信中的信道估计

从上节的分析中可以看到基于导频的信道估计中导频子载波的放置有两种方式，一种是块状放置方式，另一种是梳状放置方式。梳状放置方式计算复杂度比较高，但是能够适应快速时变的通信环境，而块状放置方式结构简单，它适应于准静态的信道估计。室内可见光通信信道正是一种准静态信道，所以本课题主要研究基于块状放置的导频信道估计方法。

3.3.1 可见光通信系统帧结构

为了讨论实际系统中的信道估计，首先有必要介绍下可见光通信系统的 OFDM 帧结构及符号结构。如图3.2 中所示是一个典型的 DCO-OFDM 帧结构示意图，一个 OFDM 帧由一个精心设计的导频符号开始，后面跟着 N 个数据符号，而在每个 OFDM 数据符号中，在 N 个可用子载波中，最低频的 m 个和最高频的 n 个子载波被设置为虚拟子载波，即在这些子载波上置零而不放置任何数据，在高频设置虚拟子载波很容易理解，从第二章的分析中可以知道室内可见光信道时一个低通的信道，意味着高频子载波的信噪比可能不够，故不能传输数据，而在低频也要设置虚拟子载波是因为在接收端有个去掉 DCO-OFDM 偏置的隔直电路，其实就是一个高通滤波器，但是这个滤波器不是理想的，会对低频的几个子载波造成影响，所以也要将其设置为虚拟子载波；最后的 N 个子载波是保证 IFFT 结果为实数加的共轭对称子载波。在系统设计中，为了提高系统的实际传输速率，减少额外开销，选择的导频序列不但要用于信道估计，还要起到定时同步的作用。Zadoff-Chu (ZC) 序列就是一种能够同时满足这两个条件的序列，下面先简要介绍下 ZC 序列。

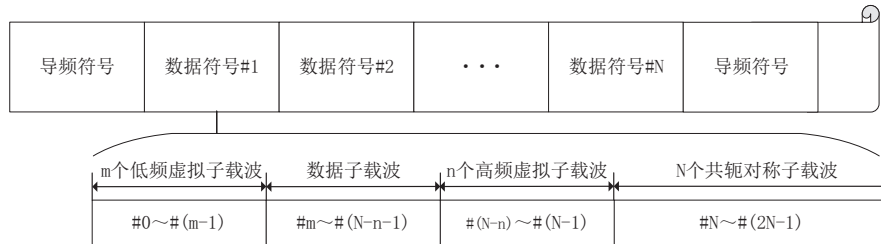


图 3.2 可见光通信系统帧结构

ZC 序列最早由 Zadoff、Chu 等人提出，具有非常好的自相关性和很低的互相关性的定义如下：

$$ZC(k) = \begin{cases} e^{-\frac{2\pi r}{N}(k^2/2+qk)}, & N \text{ 为偶数} \\ e^{-\frac{2\pi r}{N}(k(k+1)/2+qk)}, & N \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (3.27)$$

其中 $k = 0, 1, \dots, N-1$, q 为任意的整数, r 称为 ZC 序列的根指数, 取值为小于 N 的正数据, 并且要满足与长度 N 互素。如图3.4所示为 DCO-OFDM 使用的 ZC 序列的示意图, 该波形是由 $N = 128, q = 0, r = 1$ 的 ZC 序列加上 128 个共轭对称子载波形成的,

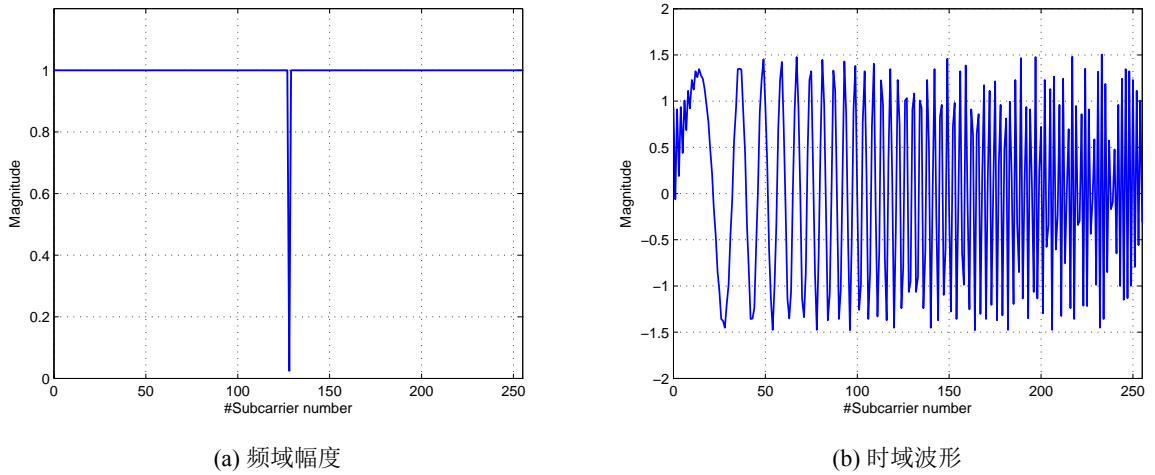


图 3.3 用于 DCO-OFDM 中 ZC 序列时频域波形

在图3.3a中，除了 128 号子载波处（放置 0 号子载波的虚部，故为零）之外，其他子载波的幅度都为 1；时域波形为实数，并且其 PAPR 比较低，这个特性也可以减少信道估计中非线性的干扰。

3.3.2 可见光信道仿真分析

可以通过仿真的方法研究各种信道估计算法的性能，为了贴近实际的系统工作环境，仿真的信道取自2.2.2节中的实测可见光通信信道时域冲激响应，并且去掉其时延大，能量小的径，只留下能量其中的 20 径，并进行了能量归一化，其时域频域冲激响应如下图所示：仿真主要参数设置如表3.1所示，采用 DCO-OFDM 调制方式，在每个

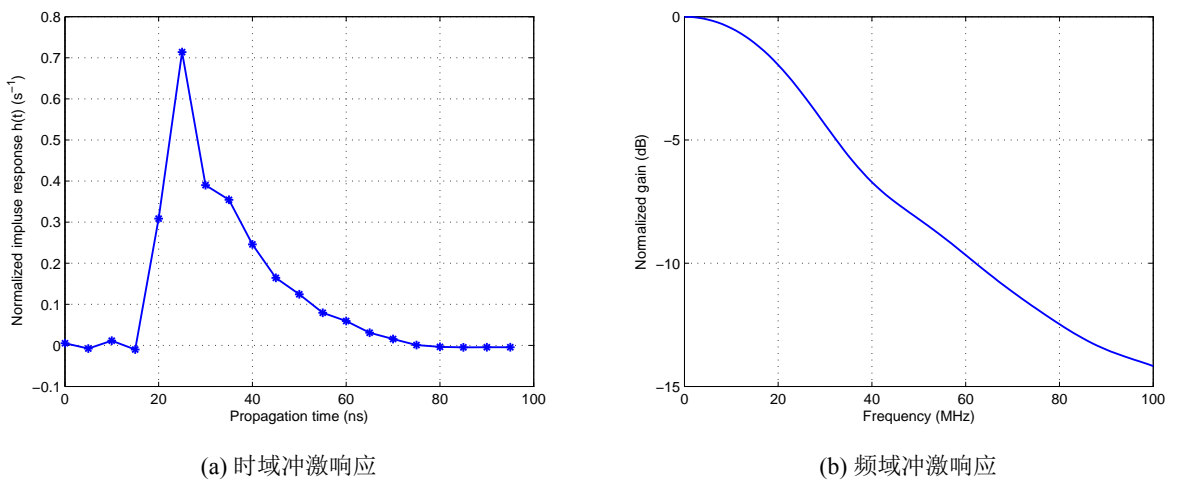


图 3.4 仿真信道冲激响应

OFDM 帧中放 20 个 OFDM 符号，也就是说加上导频，一帧共有 21 个 OFDM 符号；从图3.8b中可以看出，可见光信道是一个明显的低通信道，低频端的子载波处信噪比高，

可以使用高阶调制，而高频段的子载波上信噪比低，只能使用低阶调制或者设置为虚拟子载波，在仿真中我们设置最低频 4 个子载波和最高频的 4 个子载波为虚拟子载波，其他子载波上的调制阶数如表 3.3 所示。因为在仿真中使用固定的 ZC 序列作为导频序列，

表 3.1 信道估计技术仿真参数

| 参数名称 | 参数值 |
|-------------|-----------------|
| 信道类型 | 室内可见光信道 |
| 多径数量 | 20 |
| 每帧 OFDM 符号数 | 20 |
| 调制方式 | 256,64,16,4-QAM |
| 光 OFDM 类型 | DCO-OFDM |
| FFT 长度 | 256 |
| 可用子载波数 | 128 |
| 低频虚拟子载波 | 4 |
| 高频虚拟子载波 | 4 |
| 循环前缀长度 | 24 |

列，即公式 3.11 中的 \mathbf{X} 为 ZC 序列张成的对角矩阵，则有：

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^H = \mathbf{I}_N; \quad (3.28)$$

所以在这种情况下 MMSE 估计与 LMMSE 估计等价，因此在仿真中我们只给出了 LMMSE 的结果。

表 3.2 各子载波上的调制阶数

| 子载波序号 | 4 ~ 47 | 48 ~ 95 | 96 ~ 111 | 112 ~ 123 |
|-------|--------|---------|----------|-----------|
| 调制阶数 | 256QAM | 64QAM | 16QAM | 4QAM |

图 3.5 展示了在不同信道估计方法下误比特率（Bit Error Rate, BER）随信噪比（SNR）的变化关系，值得注意的是，为了尽量与实际系统吻合，仿真中使用的信噪比是符号信噪比，而不是比特信噪比，并且假设每个子载波上的噪声方差相等。同时，在仿真中计算公式 3.13 和 3.14 的 \mathbf{R}_{HH} 时，我们取的是从当前帧开始到之前的 10 帧的信道估计得到的信道自相关矩阵的平均值。可以用下面的公式表示：

$$\mathbf{R}_{HH} = E(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = \frac{1}{10} \sum_{i=0}^9 \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \quad (3.29)$$

其中 \mathbf{H}_i 表示前面第 i 帧的信道估计。仿真结果表明 LS 估计的性能最差，理想信道估计（Ideal）的性能最好，但是这是不可实现的，而 LMMSE 估计和 SVD 分解法的效果差不多，劣于理想信道估计而优于 LS 信道估计，LMMSE 估计和 SVD 估计有大约 3 dB 的增益，仿真结果与之前的分析吻合。

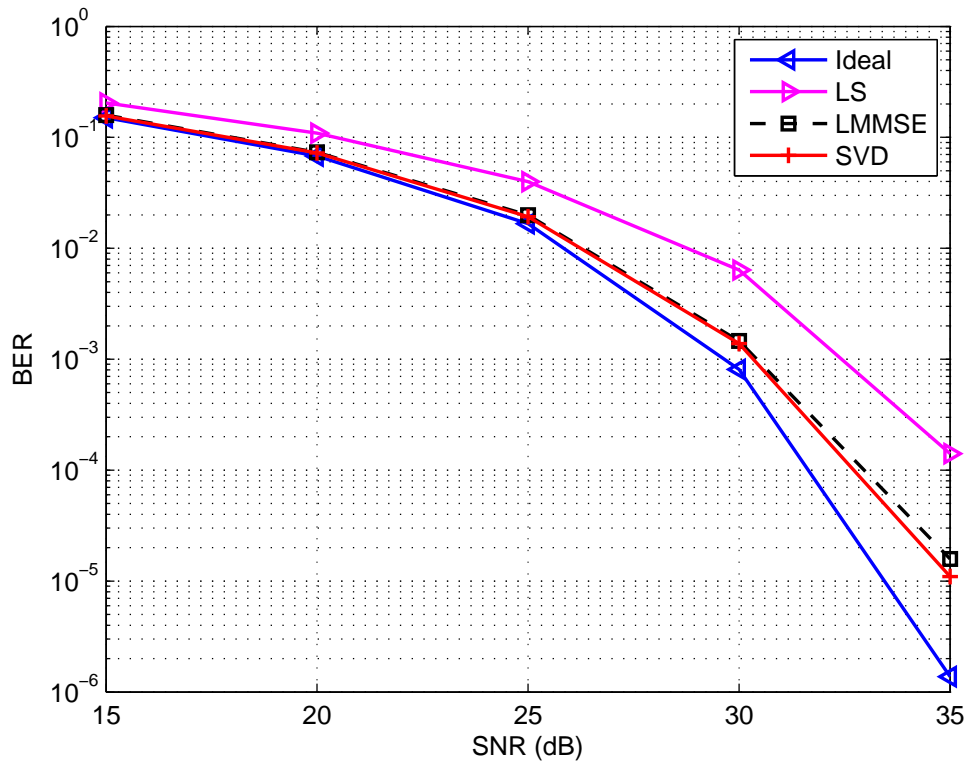


图 3.5 不同信道估计方法 BER 性能比较

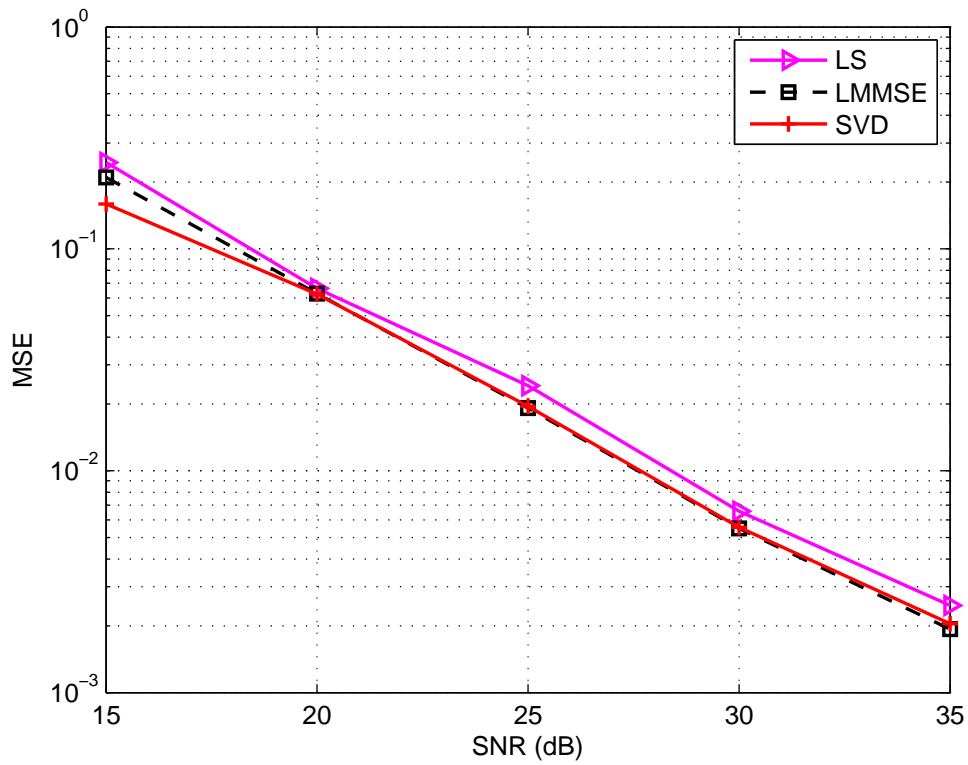


图 3.6 不同信道估计方法 MSE 性能比较

图3.6给出了不同信道估计算法的均方误差（Mean Square Error, MSE）性能，均方误差的定义如下：

$$MSE = E \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |H_R(i) - \hat{H}(i)|^2 \right) \quad (3.30)$$

时钟 N 表示子载波数量， $H_R(i)$ 表示第 i 个子载波的真实信道冲激响应， $\hat{H}(i)$ 表示第 i 个子载波的信道估计。根据上面的公式，理想信道估计的 MSE 应该为 0，所以在图上我们就没画出了，仿真结果表明 LMMSE 和 SVD 信道估计相对于 LS 信道估计的 MSE 也有一些提高。

为了进一步比较不同信道估计方法的性能优劣，图3.7展示了当信噪比设置为 25 dB 时每个子载波上的 BER 性能。从图中可以看出，在相同的调制阶数的子载波上，BER 随着子载波序号的增加而升高，这是因为低通信道的作用；在调制阶数变低时，子载波上的 BER 也剧降。从图中我们也可以看出，这个发射端在子载波上等功率分配的方式使得子载波上的 BER 方差很大，不利于整体 BER 性能提高，这方面的分析将在第四章详细说明。

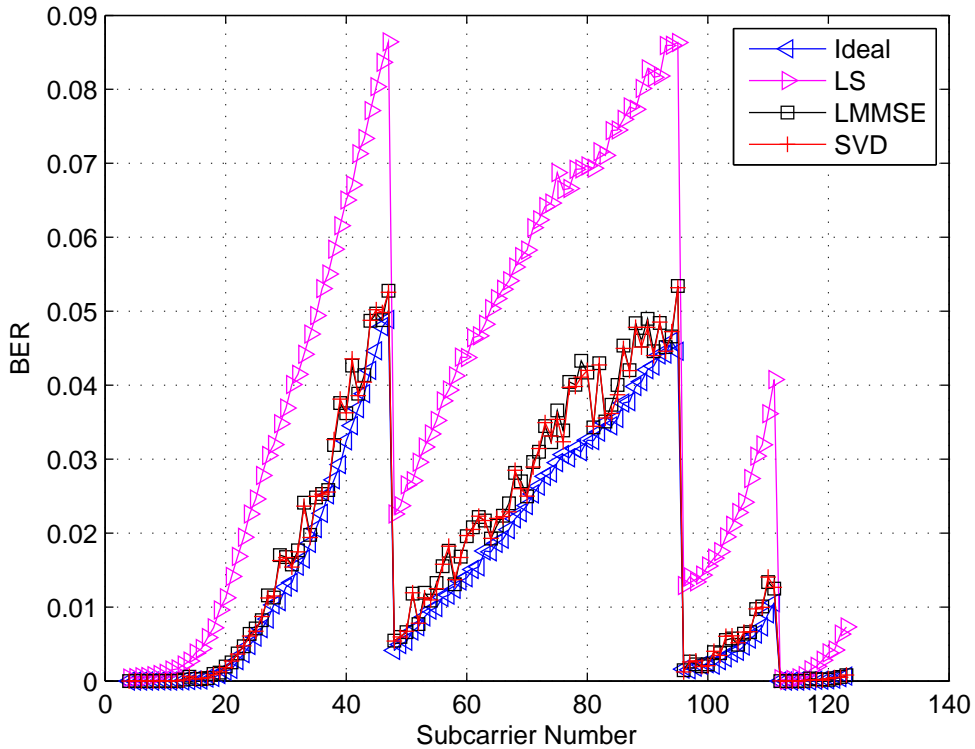


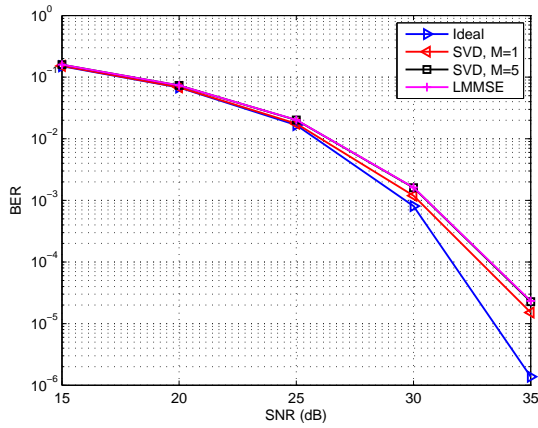
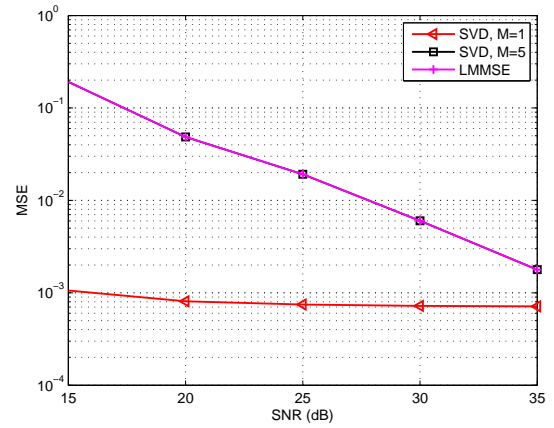
图 3.7 SNR=25 dB 时不同子载波上的误比特率

前面在分析基于 SVD 分解的 MMSE 算法时提到，为了进一步简化运算，可以只取 \mathbf{R}_{HH} 前 M 个比较大的特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$ ，将最后 $N-M$ 个较小的特征值为零。图??给出了不同 M 值下 BER 和 MSE 性能比较，发现在 $M = 1$ 的性能最优， M 增大，BER、MSE 性能反而有小许的劣化，当 $M = N$ 时，SVD 与 LMMSE 等价（在前面的仿真中选择 $M = 2$ ）。为了分析，表3.3 给出了 \mathbf{R}_{HH} 最大的 10 个特征值，发现第一个

表 3.3 \mathbf{R}_{HH} 前 10 个最大特征值

| 序号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-----|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 特征值 | 255.865 | 1.814 | 0.032 | 0.031 | 0.028 | 0.027 | 0.023 | 0.021 | 0.020 | 0.017 |

值非常大，而后面的都比第一个小很多，这是因为经过 SVD 分解之后，最大特征值对应的是主成分，而后面的都是噪声，因此 $M = 1$ 时性能最优。这样在使用 SVD 进行信道估计时只需使用最大的特征值即可，不仅可以减少一次矩阵减法，而且还有利于提高估计精度。

(a) 不同 M 值下 BER 性能比较(b) 不同 M 值下 MSE 性能比较图 3.8 SVD 信道估计方法不同 M 值下性能比较

3.4 可见光各波段之间串扰估计

3.5 本章小结

参考文献

- 1 陈特, 刘璐, 胡薇薇. 可见光通信的研究 [J]. 中兴通讯技术, 2013, 1(1):49–52.
- 2 Tanaka Y, Komine T, Haruyama S, et al. Indoor visible communication utilizing plural white LEDs as lighting[C]. In: Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2001 12th IEEE International Symposium on. 2001. 2:F–81.
- 3 Fan K, Komine T, Tanaka Y, et al. The effect of reflection on indoor visible-light communication system utilizing white LEDs[C]. In: Wireless Personal Multimedia Communications, 2002. The 5th International Symposium on. 2002. 2:611–615.
- 4 Komine T, Nakagawa M. Integrated system of white LED visible-light communication and power-line communication[J]. Consumer Electronics, IEEE Transactions on, 2003, 49(1):71–79.
- 5 Komine T, Nakagawa M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights[J]. Consumer Electronics, IEEE Transactions on, 2004, 50(1):100–107.
- 6 Gfeller F R, Bapst U. Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation[J]. Proceedings of the IEEE, 1979, 67(11):1474–1486.
- 7 Tanaka Y, Haruyama S, Nakagawa M. Wireless optical transmissions with white colored LED for wireless home links[C]. In: Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium on. 2000. 2:1325–1329.
- 8 Vučić J, Kottke C, Nerreter S, et al. 125 Mbit/s over 5 m wireless distance by use of OOK-Modulated phosphorescent white LEDs[C]. In: Optical Communication, 2009. ECOC'09. 35th European Conference on. 2009. 1–2.
- 9 Vučić J, Kottke C, Nerreter S, et al. White light wireless transmission at 200 Mb/s net data rate by use of discrete-multitone modulation[J]. Photonics Technology Letters, IEEE, 2009, 21(20):1511–1513.
- 10 Vučić J, Kottke C, Nerreter S, et al. 513 Mbit/s visible light communications link based on DMT-modulation of a white LED[J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(24):3512–3518.
- 11 Vucic J, Kottke C, Habel K, et al. 803 Mbit/s visible light WDM link based on DMT modulation of a single RGB LED luminary[C]. In: Optical Fiber Communication Conference. 2011. OWB6.
- 12 Afgani M Z, Haas H, Elgala H, et al. Visible light communication using OFDM[C]. In: Testbeds and Research Infrastructures for the Development of Networks and Communities, 2006. TRIDENTCOM 2006. 2nd International Conference on. 6–pp.

- 13 Elgala H, Mesleh R, Haas H. Indoor broadcasting via white LEDs and OFDM[J]. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 2009, 55(3):1127–1134.
- 14 Mesleh R, Mehmood R, Elgala H, et al. Indoor MIMO optical wireless communication using spatial modulation[C]. In: *Communications (ICC), 2010 IEEE International Conference on*. 2010. 1–5.
- 15 Mesleh R, Elgala H, Haas H. Optical spatial modulation[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2011, 3(3):234–244.
- 16 Elgala H, Mesleh R, Haas H. A study of LED nonlinearity effects on optical wireless transmission using OFDM[C]. In: *Wireless and Optical Communications Networks, 2009. WOCN'09. IFIP International Conference on*. 2009. 1–5.
- 17 Elgala H, Mesleh R, Haas H. Non-linearity effects and predistortion in optical OFDM wireless transmission using LEDs[J]. *International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems*, 2009, 1(2):143–150.
- 18 Stefan I, Elgala H, Mesleh R, et al. Optical wireless OFDM system on FPGA: Study of LED nonlinearity effects[C]. In: *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011 IEEE 73rd*. 2011. 1–5.
- 19 Chun H, Rajbhandari S, Faulkner G, et al. Demonstration of a Bi-directional visible light communication with an overall sum-rate of 110 Mb/s using LEDs as emitter and detector[C]. In: *Photonics Conference (IPC), 2014 IEEE*. 2014. 132–133.
- 20 Manousiadis P, Chun H, Rajbhandari S, et al. Demonstration of 2.3 Gb/s RGB white-light VLC using polymer based colour-converters and GaN micro-LEDs[C]. In: *Summer Topicals Meeting Series (SUM), 2015*. 2015. 222–223.
- 21 Wang Y, Haas H. Dynamic load balancing with handover in hybrid Li-Fi and Wi-Fi networks[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(22):4671–4682.
- 22 Stefan I, Haas H. Hybrid Visible Light and Radio Frequency Communication Systems[C]. In: *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2014 IEEE 80th*. 2014. 1–5.
- 23 Basnayaka D A, Haas H. Hybrid RF and VLC Systems: Improving User Data Rate Performance of VLC Systems[C]. In: *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st*. 2015. 1–5.
- 24 Minh H L, O'Brien D, Faulkner G, et al. High-speed visible light communications using multiple-resonant equalization[J]. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 2008, 20(14):1243–1245.
- 25 Le Minh H, O'Brien D, Faulkner G, et al. 100-Mb/s NRZ visible light communications using a post-equalized white LED[J]. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 2009, 21(15):1063–1065.
- 26 Cossu G, Khalid A, Choudhury P, et al. 3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED[J]. *Optics express*, 2012, 20(26):B501–B506.
- 27 Hussein A T, Elmirghani J M. 10 Gbps Mobile Visible Light Communication System Employing Angle Diversity, Imaging Receivers, and Relay Nodes[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2015, 7(8):718–735.

- 28 丁德强, 柯熙政. 可见光通信及其关键技术研究 [J]. 半导体光电, 2006, 27(2):114–117.
- 29 于志刚, 陈长缨, 赵俊, et al. 白光 LED 照明通信系统中的分集接收技术 [J]. 光通信技术, 2008, 32(9):52–54.
- 30 张立, 朱娜, 张宁. 室内 LED 光无线通信多径效应抑制 [J][J]. 通信技术, 2010, 43(07):198–200.
- 31 Ma C, Zhang H, Cui K, et al. Effects of LED lighting degradation and junction temperature variation on the performance of visible light communication[C]. In: Systems and Informatics (ICSAI), 2012 International Conference on. 2012. 1596–1600.
- 32 Zhang X, Cui K, Zhang H, et al. Capacity of MIMO visible light communication channels[C]. In: 2012 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series. 2012.
- 33 Ma C, Zhang H, Yao M, et al. Distributions of PAPR and crest factor of OFDM signals for VLC[C]. In: 2012 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series. 2012.
- 34 Wang Y, Wang Y, Chi N, et al. Demonstration of 575-Mb/s downlink and 225-Mb/s uplink bi-directional SCM-WDM visible light communication using RGB LED and phosphor-based LED[J]. Optics express, 2013, 21(1):1203–1208.
- 35 Wang Y, Shao Y, Shang H, et al. 875-Mb/s asynchronous bi-directional 64QAM-OFDM SCM-WDM transmission over RGB-LED-based visible light communication system[C]. In: Optical Fiber Communication Conference. 2013. OTh1G–3.
- 36 Chi N, Wang Y, Wang Y, et al. Ultra-high-speed single red-green-blue light-emitting diode-based visible light communication system utilizing advanced modulation formats[J]. Chinese Optics Letters, 2014, 12(1):010605.
- 37 Wang Y, Shi J, Yang C, et al. Integrated 10 Gb/s multilevel multiband passive optical network and 500 Mb/s indoor visible light communication system based on Nyquist single carrier frequency domain equalization modulation[J]. Optics letters, 2014, 39(9):2576–2579.
- 38 Xu W, Wu M, Zhang H, et al. ACO-OFDM-Specified Recoverable Upper Clipping With Efficient Detection for Optical Wireless Communications[J]. Photonics Journal, IEEE, 2014, 6(5):1–17.
- 39 杨学成. 高速可见光通信系统设计 [D]:[硕士学位论文]. 南京: 东南大学, 2015.
- 40 陈春艳. 无线光通信调制技术研究 [D]:[硕士学位论文]. 南京: 东南大学, 2014.
- 41 Semiconductors O O. OSRAM OSTAR - Lighting plus LE UW S2LN[G]. 2011.
- 42 Semiconductors O O. OSRAM Multi CHIPLD LRTB R98G[G]. 2011.
- 43 Engin L. High Luminous Efficacy RGBA LED Emitter L2C-03MA07[G]. 2013.
- 44 深圳市激埃特光电有限公司. 带通滤光片介绍 [EB/OL]. <http://www.giaitech.com/product/130-cn.html>, 2015.

- 45 Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. *Lightwave Technology, Journal of*, 2009, 27(3):189–204.
- 46 Proakis J G. 数字通信: 英文版 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- 47 石钧. OFDM 无线通信系统信道估计及自适应算法的研究 [D]: [博士学位论文]. 北京: 北京邮电大学, 2012.
- 48 Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1993.
- 49 付可, 江舟. LTE 上行块状导频的信道估计研究 [J]. *电子设计工程*, 2015(8).
- 50 张乃元. LTE 系统中的信道估计技术研究 [D]:[硕士学位论文]. 北京: 北京邮电大学, 2010.
- 51 Sandell M, Edfors O. A comparative study of pilot-based channel estimators for wireless OFDM[J]. *Lulea Univ. of Technol., Lulea, Sweden, Res. Rep. TULEA*, 1996, 1996.
- 52 Garcia M F G, Zazo S, Paez-Borralló J. Pilot patterns for channel estimation in OFDM[J]. *Electronics Letters*, 2000, 36(12):1049–1050.
- 53 Zhao Y, Huang A. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing[C]. In: *Vehicular Technology Conference*, 1997, IEEE 47th. 1997. 3:2089–2093.

心於至善

