

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

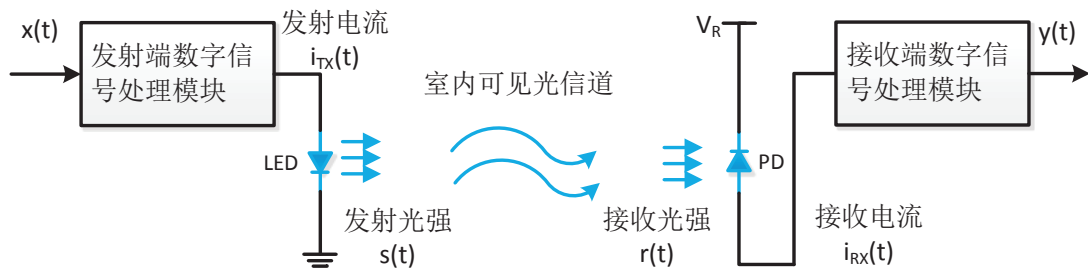


图 2.1 光无线通信系统模型

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。

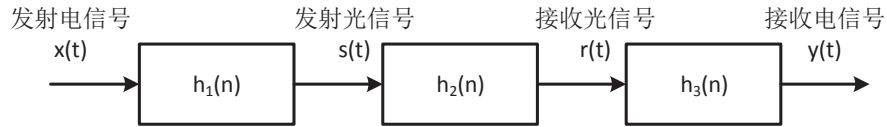


图 2.2 光无线通信系统基带处理模型

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，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。如图 2.3 所示，根据发射机和接收机的定向性（反射角与接收角的大小）及是否存在直达径（Light of Sight, LOS）可将光空间自由传播信道 $h_2(t)$ 分为六种。显然可见光通信既要通信还要兼顾照明，所以发射机一定是非定向的，同样为了保证系统的鲁棒性，可见光通信的接收机一般也是非定向的，因此本文中讨论信道时发射机和接收机都认为是非定向的，只研究在这个条件下的有无直达径两种情况。对于含有直达径的 LOS 信道和没有直达径的漫反射信道（Diffuse Optical Channel, DOW），我们都可以建模为线性信道，其时域冲激响应可以

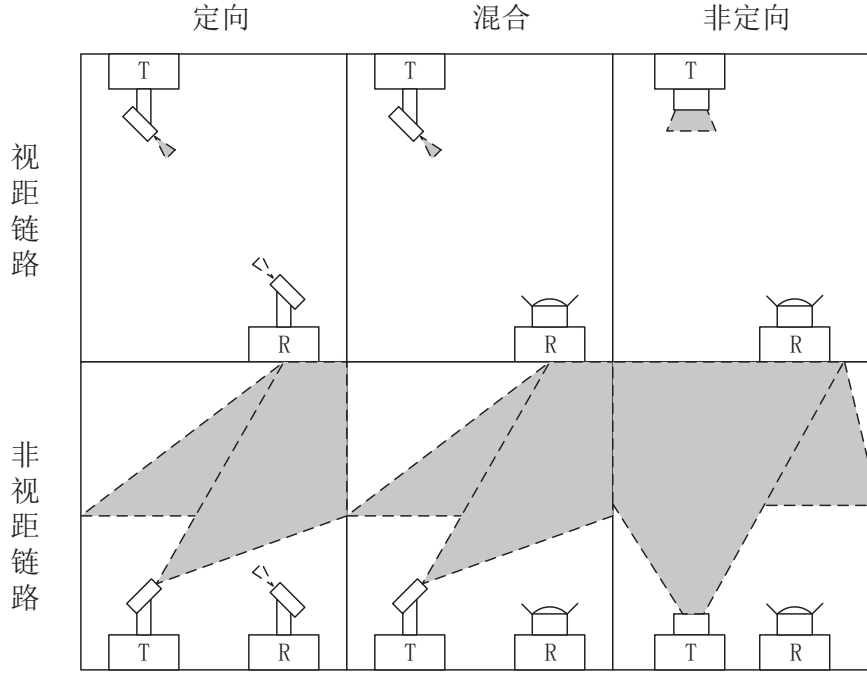


图 2.3 光通信信道分类

表示为：

$$h_2(t) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \alpha_n \delta(t - \tau_n) \quad (2.2)$$

式中 N_t 表示信道抽头数量， α_n 表示第 n 个抽头的衰减系数， τ_n 表示第 n 个抽头的时延。

对于 LOS 信道，直达径占主导地位，但是信号还是通过墙壁、家具反射径等非直达径（Non Light of Sight, Non-LOS）进入接收端，如图2.4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），其中图 2.4a 为时域冲激响应，从中可以看出信道确实存在时延扩展，不过反射径增益随着时延衰减得很快。幅度频率响应如图 2.4b 所示，从 2.4b 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。对于 DOW 信道，因为没有直达径，信号只能通过墙壁、家具等的反射进入接收机的，因此其信道冲激响应与房间的结构、家具布置等都密切相关。但是研究人员发现可以使用路径损耗和均方根时延扩展这两个参数来建模^[41]，广泛使用的有两种模型，一种是指数衰减模型（Exponential Decay Model），另一种是天花板反射模型（Ceiling Bounce Model），对于指数衰减模型有：

$$\alpha_n \propto \frac{1}{\tau_{DS}} \exp\left(-\frac{\tau_n}{\tau_{DS}}\right) \quad (2.3)$$

其中 τ_{DS} 表示参数化的时延扩展，这个量也房间的尺寸及布置有关。对于天花板反射

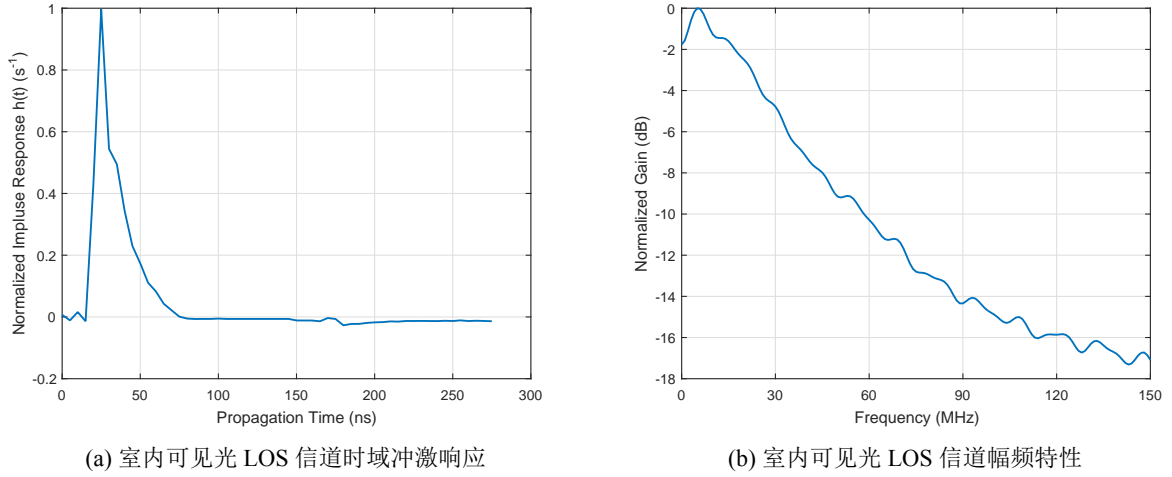


图 2.4 室内可见光 LOS 信道的时频域响应特性

模型而言，它的路径损耗可以表示为：

$$\alpha_n \propto \frac{6a^6}{(\tau_n + a)^7} \quad (2.4)$$

其中 $a = 12\tau_{DS}\sqrt{11/13}$ ，可以看到，在这两种模型中路径损耗系统 α_n 都是随着时延扩展 τ_n 的增加而减少。式2.3和2.4给出的只是这两种模型的轮廓，并不是真正的信道时域冲激响应的抽头系数。因为 DOW 信道非常复杂，并且会随着室内人和物品的移动而变化，所以在仿真建模中一般先根据房间的具体情况确定参数化时延扩展 τ_{DS} ，然后选择模型，最后在该模型下随机生成信道。如图2.5所示为 DOW 信道的时频域响应图，图2.5a为时域响应情况，图中给出了三种信道模型的轮廓和一个信道的例子，其中“mixed model”是指指数衰减模型和天花板反射模型混合而成的，即在仿真建模中取得这两种信道模型的概率都是 50% 的情况下得到的信道，这样做是为了提高信道的多样性。图2.5b给出了 DOW 信道模型的幅度频率响应，不难看出信道模型轮廓还是低通的，但是对于实例而言，在高频端会有一些波动。

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：

$$h(t) = h_1(t) \otimes h_2(t) \otimes h_3(t) \quad (2.5)$$

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

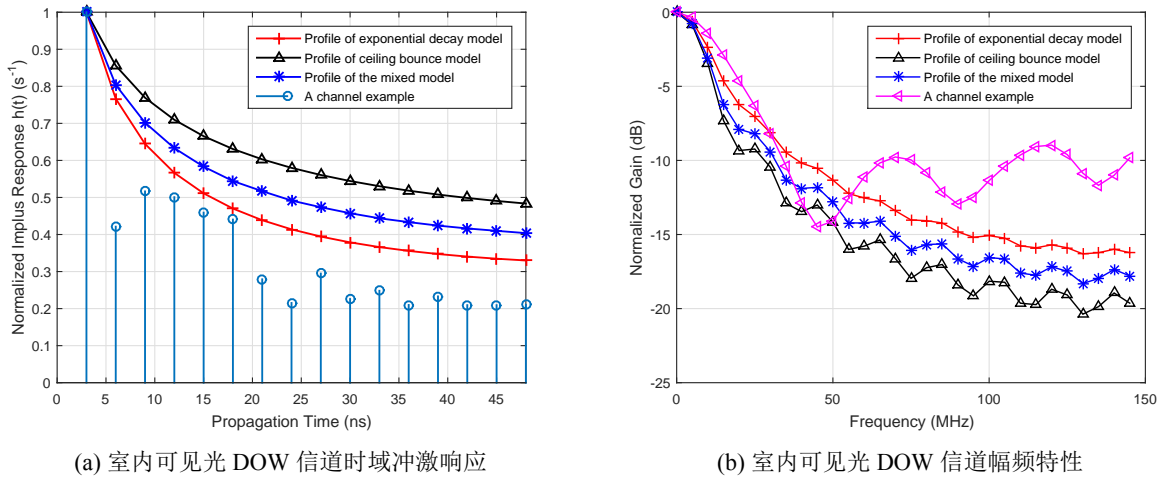


图 2.5 室内可见光 DOW 信道的时频域响应特性

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

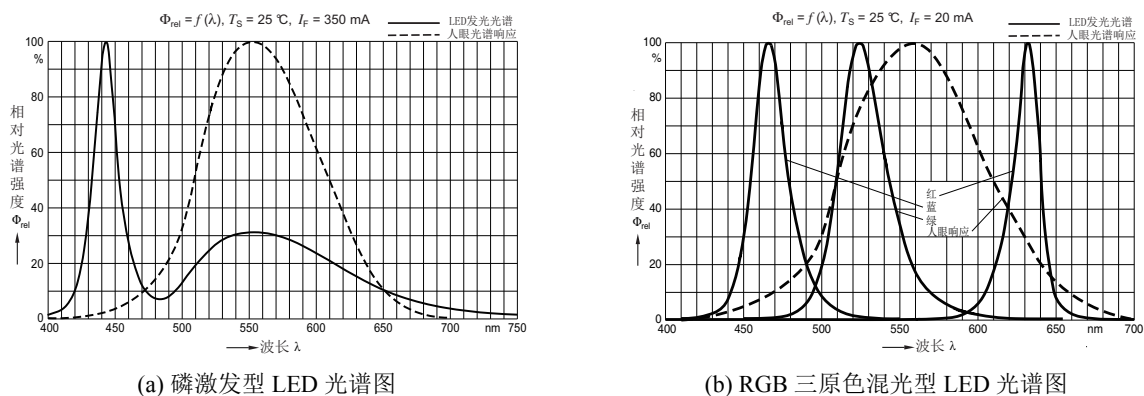
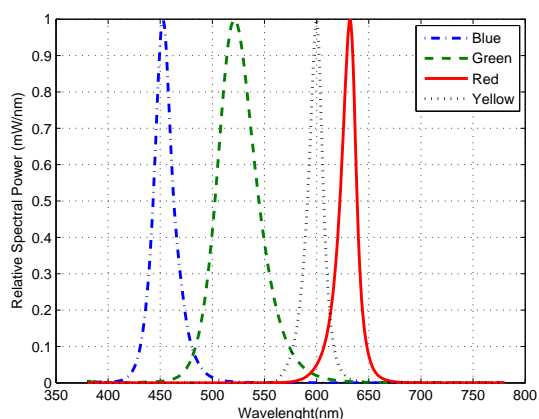


图 2.6 两种白色 LED 光谱对比图

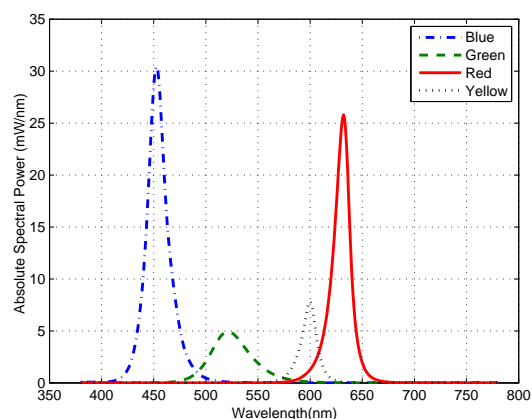
种是多色混合型，由多个 LED 发出不同颜色的光直接合成为白光，这种类型常见的红绿蓝 (RGB) LED 灯内部就含有三块晶片，分别发红光、绿光和蓝光。图 2.6a 所示是德国 OSRAM 公司生产的磷光激发型发光二极管 Lighting Plus LE UM S2LN 的相对光谱分布图^[42]，图中峰值位于 445 nm 处的是蓝光 LED 发出的蓝色光波，而峰值位于 555 nm 处的是蓝光激发荧光物质产生的黄光。因为激发荧光物质发黄光的响应时间过长，在使用磷光型 LED 进行可见光通信时，一般同时会在接收端加蓝色滤光片，滤掉响应过慢的黄光，所以虽然我们人眼看到的是白光，但是信号其实只调制在蓝光上，这就是前文中提到单色白光 LED 通信。图 2.6b 所示多色混合型 LED 的相对光谱分布图^[43]，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 2.7 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 2.7a 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 2.7b 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，我们除了要注意前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 2.8 所示^[44]，图 2.8a 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，



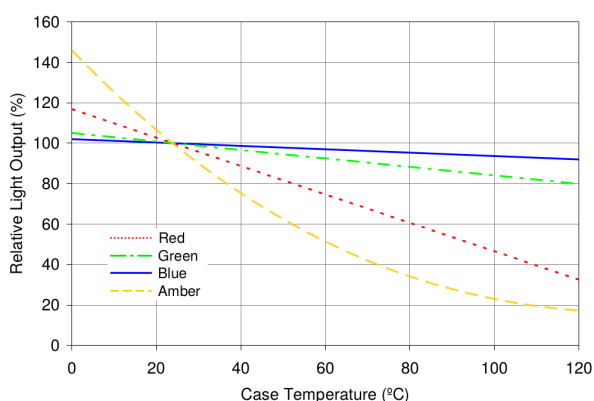
(a) LZC-03MA07 相对光谱功率分布



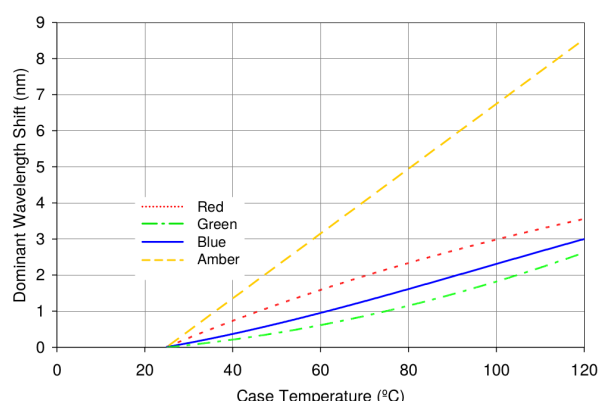
(b) LZC-03MA07 绝对光谱功率分布

图 2.7 LZC-03MA07 光谱功率分布

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 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 2.8 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。

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

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，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。这个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^[45]。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

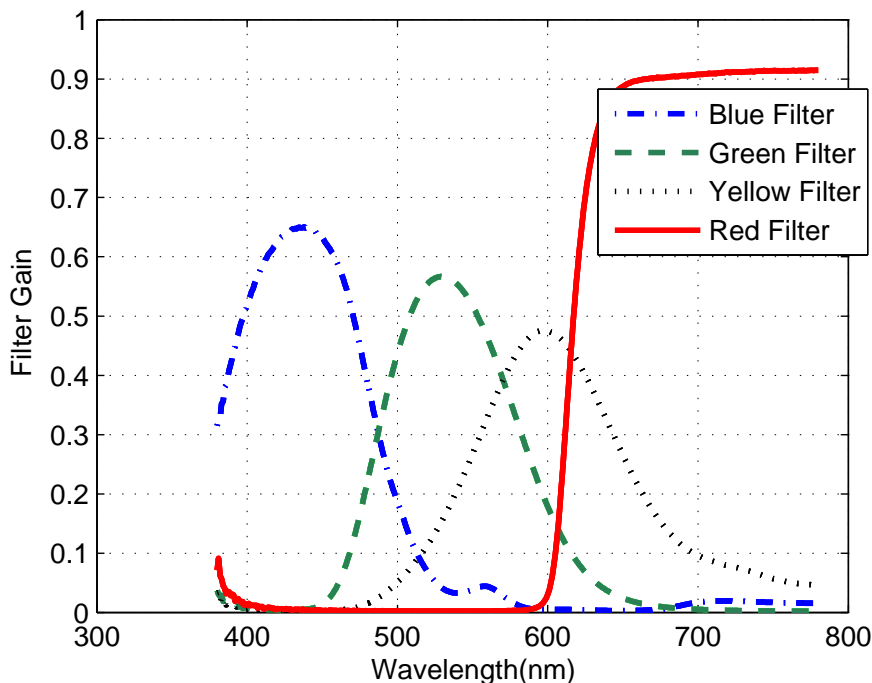


图 2.9 滤色片滤色性能

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 2.9 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 2.10 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。

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 2.11 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 [46]。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

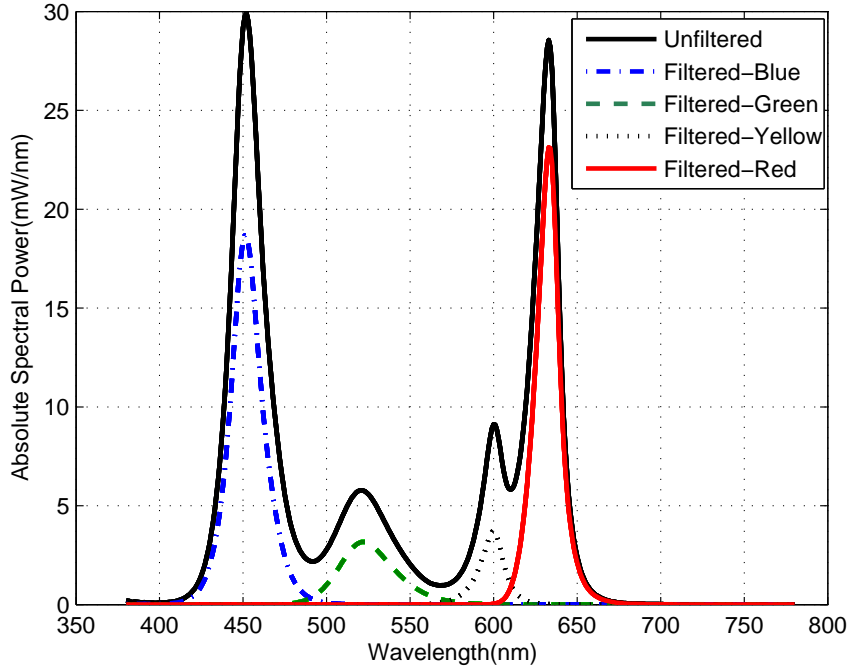


图 2.10 接收端滤色后光功率谱

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。

2.3.2 DCO-OFDM 简介

DCO-OFDM 调制技术原理框图如图 2.12 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，所以为了保证 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^[47]，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：

$$\tilde{X}(k) = \begin{cases} \Re\{X(0)\} & k = 0 \\ X(k) & k = 1, 2, \dots, N/2 - 1 \\ \Im\{X(0)\} & k = N/2 \\ X^*(N - k) & k = N/2 + 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (2.6)$$

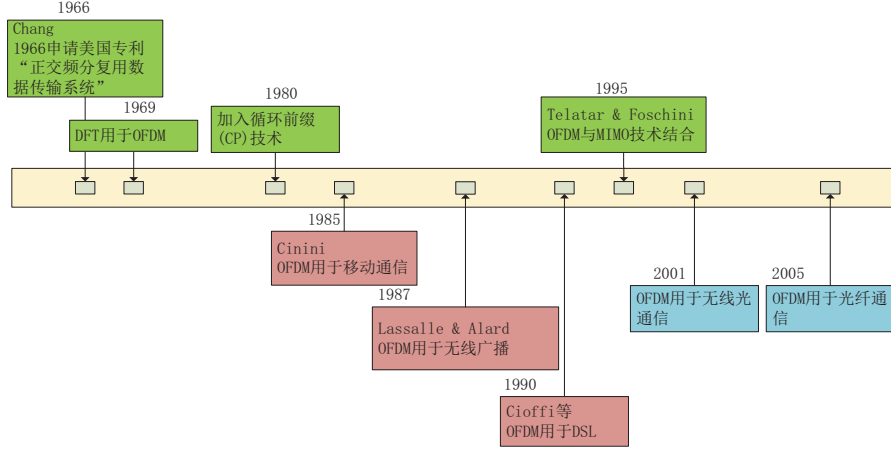


图 2.11 OFDM 技术发展历程及其应用

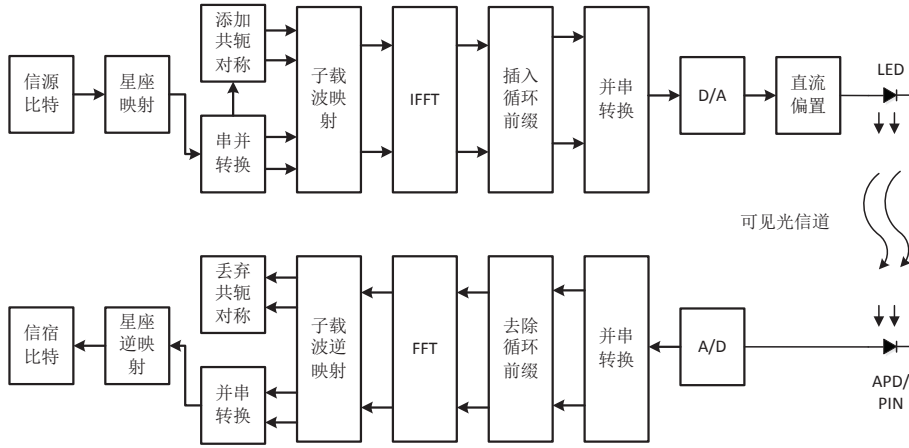


图 2.12 DCO-OFDM 流程图

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。然后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：

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.7)$$

在式 2.7 中，取任意 k ，假设 $X(k) = a + bj$ ，则 $X(N-k) = a - bj$ ，则有：

$$\begin{aligned} T(k) &= X(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N}} + X(N-k) e^{j\frac{2\pi (N-k)n}{N}} \\ &= \sqrt{a^2 + b^2} e^{j\frac{2\pi kn + j\theta}{N}} + \sqrt{a^2 + b^2} e^{-j\frac{2\pi kn + j\theta}{N}} \\ &= 2\sqrt{a^2 + b^2} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N} + \theta\right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

其中 θ 表示 $X(k)$ 的幅角，由式2.8知 $T(k)$ 必为实数，那么：

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=1}^{N/2-1} T(k) + \Re\{X(0)\} + \Im\{X(0)\}(-1)^n \right) \quad (2.9)$$

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 信号处理流程如图2.13所示。

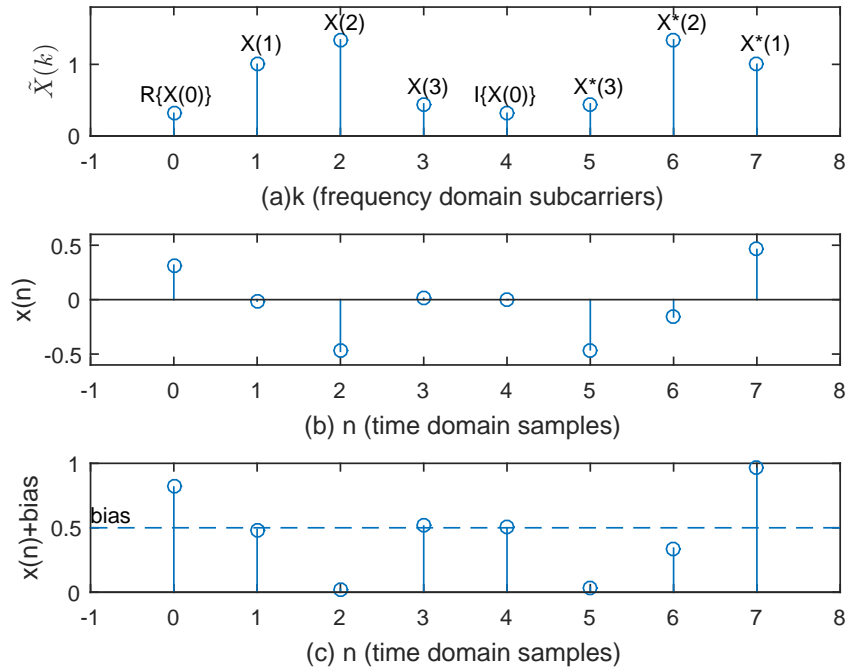


图 2.13 ACO-OFDM 信号处理时频域示意图

2.3.3 ACO-OFDM 调制

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 2.14 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

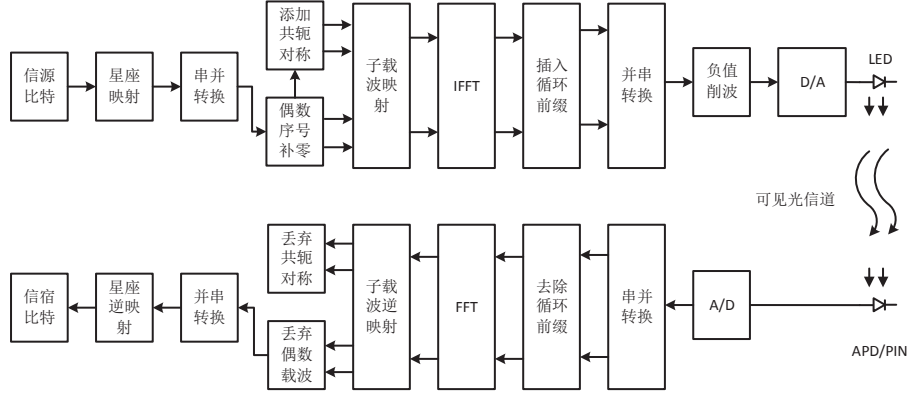


图 2.14 ACO-OFDM 流程图

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：

$$\tilde{X}(k) = \begin{cases} 0 & k \text{ 为偶数} \\ X(\frac{k-1}{2}) & k = 1, 3, 5, \dots, N/2 - 1 \\ X^*(\frac{N-1-k}{2}) & k = N/2 + 1, N/2 + 3, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

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：

$$x(n + N/2) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j \frac{2\pi k(n+N/2)}{N}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^k \tilde{X}(k) e^{j \frac{2\pi k n}{N}} \quad (2.11)$$

其中偶数子载波上的信号被置为零，所以可以化简为：

$$x(n + N/2) = -\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j \frac{2\pi k n}{N}} = -x(n) \quad (2.12)$$

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：

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

式 2.13 可以改写为：

$$\begin{aligned} X(m) = & \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x(k)>0}^{N-1} \left(x(k) e^{-j \frac{2\pi k m}{N}} + x(k + \frac{N}{2}) e^{-j \frac{2\pi (k + \frac{N}{2}) m}{N}} \right) \\ & + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x(k)<0}^{N-1} \left(x(k) e^{-j \frac{2\pi k m}{N}} + x(k + \frac{N}{2}) e^{-j \frac{2\pi (k + \frac{N}{2}) m}{N}} \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

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2.14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2.14可以写为：

$$X(m) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x(k)>0}^{N-1} (x(k)e^{-j\frac{2\pi km}{N}}) + \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x(k)<0}^{N-1} (x(k)e^{-j\frac{2\pi km}{N}}) \quad (2.15)$$

又由于对于已削波的信号，式2.14 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：

$$X_c(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_c(k)e^{-j\frac{2\pi km}{N}} = \frac{X(m)}{2} \quad (2.16)$$

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。

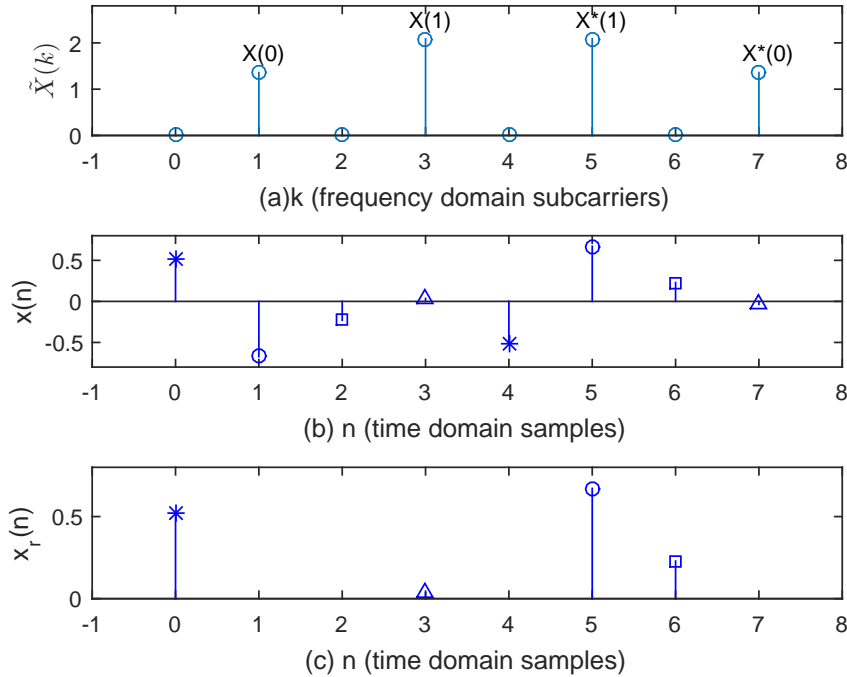


图 2.15 ACO-OFDM 信号处理时频域示意图

2.3.4 RoC-ACO-OFDM 调制

时域信号峰均比过高是影响 OFDM 系统性能的主要问题，这同样存在于无线光通信的 OFDM 系统中，PAPR 过高会使信号通过功放或 LED 驱动电路时进入非线性区，从而导致信号失真，这样会对系统的整体性能产生很大影响，所以有必要对无线光通信 OFDM 系统进行降低 PAPR 的优化。

由于进行了非对称削波，使得 ACO-OFDM 系统的峰均比比传统的 OFDM 系统更

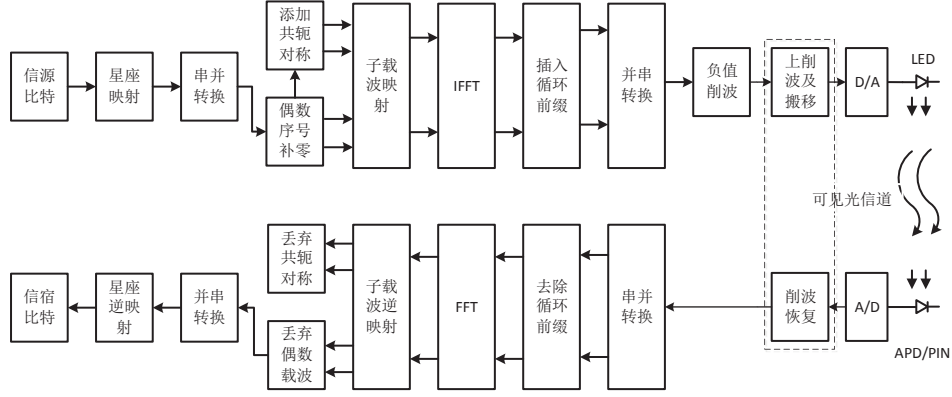


图 2.16 RoC-ACO-OFDM 信号处理时频域示意图

大，为了解决这个问题，我们利用 ACO-OFDM 信号结构特点，提出了一个可在接收端恢复的上削波技术（Recoverable Upper Clipping ACO-OFDM, RoC-ACO-OFDM）^[38]，其信号处理过程如图2.16所示，可以看到我们在发射端负值削波之后加上一个进行上削波并搬移的模块，同样在接收端加了一个削波恢复的模块。具体的示例如图2.17所示，设置一个阈值 η_c ，当时域信号的值大于该阈值，就在阈值处进行削波。但是与传统的削波技术不同的是，削波余量不是直接丢弃，而是放在被削波符号的对称位置（图中的 29 处）。为提高 RoC-ACO-OFDM 的性能，在前面提出的基本原理的基础上，我们

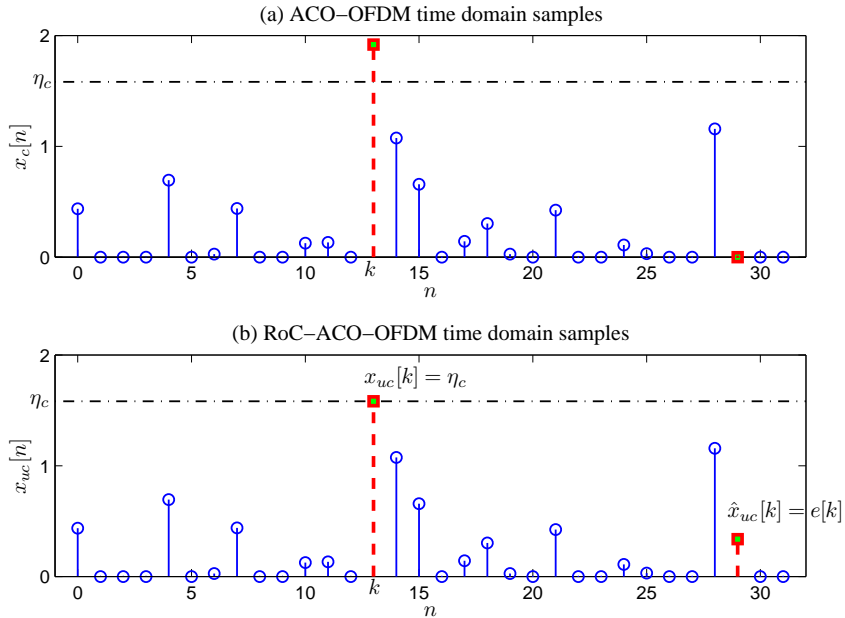


图 2.17 ACO-OFDM 信号处理时频域示意图

进一步限制，削波余量 $x(n) - \eta_c$ 不能大于 $\alpha\eta_c$ ($\alpha < 1$)，即搬移量一定要少于原位置削波后的剩余量 η_c 。这样如图2.18所示，根据信号幅度及位置的关系，共有 6 种假设。对接收到的数据进行成对处理，先计算它们属于 6 种假设的后验概率，选出后验概率最大的

一种假设，并用针对这种假设的恢复算法进行数据恢复。

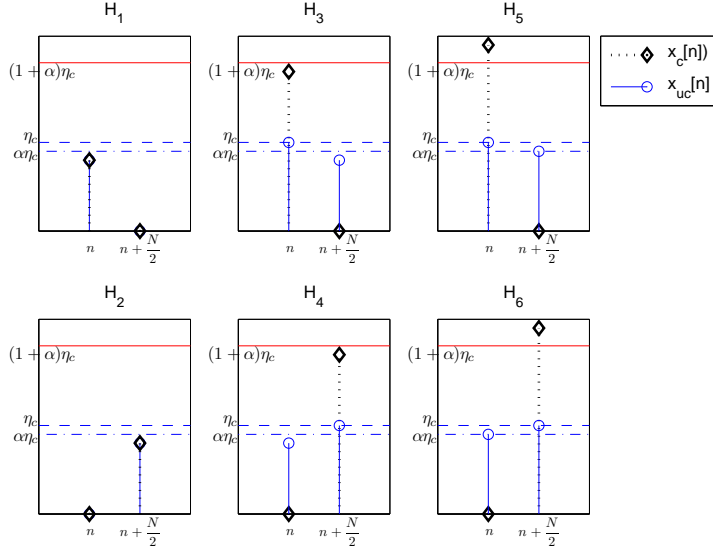


图 2.18 RoC-ACO-OFDM 发射信号的六种假设

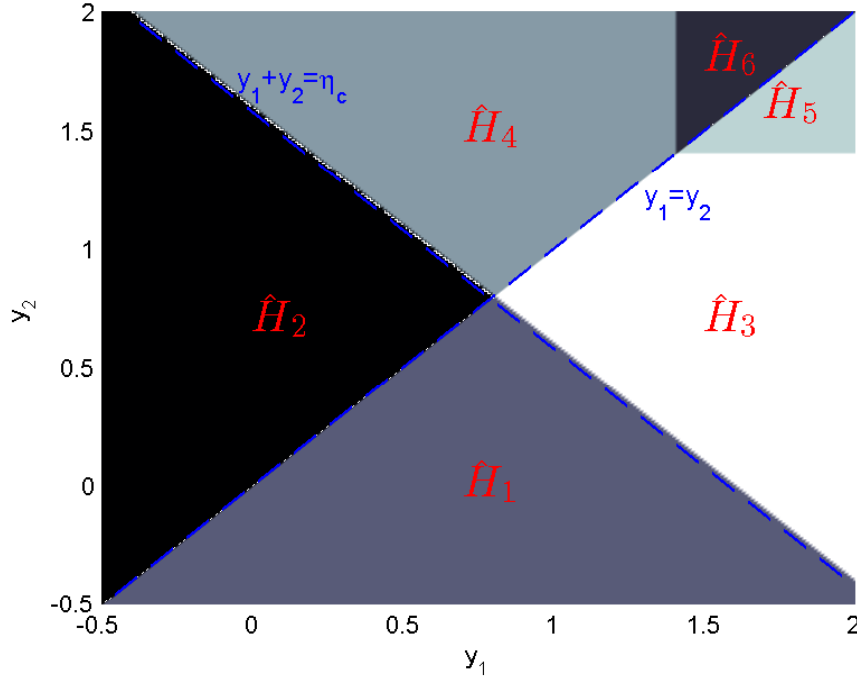


图 2.19 MAP 算法判决区域与 η_c 的关系

当然 α 的值是可以自己去设置的，当 α 等于 0 时，相当于没有进行削波搬移，RoC-ACO-OFDM 退化为普通的削波 ACO-OFDM，但是等于甚至大于 1，将会导致信号恢复时的位置反转错误，这种错误将会显著降低系统的性能。因此我们应该设置合理的 α 值，在后面的仿真中，我们令 α 等于 0.95，仿真结果显示在一般的应用情景下，这个值是合理的。

基于前面的六种假设，我们能够用 MAP 算法来判断哪种假设成立，然后针对这种假设来进行信号恢复，这样的算法是性能最优的。但是缺点是复杂度很高，不利用实现。为此我们提出了简化的信号检测方法，不再需要计算 MAP 概率，而是直接使用信号值的大小比较就能进行信号恢复。

MAP 算法的判决划分见图2.19，图中 (y_1, y_2) 为接收到的成对信号， $\hat{H}_1, \hat{H}_2, \dots, \hat{H}_6$ 为上面六种假设对应的判决区域。可以看到 MAP 算法得到的判决区域与设定的阈值 η_c 之间有着密切的关系，并且经分析发现把判决区域 \hat{H}_4 和 \hat{H}_6 合并及 \hat{H}_3 和 \hat{H}_5 合并只会对性能造成很微妙的影响，如得到如下简化算法。判决区域化为：

$$\begin{aligned} \hat{D}_1 : \begin{cases} y_1 > y_2 \\ y_1 + y_2 \leq \eta_c, \end{cases} & \quad \hat{D}_2 : \begin{cases} y_1 \leq y_2 \\ y_1 + y_2 < \eta_c, \end{cases} \\ \hat{D}_3 : \begin{cases} y_1 > y_2 \\ y_1 + y_2 > \eta_c, \end{cases} & \quad \hat{D}_4 : \begin{cases} y_1 \leq y_2 \\ y_1 + y_2 > \eta_c. \end{cases} \end{aligned} \quad (2.17)$$

信号恢复算法简化为：

$$(y[n], \hat{y}[n]) = \begin{cases} (y_{uc}[n], 0), & (y_1, y_2) \in \hat{D}_1 \\ (0, \hat{y}_{uc}[n]), & (y_1, y_2) \in \hat{D}_2 \\ (\eta_c + \hat{y}_{uc}[n], 0), & (y_1, y_2) \in \hat{D}_3 \\ (0, \eta_c + \hat{y}_{uc}[n]), & (y_1, y_2) \in \hat{D}_4. \end{cases} \quad (2.18)$$

为验证 RoC-ACO-OFDM 的性能，进行了必要的数值仿真，比较的对象选为不削波的 ACO-OFDM 技术和直接削波的 ACO-OFDM 技术。仿真中设置子载波数为 256，使用 64QAM 调制，仿真结果如图2.20所示，图中横轴 PAPR_0 表示峰均比的基准，纵轴是互补累积分布函数（Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF），表示信号大于横轴基准的概率，CR 表示削波系数，以分贝为单位，定义为 $\text{CR} = 20 \log \left(\eta_c / \sqrt{\mathbb{E}\{|x_c[n]|^2\}} \right)$ ，其中 $\mathbb{E}\{|x_c[n]|^2\}$ 表示发射信号的平均功率。从图中可以看到，削波系数的越大，PAPR 的性能越好，如在理想的 ACO-OFDM 中在 $\text{PAPR}_0=17.0$ dB 时 CCDF 为 10^{-4} ，而当 $\text{CR}=7$ dB 时，RoC-ACO-OFDM 在 $\text{PAPR}_0=11.4$ dB 时 CCDF 就能达到，提升 5.6 dB，几乎媲美直接削波。

同时也考察了 RoC-ACO-OFDM 的误比特率性能，这个才是通信中最关心的问题。我们仿真比较了理想 ACO-OFDM、直接削波 ACO-OFDM 及 RoC-ACO-OFDM 的在 AWGN 信道下的 BER 性能，仿真中同样设置子载波数为 256，使用 64QAM 调制，如图2.21所示，BER 随着设定的阈值 η_c 变大而减少，当 $\text{CR}=10$ dB 时，RoC-ACO-OFDM 几乎接近理想 ACO-OFDM，并且一直优于直接削波的方法；同时在图中也可以看出，我们提出的简化的接收端信号检测并恢复的方式是非常有效的，在大大降低了计算复杂度的前提下，误比特率性能几乎和 MAP 算法一样。

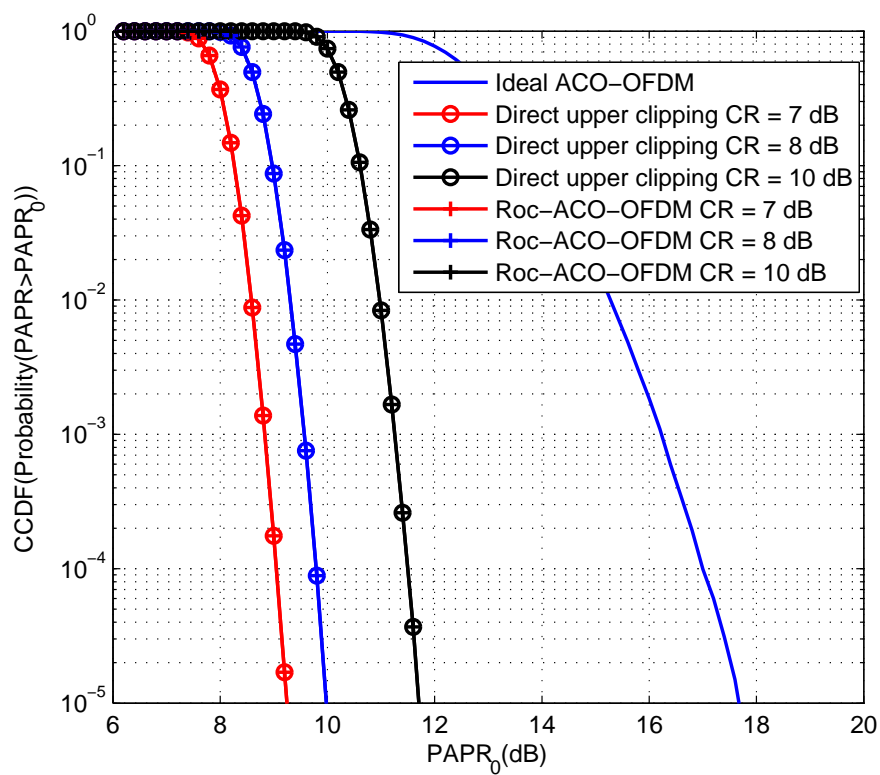


图 2.20 PAPR 性能比较

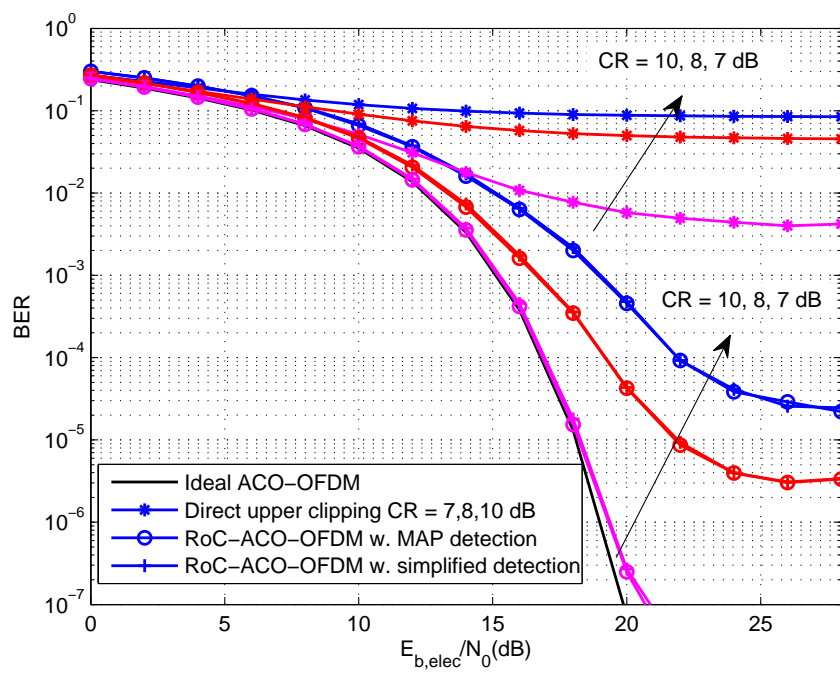


图 2.21 BER 性能比较

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，在此基础上提出了一种改善 ACO-OFDM 系统 PAPR 性能的 RoC-ACO-OFDM 方案，并且在理论和数值仿真的角度论证了该方案的有效性。

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^[48]。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

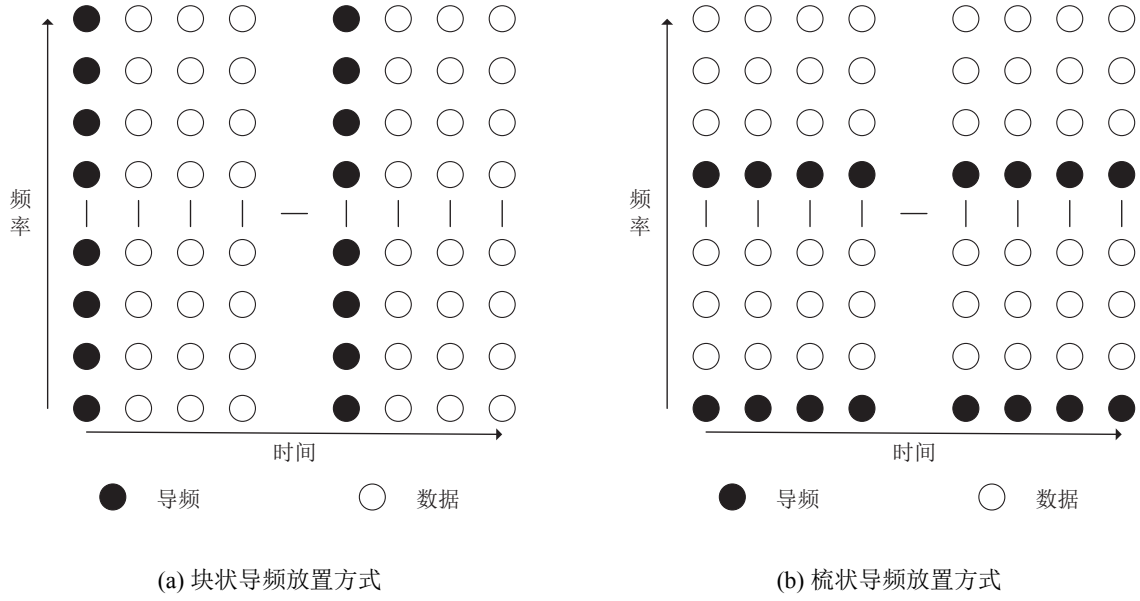


图 3.1 导频放置方式

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^[49]：

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

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 $(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}$ ^[50], 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^[51], 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^[52]：

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

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^[53]，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^[54]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。

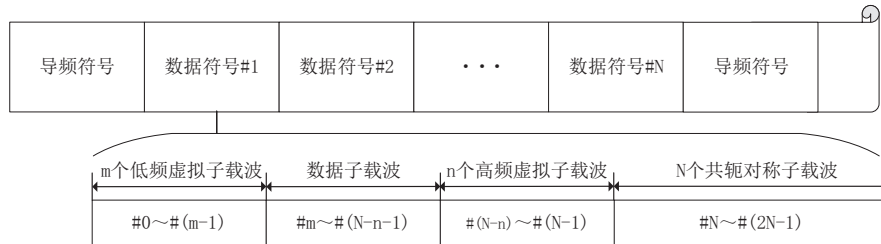


图 3.2 可见光通信系统帧结构

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,

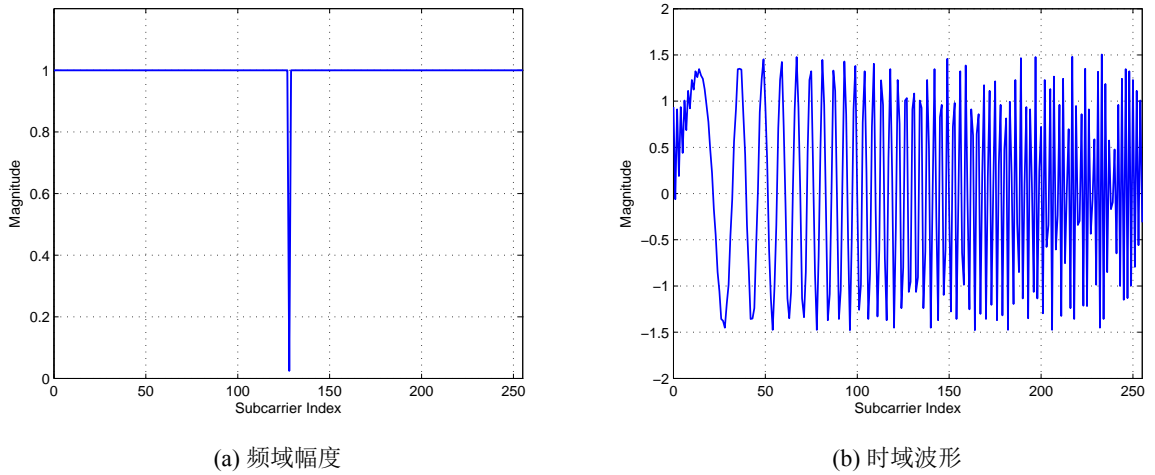


图 3.3 用于 DCO-OFDM 中 ZC 序列时频域波形

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

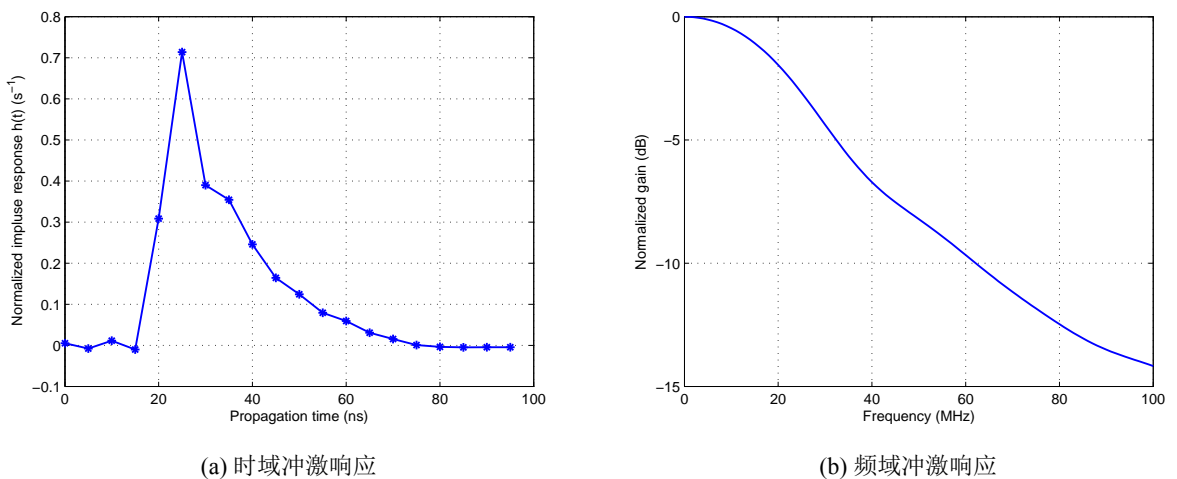


图 3.4 仿真信道冲激响应

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。

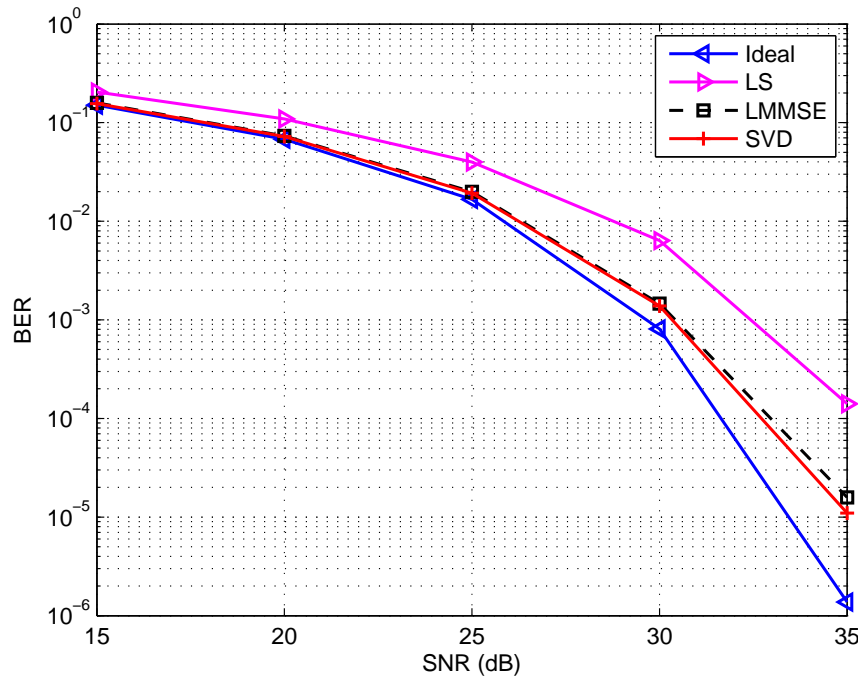


图 3.5 不同信道估计方法 BER 性能比较

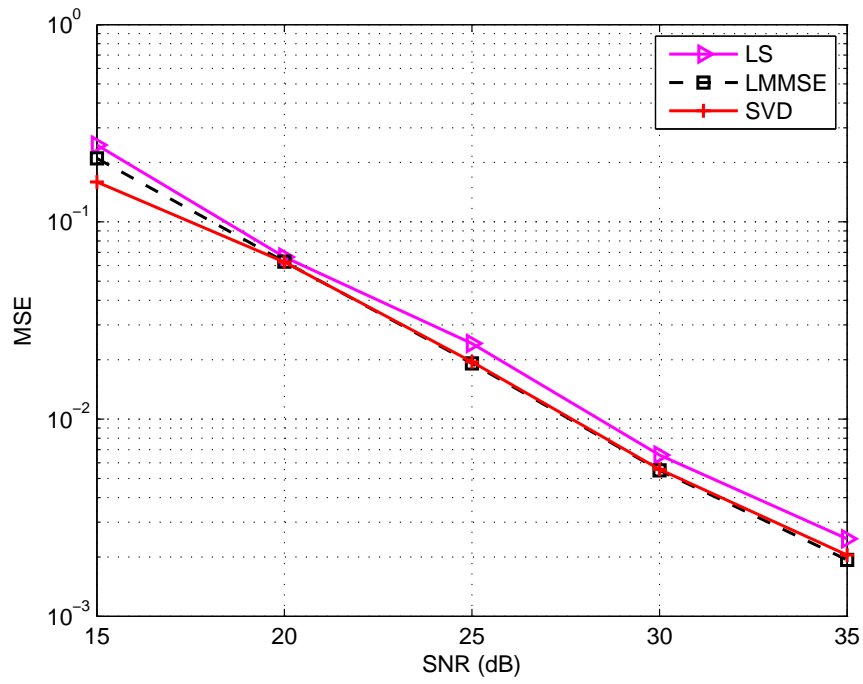


图 3.6 不同信道估计方法 MSE 性能比较

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。

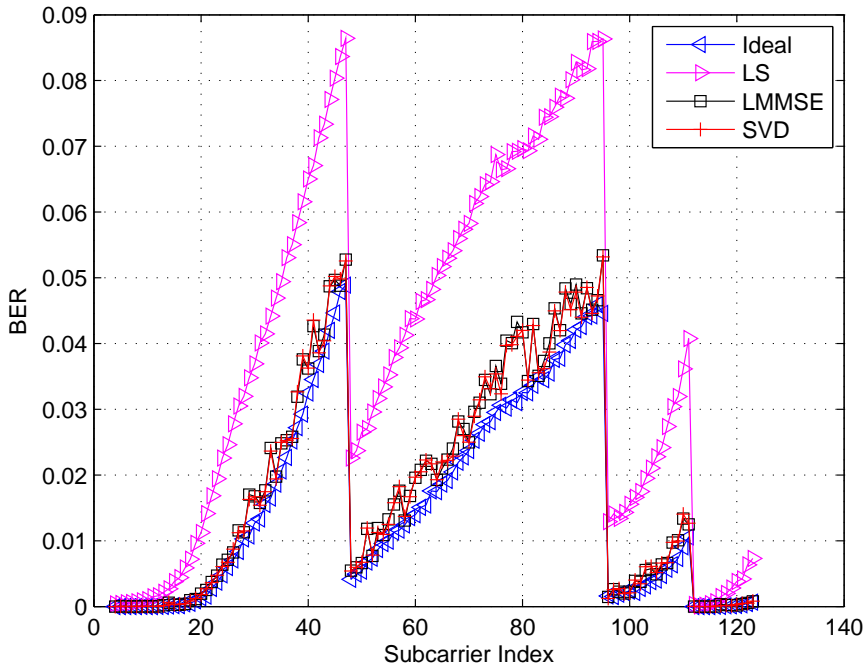


图 3.7 SNR=25 dB 时不同子载波上的误比特率

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

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

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。

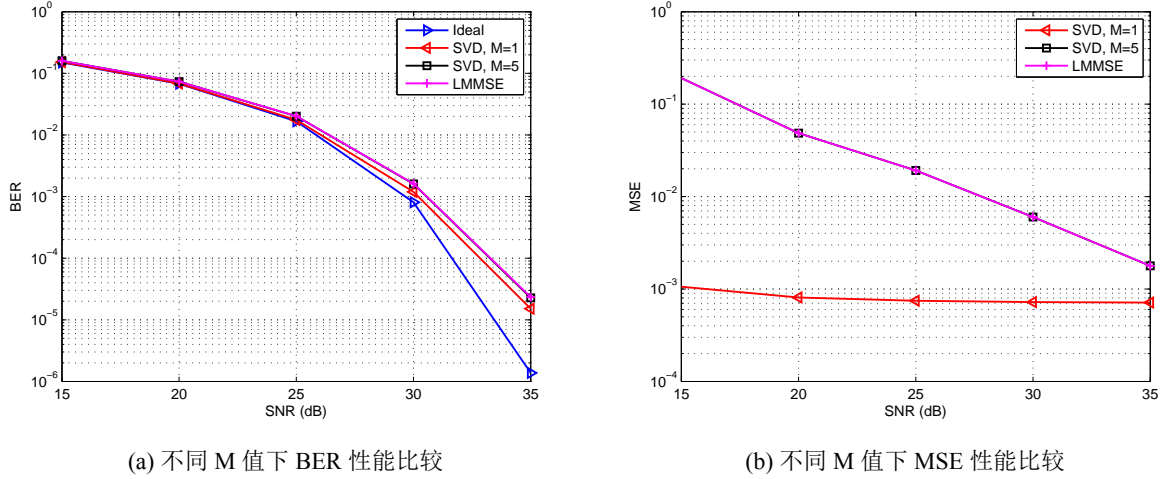


图 3.8 SVD 信道估计方法不同 M 值下性能比较

3.4 可见光通信中的信噪比估计方法

进行自适应传输时，不仅需要估计信道的冲激响应以用于解调，还需要估计信道的信噪比信息以选择合适的比特分配和能量分配策略，所以准确的信噪比估计是自适应传输的前提条件。常用的信噪比估计方法有两种，一种是直接使用导频序列，使用式3.2，得到信噪比的表达式为：

$$SNR(i) = \frac{|X(i)\hat{H}(i)|^2}{|Y(i) - X(i)\hat{H}(i)|^2} \quad (3.31)$$

其中 $SNR(i)$ 表示第 i 个子载波处的信噪比， $\hat{H}(i)$ 表示信道频域响应的估计值在时域的平均值，可以是3.3中任意的一种估计方法， $X(i)$ 表示第 i 个子载波上的发射符号， $Y(i)$ 表示第 i 个子载波处的接收符号；另一种方法要使用额外的训练序列，称为误差向量幅度法（Error Vector Magnitude, EVM），EVM 的定义如下：

$$EVM(i) = |\hat{X}(i) - X(i)|^2 \quad (3.32)$$

式中 $X(i)$ 表示第 i 个子载波上的发射信号， $\hat{X}(i)$ 表示使用信道估计均衡后的接收信号，EVM 与 SNR 之间的关系是^[55]：

$$SNR \approx \frac{1}{EVM^2} \quad (3.33)$$

图3.9给出了在本课题硬件平台中使用上述两种方法估计的信噪比结果，其中 ZC 表示使用 ZC 序列作为导频使用第一种方法估计出来的信道，从中可以看出使用 EVM 的估计值明显低于使用导频的估计值，但是与测得的硬件平台的 BER 比较，发现 EVM 方法的估计值更加吻合。这个也不难解释，因为实际信号传输的过程中，不仅会受到噪声的影响，还会受到信道估计误差的影响。但是第一种方法并没有考虑到信道估计误差的因素，所以估计值更大；而 EVM 方法考虑了这两个因素，所以信噪比的估计值小，但是更加准确。虽然 EVM 估计需要额外的开销，但为了能够更好的估计信噪比，为后面自适应算法提供可靠的参数，这点开销是值得的，所以在实际系统设计中，推荐使用这个信噪比估计的方法。

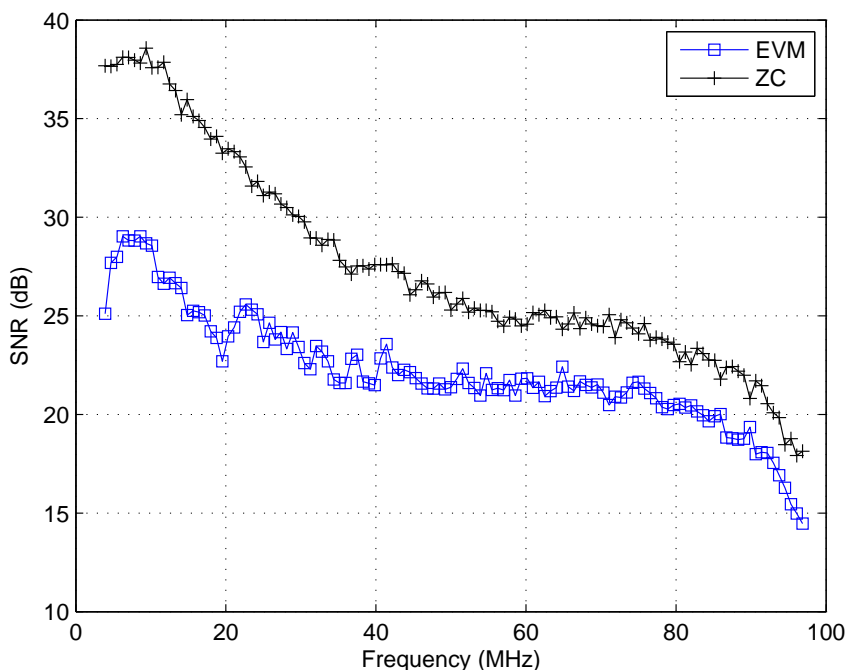


图 3.9 两种信噪比估计方法比较

3.5 本章小结

本章主要分析了 OFDM 信道估计方法的基本原理及其在可见光通信中的应用，首先探讨了 OFDM 信道估计的常用方法，重点放在基于导频的方法中，系统研究了基于最小二乘法的 LS 信号估计方法、基于最小均方误差的 MMSE 方法及其基于 MMSE 两个改进方法 LMMSE 和 SVD 分解方法；然后结合可见光通信系统设计的实例，使用 ZC 序列作为导频，通过仿真的方法比较了上述方法在可见光信道下的性能，发现 LS 算法虽然简单，但是性能最差，而基于 MMSE 的 LMMSE 和 SVD 方法性能差异不大；最后讨论了 OFDM 系统中信噪比的估计方法，分析了基于导频的估计方法和 EVM 方法，得出了 EVM 方法虽然需要额外的开销，但是其估计值更加吻合实际系统，推荐在可见光自适应传输系统中使用该方法。

第四章 可见光多波段 OFDM 系统速率自适应技术研究

4.1 引言

自适应传输技术在上世纪 60 年代就已经被提出，其基本思想就是根据实时的信道质量决定调制参数，目标是优化通信质量，但是因为其计算复杂度很大，实现困难而没有引起研究人员足够的重视^[56]，直到上世纪 80 年代末，人们对高速可靠的通信系统的需求越来越强烈，同时由于数字集成电路的快速发展，其计算能力已能够支撑复杂的算法，所以自适应传输计算重新进入研究人员的视野，并且成功用于 DSL、WCDMA 等通信系统。前面我们已经介绍过 OFDM 系统及其信道估计的方法，已经了解 OFDM 技术是把实际通信信道划分成若干个子信道，每个子信道可以认为是独立传输的，如果所有的子载波上都使用同样的调制方式，那么整个系统的误比特率性能就由那些处于深衰落处的子载波决定，如在前两章已经介绍室内可见光信道就是低通的，则此时高频的子载波决定了整个系统的性能，这样的方法显然是不合理的，所以在第三章的仿真中就使用了表 3.3 所示的调制策略，但是之前得到这样的策略是由主观判断得到的，而没有充足的理论依据。本章将详细介绍 OFDM 自适应技术及其在可见光通信中的应用，首先将从信息论的角度探讨自适应传输的原理，然后将介绍现有的几种经典的自适应算法并且仿真分析它们的性能，最后将介绍一种可见光自适应传输方案。

4.2 自适应传输的信息论基础

通信技术经过将近一个世纪的发展，不断出现的使得系统传输速率越来越高，因此人们要问在特定的通信信道下传输速率的极限是什么？这正是经典的香农信息论已经回答的问题，同时也给系统设计者指明了要达到这个极限系统要满足的条件，虽然这些严苛的条件在实际设计中不可能完全满足，但是已有很多系统的系统已经很接近香农限了。

自适应传输是一种提高频谱利用率的通信技术，同样也满足香农信息论关于信道容量的结论，所以自适应传输技术也不可能使得实际系统传输速率突破香农限，而是在香农信息论的指导下去设计系统，使得系统逼近这一极限，因此在讨论自适应传输的具体算法之前了解一些香农信息论的知识非常必要。

4.2.1 高斯信道容量

信道容量是一个通信信道环境一个重要的度量指标，它的含义是在该信道下传输速率的上限，如果本身信道容量就很小的环境下，无论使用何种通信技术也不能实现高速通信系统，反之在信道容量大的信道环境下，可以通过精心设计系统以达到高速通信的目的。在香农信息论中，信道容量是用互信息量来描述的，其数学表达式为：

$$C = \arg \max_{P_x(X)} I(X; Y) \quad (4.1)$$

$$I(X; Y) = \sum_{x,y} p(x, y) \log_2 \frac{p(x, y)}{p(x)p(y)} \quad (4.2)$$

式中 $I(X; Y)$ 表示发送信号 X 与接收信号 Y 之间的互信息， $p(x)$ 、 $p(y)$ 和 $p(x, y)$ 分别表示 $X=x$ 的概率， $Y=y$ 的概率及 $X=x$ 并且 $Y=y$ 的联合概率。根据上面的定义，我们可以得到在高斯信道下的信道容量公式为：

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0 B} \right) = B \log_2 (1 + \gamma) \quad (4.3)$$

上式中 B 为高斯信道带宽， S 为输入信号的平均功率， N_0 为单边带高斯噪声功率谱密度， $\gamma = \frac{S}{N_0 B}$ 表示接收信噪比。该容量是当发送信号 X 服从高斯分布时取得。而在实际的数字传输系统中，这个条件是无法满足的，所以该信道容量只能作为系统传输速率的上限。

4.2.2 注水定理

在无线通信环境下，由于放大器等硬件是非理想的，并且信号在传输过程中会发生散射、反射等造成多径，实际的通信系统信道远比加性高斯信道复杂得多。我们假设信道的传输函数为 $H(f)$ ，输入信号的功率谱密度为 $S(f)$ ，单边带高斯噪声功率密度还是 N_0 。为了推导出这样的信道的信道容量，可见将整个信道带宽均分为 N 个子信道，则每个子信道的带宽为 B/N ，当 N 足够大时，中心频率为 f_i 处的子信道可以看作是信道增益为 $H(f_i)$ 的带限信道。于是整个信道容量等于所有子信道容量之和：

$$\begin{aligned} C &= \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^N \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{S(f) |H(f)|^2 \Delta f}{N_0 \Delta f} \right) \\ &= \int_B \log_2 \left(1 + \frac{S(f) |H(f)|^2}{N_0} \right) df \end{aligned} \quad (4.4)$$

从上式中可以看出信道传输函数 $H(f)$ 和发送信号的功率谱密度分布及噪声功率共同决定了信道容量的大小。假设系统发射功率受限，即：

$$\int_B S(f) df = P \quad (4.5)$$

则由拉格朗日乘子法计算可得，当 $S(f)$ 的分布满足下式时可以达到信道容量。

$$S(f) = \begin{cases} K - \frac{N_0}{|H(f)|^2}, & |H(f)|^2 \geq \frac{N_0}{K} \\ 0, & |H(f)|^2 < \frac{N_0}{K} \end{cases} \quad (4.6)$$

其中 K 为常数，并且满足式4.5中的功率受限条件。

式4.6得到 $S(f)$ 分布的过程也称为“注水定理”或者“注水算法”，它表示要想在传输函数为 $H(f)$ ，噪声功率密度为 N_0 的信道下要达到信道容量 $S(f)$ 的分布一定要满足上式。其物理含义是：当信噪比 $|H(f)|^2/N_0$ 较大时，应该给该处的子信道分配更多的功率；反之当信噪比很小时，分配的功率也很小；甚至当信噪比过小（小于 $1/K$ ）时不分配功率。OFDM 技术的基本原理就是将整个信道划分为相互正交的并行子信道，这个

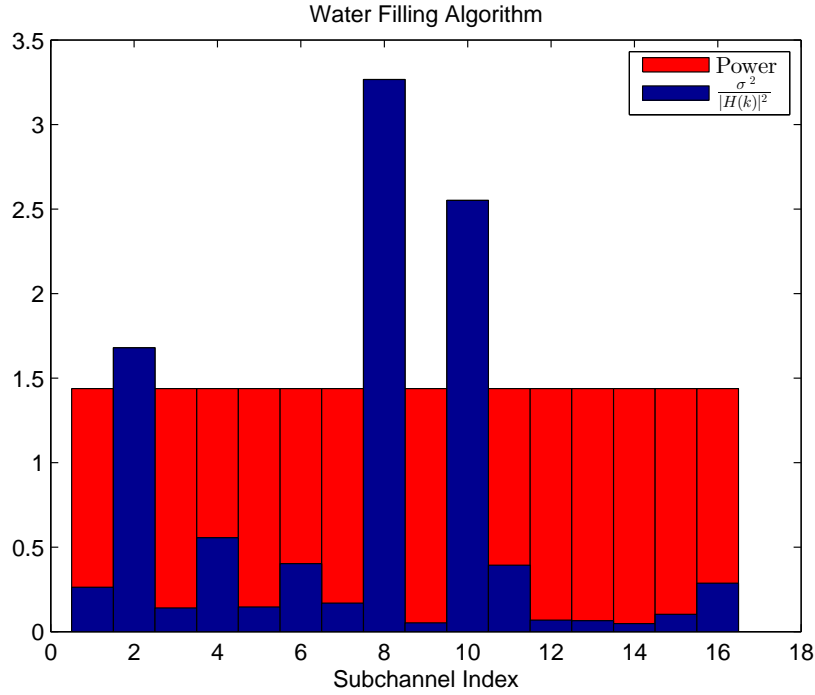


图 4.1 注水定理示意图

与前面注水算法的推导过程很相识，只是 OFDM 系统中子载波的数目是有限的，调制阶数是离散的。从此可以看出注水算法很容易在 OFDM 系统中现实，我们将在下一节中详细介绍。

4.3 OFDM 系统自适应算法研究

在一个有 N 个子载波的 OFDM 系统中，假设各个子载波上的信道增益 $h_k = |H(k)|^2 (k = 0, 1, \dots, N-1)$ 和高斯噪声方差 σ^2 已知，若 b_k 和 p_k 分别表示分配到第 k 个子载波上比特数和功率，如设置误比特率为固定值 BER_{target} ，则香农公式 b_k 与 p_k 有如下关系：

$$b_k = \log_2 \left(1 + \frac{h_k p_k}{\Gamma \sigma^2} \right) \quad (4.7)$$

也可以写为：

$$p_k = \frac{\Gamma \sigma^2}{h_k} (2^{b_k} - 1) \quad (4.8)$$

其中 Γ 表示信噪比差 (SNR gap), 它由误比特率 BER 及调制星座图决定, 对于 QAM 调制, 如不加信道编码, 则 Γ 与 $\text{BER}_{\text{target}}$ 之间关系如下^[57]:

$$\Gamma = -\frac{\ln(5 \cdot \text{BER}_{\text{target}})}{1.5} \quad (4.9)$$

OFDM 自适应传输在不考虑信道编码的情况下其实就是比特和功率在各个子载波上分配问题, 它可以有传输速率、发射功率和误比特率三个优化目标量, 这样也就有三种优化准则, 即固定误比特率和功率的速率最大化 (Rate Adaptive, RA) 准则、固定误比特率和速率的功率最小化 (Margin Adaptive, MA) 准则和固定功率和速率的误比特率最小化 (BER Adaptive, BA) 准则。同时需要提出的是, 与前面的理论分析不同, 实际系统可以选择的调制方式是离散的 ($b_k \in \mathbb{N}$, \mathbb{N} 表示整数集), 也就是说 OFDM 自适应其实是一个整数优化问题 (Integer Programming, IP), 之前在推导注水算法时用到的拉格朗日乘子法不能再用到实际系统中, 需要根据实际系统的需要, 根据优化准则去选择合适的优化方法, 下面将介绍几种经典的 OFDM 自适应算法。

4.3.1 Hughes-Hartogs 算法

Hughes-Hartogs 算法^[58]受数学中“贪婪 (Greedy) 优化”的启发, 本质上也是一种贪婪算法, 由 Hughes-Hartogs 于 1988 年提出, 其描述如下: 假设 OFDM 系统中各个子载波上的信道增益和噪声都是已知的, 这样在特定的 BER 要求下要传输 1 比特所需要的功率也是可知的, Hughes-Hartogs 算法就是每次遍历一次所有的子载波, 选择需要功率最少的子载波放置 1 比特数据, 如此循环迭代, 知道用完所有功率 (RA 准则) 或者达到目标速率 (MA 准则)。对于 RA 准则和 MA 准则, Hughes-Hartogs 算法是最优的。它的具体实现步骤如下:

步骤 1: 令 $b_k (k = 0, 1, \dots, N-1)$, $P = \sum_{i=0}^{N-1} p_k = 0$, $R = \sum_{i=0}^{N-1} b_k = 0$, P 表示已用的功率, R 表示已分配比特。

步骤 2: 遍历计算每个子载波上增加 1 比特所需要增加的功率:

$$\Delta p_k = \frac{\Gamma \sigma^2}{h_k} (2^{b_k+1} - 1) - \frac{\Gamma \sigma^2}{h_k} (2^{b_k} - 1) = \frac{\Gamma \sigma^2}{h_k} 2^{b_k} \quad (4.10)$$

步骤 3: 找到所需增加额外功率的子载波:

$$k^* = \arg \min_{0 \leq k \leq N-1} \Delta p_k \quad (4.11)$$

对于 RA 准则, 若 $P + \Delta p_{k^*} \geq P_{\text{total}}$ 则结束算法, 反之则置 $b_{k^*} = b_{k^*} + 1$, $P = P + \Delta p_{k^*}$, 返回**步骤 2**继续执行; 对于 MA 准则, 若 $P + \Delta p_{k^*} \geq P_{\text{total}}$ 或者 $R + 1 \geq R_{\text{target}}$ 则结束算法, 反之则置 $b_{k^*} = b_{k^*} + 1$, $P = P + \Delta p_{k^*}$, $R = R + 1$ 返回**步骤 2**继续执行。其中 $P_{\text{total}}, R_{\text{target}}$ 表示限制功率和目标速率。

该算法的得到的最后结果为 $b_k, k = 0, 1, \dots, N-1$ 即为每个子载波上应该分配的比特数, 如果 $b_k = 0$ 则说明该子载波处信道质量太差, 应设置为虚拟子载波不传输数据。

从算法的步骤中可以看出每次迭代找到的都是最优的子载波，所以整个算法也是最优的，但是其复杂度为 $O(R \cdot N)$ ，对于 RA 准则而言，随着信噪比的增加，可传输速率 R 也会增大，Hughes-Hartogs 算法复杂度也会增加，同时子载波数的增加也会增加算法的复杂度，这也限制了 Hughes-Hartogs 算法在工程中的应用。

4.3.2 P.S.Chow 算法

P.S.Chow 算法^[59]是一种 RA 准则下次优算法，即限定了发射功率和速率优化误比特率性能。它由 P.S.Chow 于 1995 年提出，该算法总体上分三步进行，第一步迭代找到（近似）最优系统性能门限 $\gamma_{margin}(dB)$ （该门限表示系统在能够达到目标误比特率基础上还能容忍的额外噪声，以 dB 为单位）；第二步确定各个子载波上的比特分配，如果第一步迭代在迭代次数达到上限后还没有收敛，即 $R \neq R_{target}$ ，则会在这步调整使得 $R = R_{target}$ ；第三步是功率分配，首先根据各个子载波上的比特数和目标误比特率得到各个子载波上所需功率，然后总功率也限制功率之间的关系，得到一个功率系数，调整各个子载波上的功率，使得总功率满足功率限制。具体算法步骤如下：

步骤 1： 计算各个子载波上的信噪比 $SNR(k), \forall k$ ，并且假设各个子载波上是归一化等功率的，即 $p_k = 1, \forall k$ 。

步骤 2： 令 $\gamma_{margin} = 0(dB)$, $IterateCount = 0$ 和 $UsedCarriers = N$ ，其中 $IterateCount$ 表示迭代计数器， $UsedCarriers$ 表示使用的子载波。

步骤 3： 根据下面的式子，遍历所有子载波计算 $b(k), \hat{b}(k), diff(k)$ ：

$$b(k) = \log 2(1 + \frac{SNR(k)}{\Gamma + \gamma_{margin}(dB)}) \quad (4.12)$$

$$\hat{b}(k) = round[b(k)] \quad (4.13)$$

$$diff(k) = b(k) - \hat{b}(k) \quad (4.14)$$

$round[\cdot]$ 表示取整，如果 $\hat{b}(k) = 0$ ，则 $UsedCarriers = UsedCarriers - 1$ 。

步骤 4： 令 $R = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{b}(k)$ ，若 $R = 0$ 说明整个信道条件太差，无法传输数据，算法退出。

步骤 5： 用下式更新 γ_{margin} ：

$$\gamma_{margin} = \gamma_{margin} + 10 \log_{10}(2^{\frac{R - R_{target}}{UsedCarriers}}) \quad (4.15)$$

其中 R_{target} 表示目标速率。

步骤 6： 令迭代计数器加 1， $IterateCount = IterateCount + 1$ 。

步骤 7： 若 $R \neq R_{target}$ 并且 $IterateCount < MaxCount$ ，则令 $UsedCarriers = N$ 跳到步骤 3 执行，否则跳到步骤 8。其中 $MaxCount$ 表示设置的最大迭代次数。

步骤 8: 若 $R > R_{target}$, 则选择:

$$k^* = \arg \min_{0 \leq k \leq N-1} diff(k) \quad (4.16)$$

令 $\hat{b}(k^*) = \hat{b}(k^*) - 1$, $diff(k^*) = diff(k^*) + 1$, 重复执行**步骤 8**直到 $R = R_{target}$

步骤 9: 若 $R < R_{target}$, 则选择:

$$k^* = \arg \max_{0 \leq k \leq N-1} diff(k) \quad (4.17)$$

令 $\hat{b}(k^*) = \hat{b}(k^*) + 1$, $diff(k^*) = diff(k^*) - 1$, 重复执行**步骤 9**直到 $R = R_{target}$

步骤 10: 根据前面得到各子载波上分配的比特 $\hat{b}(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, 计算各个子载波上应该分配的功率 p_k 使得各个子载波上的误比特率 $P_e(k) = P_{e,target}$, $\forall k$ 成立。这样就会改变了步骤 1 中的等功率分配了。

步骤 11: 在步骤 10 中得到的各个子载波上的功率基础上再乘以一个比例因子, 使得发射总功率 $P = \sum_{k=0}^{N-1} p_k = P_{total}$, P_{total} 表示额定功率。

P.S.Chow 算法的思想是先通过目标速率 $Rate_{target}$ 迭代寻找最优系统性能门限 γ_{margin} , 迭代终止条件为分配的总速率等于目标速率, 但是在某些信道条件下, 总速率会在目标速率附近震荡而永远不会收敛到目标速率, 因此 Chow 算法还设计了另一个收敛条件, 即迭代次数 $IterateCount$ 等于初始化设置的最大迭代次数 $MaxCount$ 。如果是由迭代次数限制而终止迭代的, 则通过步骤 8、9 来保证总速率等于目标速率, 得到各个子载波上的比特分配, 然后根据各子载波上的比特分配确定各个子载波上需要的功率, 最后在各个子载波的功率前面乘以一个相同的系数, 使得总功率满足功率限制条件, 其最坏情况下算法复杂度为 $O(MaxCount \cdot N + 2N)$, 一般情况下 $MaxCount$ 小于 10 次就会收敛, 所以相对于 Hughes-Hartogs 算法, 其算法复杂度下降了很多。

4.3.3 Fischer 算法

Fischer 算法^[60]也是一种固定发射功率和速率优化系统误比特率的算法 (RA 准则), 但是它与 Hughes-Hartogs 算法和 P.S.Chow 算法不同, 这两者都是从信道容量的角度出发的, 而 Fischer 算法则是从各个子载波上的误比特率出发, 算法的核心思想认为当所有被利用的子载波上的误符号率相等时, 则会使得系统的误比特率最优, 这个其实也比较容易理解, 因为如果有某些子载波的误符号率很高的话, 则这些子载波就决定了整个系统的误比特率。

Fischer 是根据 QAM 调制的误符号率来推导的, 第 k 各子载波上的误符号率 $P_s(k)$ 可以写为:

$$P_s(k) = 4 \cdot Q \left(\sqrt{\frac{d_k^2/4}{\sigma_k^2/2}} \right) \quad (4.18)$$

其中 $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty \exp\{-t^2/2\}dt$ 是互补高斯积分函数, d_k, σ_k^2 分别表示第 k 个子载波上调制星座图中的最小欧氏距离和噪声方差。要使得使得所有子载波上的误符号率

都相等，也就是使得归一化信噪比 SNR_0 等于一个常数，即：

$$SNR_0 = \frac{d_k^2/4}{\sigma_k^2/2} = const \quad (4.19)$$

整个优化问题就是在功率和速率的限制下最大化 SNR_0 。又因 QAM 调制的符号可以表示为 $V_k \cdot \{(\pm 1, \pm 3, \dots) + j(\pm 1, \pm 3, \dots)\}$ ， V_i 表示增益系数，则有 $d_k^2 = 4V_k^2$ ，并且第 k 个子载波上的平均功率为：

$$p_k = V_k^2 \cdot \frac{2}{3} 2^{b_k} = SNR_0 \frac{\sigma_k^2}{2} 2^{b_k} \quad (4.20)$$

b_k 表示第 k 个子载波上放置的比特数，利用功率限制条件有：

$$P_{total} = \sum_{k=0}^{N-1} p_k = \frac{SNR_0}{3} \sum_{k=0}^{N-1} \sigma_k^2 \cdot 2^{b_k} \quad (4.21)$$

所以有：

$$SNR_0 = \frac{3P_{total}}{\sum_{k=0}^{N-1} \sigma_k^2 \cdot 2^{b_k}} \quad (4.22)$$

要最大化 SNR_0 ，在功率和速率限制条件下，利用拉格朗日优化得到 $\sigma_k^2 \cdot 2^{b_k}, k = 0, 1, \dots, N-1$ 为常数，利用这个结有：

$$(\sigma_k^2 \cdot 2^{b_k})^N = \prod_{i=0}^{N-1} \sigma_i^2 \cdot 2^{b_i} = 2^{R_{target}} \cdot \prod_{i=0}^{N-1} \sigma_i^2 \quad (4.23)$$

因为 $\sigma_k^2 \cdot 2^{b_k}, \forall k$ 都相等，所以得到：

$$b_k = \frac{R_{target}}{N} + \frac{1}{N} \log_2 \left(\frac{\prod_{i=0}^{N-1} \sigma_i^2}{\sigma_k^{2N}} \right) \quad (4.24)$$

通过上式得到各个子载波上的比特分配之后，要在可用子载波集合 I 中去掉 $b_k \leq 0$ 的子载波，并且更新可用的子载波数为 N' ，利用上式迭代，直到 $b_k > 0, \forall k \in I$ 。因为 $\sigma_k^2 \cdot 2^{b_k}$ 为常数，由式4.20可知所有可用的子载波上的能量也应该相等：

$$p_k = \frac{P_{total}}{N'}, \forall k \in I \quad (4.25)$$

上面只是理论上的推导，没有限制 b_k 为整数，但是在实际应用中必须要加上这一条件，相应的算法也有小许改动，下面给出 Fischer 算法的具体实现步骤：

步骤 1： 首先计算各子载波上的等效噪声方差（等于实际噪声方差除以信道增益） $\sigma_k^2, k = 0, 1, \dots, N-1$ ， N 为子载波数。然后计算各子载波上的对数噪声 $LDN_k = \log_2(\sigma_k^2), k = 0, 1, \dots, N-1$ ，将这些值保存下来，之后的计算中可以重复使用；初始化 $I = \{0, 1, \dots, N-1\}$ ， $N' = N$ 。

步骤 2： 计算可用的子载波上应该分配的比特数：

$$b(k) = \frac{R_{target} + \sum_{i \in I} LDN_i}{N'} - LDN_k \quad (4.26)$$

步骤 3: 在集合 I 中去掉所有 $b(k) \leq 0$ 的 k ，并且更新 N' ，跳转到**步骤 2**执行，直到 $b(k) > 0, \forall k \in I$ 。

步骤 4: 量化分配的比特， $\hat{b}(k) = \text{round}(b(k))$ ，记录量化误差 $\text{diff}(k) = b(k) - \hat{b}(k)$ 。

步骤 5: 计算总比特数 $R = \sum_{k \in I} \hat{b}(k)$

步骤 6: 若 $R = R_{\text{target}}$ ，则跳转到**步骤 7**，否则：

若 $R > R_{\text{target}}$ ，则选择量化误差最小的子载波，假设其序号为 k^* ，调整 $\hat{b}(k^*) = \hat{b}(k^*) - 1$ ， $R = R - 1$ ， $\text{diff}(k^*) = \text{diff}(k^*) + 1$ ，继续步骤 6 直到 $R = R_{\text{target}}$ ；

若 $R < R_{\text{target}}$ ，则选择量化误差最大的子载波，假设其序号为 k^* ，调整 $\hat{b}(k^*) = \hat{b}(k^*) + 1$ ， $R = R + 1$ ， $\text{diff}(k^*) = \text{diff}(k^*) - 1$ ，继续步骤 6 直到 $R = R_{\text{target}}$ ；

步骤 7: 最后根据各个子载波上分配的比特数，按下式计算各子载波上应该分配的功率：

$$p_k = \frac{P_{\text{total}} \cdot \sigma_k^2 \cdot 2^{\hat{b}(k)}}{\sum_{i \in I} \sigma_i^2 \cdot 2^{\hat{b}(i)}} \quad (4.27)$$

Fischer 算法给出了比特和功率分配的闭式解（经有限次迭代之后一定收敛），而且算法复杂度比较低，通过在步骤 1 中把 $LDN_k, k = 0, 1, \dots, N-1$ 存储下来，在接下来的运算中只需要进行加减法和除法运算，尤其是当目标速率设置适当（步骤 5 中计算得到的 R 接近 R_{target} ）时，算法复杂度可以进一步降低，为 $O(N)$ 量级，相对于 P.S.Chow 算法又有了降低。

上面介绍了三种非常经典的 OFDM 系统比特功率分配算法，也有研究人员对这些算法进行改良，如改进的贪婪算法不想原算法逐比特分配，而是先通过对分法搜索得到注水定理中的注水线（注水线的上下界是确定的^[57]），然后根据注水线得到各子载波上的比特数并向下取整，计算这些比特所需要的功率，最后用贪婪算法剩下的功率。这种改进的算法在高信噪比下可以大大降低复杂度。也有学者通过迭代的方式将注水算法应用到离散比特分配中，其基本思路是先令注水线等于其上界，然后按这个注水线分配比特并且四舍五入取整并计算所需的功率，如果功率满足限制条件则分配完毕，否则降低注水线重新注水，直到满足功率限制。

4.3.4 仿真结果分析

前面介绍了三种不同的比特功率分配算法，下面通过仿真来展示其性能。仿真的信道还是使用 2.2.2 节中的可见光 LOS 信道和 DOW 信道，使用 LOS 信道更贴近本课题的硬件设计，而使用 DOW 信道模型可以增加信道的多样性，更能客观地比较不同算法之间的性能差别。仿真中使用 QAM 调制，并且在仿真中对最高调制阶数进行了限制（1024QAM），这个在实际工程中也是常见的，毕竟很少有系统用到 1024QAM 以上的调制。

图 4.2 给出了在 LOS 信道不同比特功率分配算法的误比特率随信噪比变化的性能，为了便于比较，将目标速率 $\text{Rate}_{\text{target}}$ 设置为 736 bit/OFDM signal，与表 3.3 中的相等。

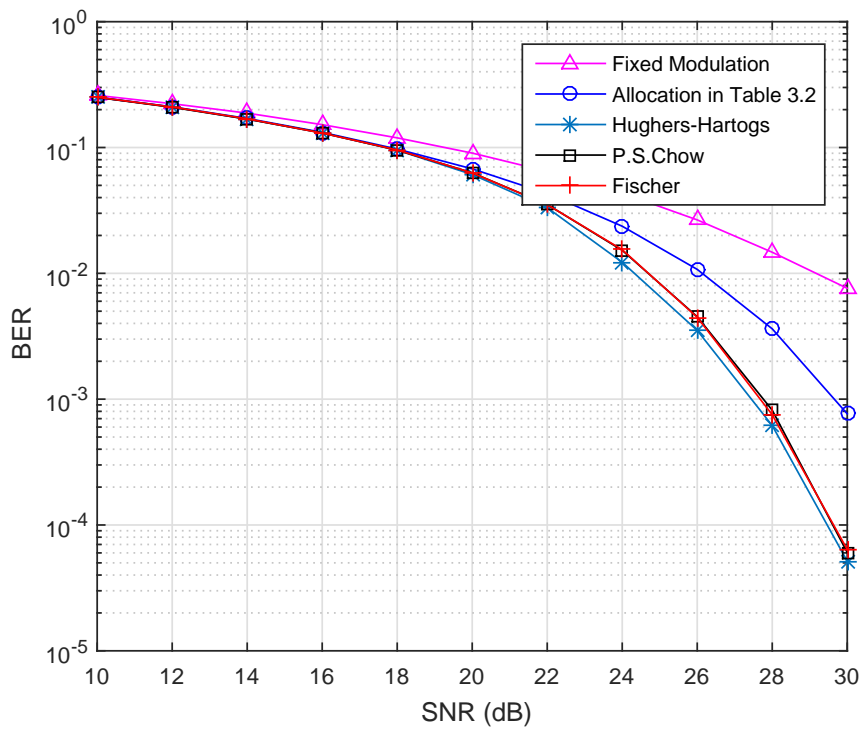


图 4.2 LOS 信道下不同比特功率算法误比特率性能比较

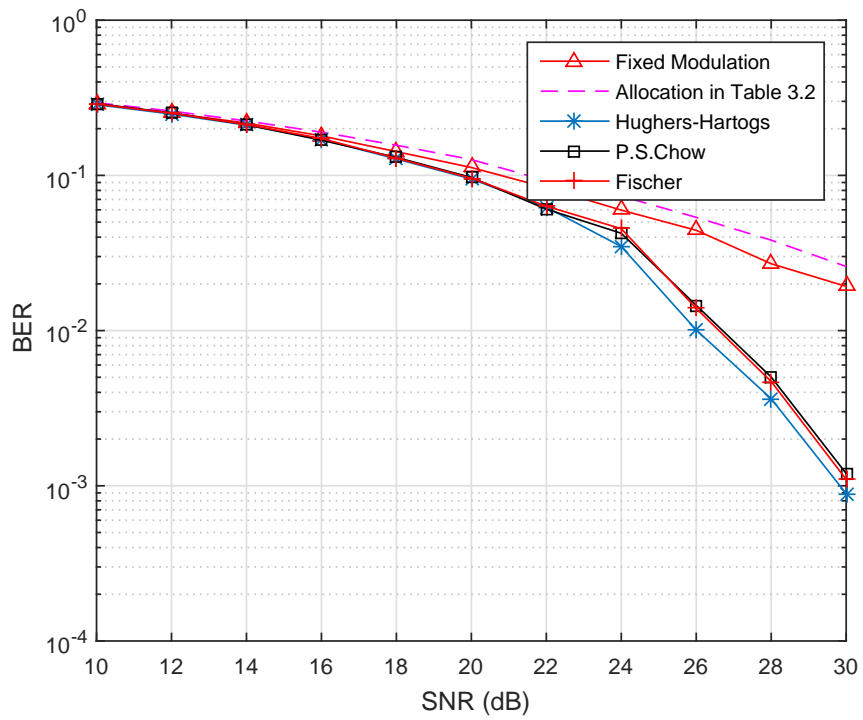


图 4.3 DOW 信道下不同比特功率算法误比特率性能比较

图中可以看出，虽然在表3.3中我们已经专门针对可见光通信的低通特意设计了比特分配，但是使用自适应算法得到比特功率分配在性能上还是有些提高的，尤其是在高信噪比的情况下。但是在固定的 LOS 信道下，Hughes-Hartogs 算法、Chow 算法和 Fischer 算法之间的 BER 性能差异很小，这也说明了 Chow 算法和 Fischer 算法在计算复杂度降低的情况下，性能损失不大。需要说明的是，Hughes-Hartogs 算法在 RA 和 MA 准则下是最优的，但是这里 BER 性能的比较是 BA 准则，Hughes-Hartogs 算法在 BA 准则下的计算过程是先使用 MA 准则得到各子载波的分配的比特，然后根据计算每个子载波达到目标 BER 所需要的功率，最后归一化使得总功率满足功率限制，所以在 BA 准则下 Hughes-Hartogs 算法也不是最优的。图4.3展示了各种比特功率分配算法在 DOW 信道模型下的性能，这里 DOW 信道模型采用的是2.2.2节中提到的指数衰减模型和天花板反射模型混合得到信道模型，结果也 LOS 信道下类似，三种算法 BER 性能都优于表 3.2 中的分配方案，但是三种算法之间的性能非常接近。

图4.4和4.5给出了三种算法在各个子载波上分配的比特和功率，可以看出分配的比特数随着频率（子载波系数）的增加而减少，这是因为我们的信道是低通的，给低频段高信噪比的子载波分配更多比特而在高频段低信噪比的子载波分配更少比特是合理的。各子载波上分配的功率上下波动，但是有个规律 - 在分配了相同比特的子载波上，功率是随着频率递增的，这还是由于低通信道，在相同阶数的调制的子载波上为了使得 BER 尽可能相等，高频的子载波要分配更多的比特。综上所述仿真结果是与之前的理论分析相吻合的。

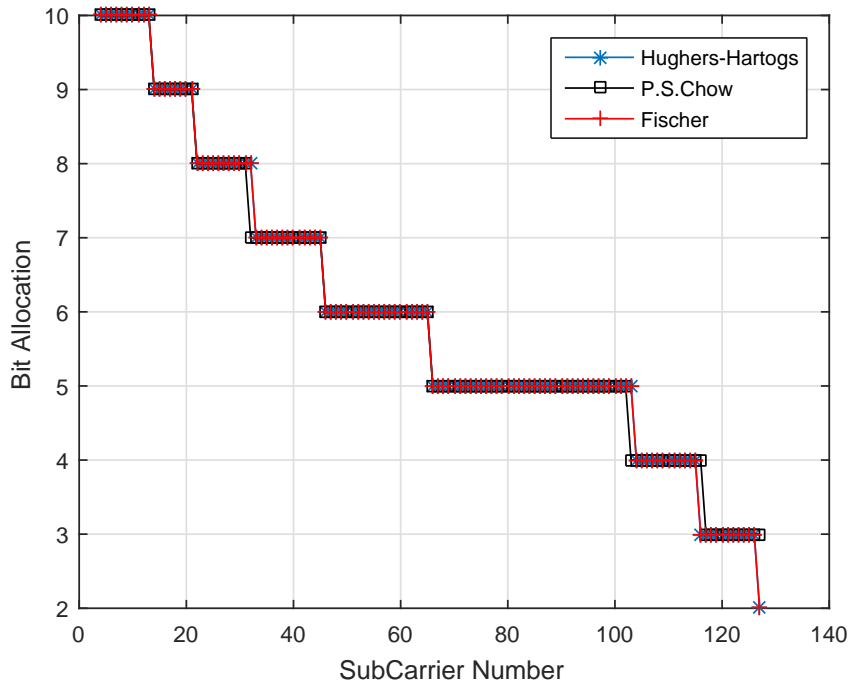


图 4.4 LOS 信道下三种算法比特分配结果比较

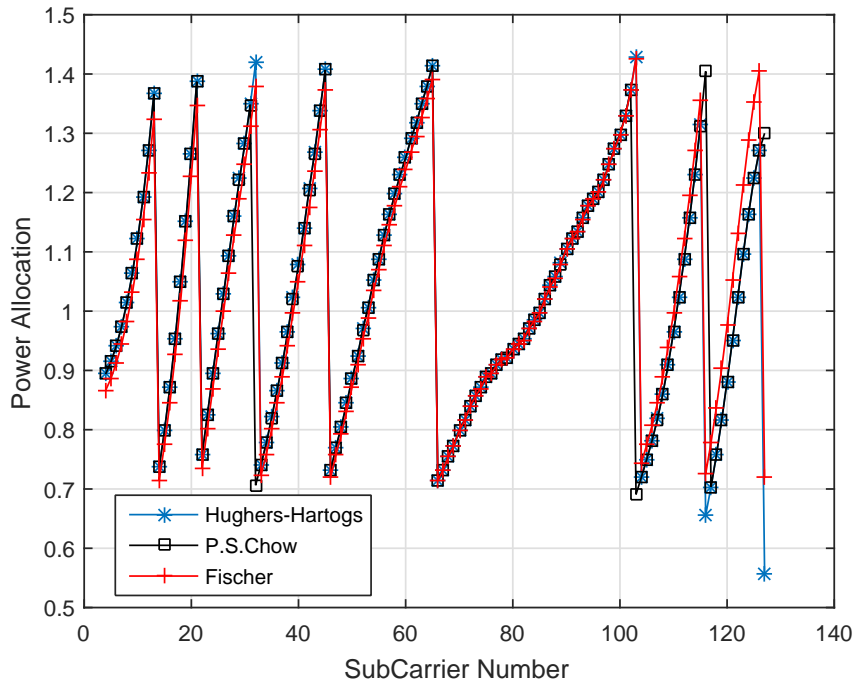


图 4.5 LOS 信道下三种算法功率分配结果比较

4.4 可见光通信中的自适应方案研究

前面提到的算法都是具有普适性的，即可以用在任何信道的自适应 OFDM 系统中，但是我们看到即使 Chow 算法和 Fischer 算法相对于 Hughes-Hartogs 算法进行了简化，但对于实际系统而言复杂度还是偏高的。我们可以充分利用可见光信道的特征，进一步简化比特和功率分配算法。

4.4.1 SBLA 算法

从前面的分析及仿真结果可以看到，可见光信道相邻子载波之间存在明显的相关性，特别是 LOS 信道，信噪比几乎是随频率单调递减的，而不会出现非常明显的起伏，使得相邻子载波之间可支持的调制阶数差别很大。这样的信道条件非常适合用简单分组比特功率分配算法（Simple Blockwise Loading Algorithm, SBLA）^[61]，该算法的核心思想就是将所有可用的子载波划分为若干个子载波组，每个子载波组使用相同的调制阶数，不同组之间的调制阶数可以不同。这样可以带来两个方面的好处，一是降低了算法复杂度，二是减少了发射端与接收端之间交换的用于协商自适应参数的信令信息。

表 4.1 各阶 QAM 调制的门限 SNR

M-QAM	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024
门限 SNR (dB)	6.9	10.0	14.5	16.1	19.5	22.5	25.4	28.0	31.5	34.5

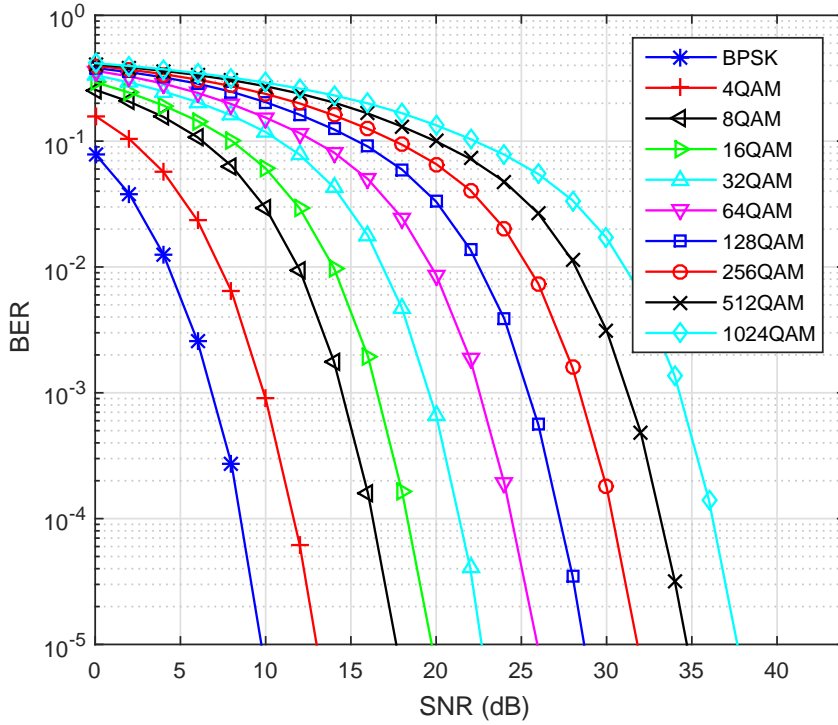


图 4.6 AWGN 信道下 QAM 调制的理论 BER 曲线

SBLA 算法首先根据目标误比特率和 AWGN 下 QAM 各阶调制的 BER 与 SNR 之间的关系得到各阶调制的 SNR 门限, 如图 4.6 所示, 我们把目标 BER 设置为 10^{-3} , 则可以得到如表 4.1 所示的门限信噪比 SNR_{th} , 有了这组门限值之后可以让每个子载波组的平时信噪比 SNR_{mean} 与这组门限比较, 找到满足满足门限的最大调制阶数, 这样就可以得到每个子载波组的初始比特分配即总速率, 如果总速率 R 等于目标速率 R_{target} 则比特分配结束, 否则使用类似与 Fischer 算法步骤 6 的方法进行调整, 下面给出 SBLA 算法实现的具体步骤:

步骤 1: 根据总子载波数量确定分组数 N_B 及每组中包含的子载波数 M , 计算各组的平均信噪比:

$$SNR_{mean}(i) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M SNR(k), i = 1, 2, \dots, N_B \quad (4.28)$$

其中 $SNR(k)$ 表示第 i 个子载波组中的第 k 个子载波。

步骤 2: 根据各子载波组的平均信噪比及信噪比门限, 假设第 i 各子载波组中分配的比特数为 $B(i)$, 使用条件 $SNR_{th}[B(i)] \leq SNR_{mean}(i) < SNR_{th}[B(i) + 1]$ 找到各子载波组的初始比特分配, 然后计算并存储平均信噪比与该调制阶数对应的门限信噪比余量 $SNR_{diff}(i)$, 其定义如下:

$$SNR_{diff}(i) = SNR_{mean}(i) - SNR_{th}[B(i)] \quad (4.29)$$

步骤 3: 计算初始分配的总速率:

$$R = \sum_{i=1}^{N_B} M \cdot B(i) \quad (4.30)$$

如果 $R = R_{target}$, 可跳到步骤 4, 否则进行调整:

若 $R > R_{target}$, 则找到信噪比余量最小的子载波组, 假设其序号为 i^* , 调整 $B(i^*) = B(i^*) - 1$, $diffSNR(i^*) = SNR_{mean} - SNR_{th}[B(i^*)]$, $R = R - M$, 继续步骤 3 直到 $R = R_{target}$;

如果 $R = R_{target}$, 可跳到步骤 4, 否则进行调整:

若 $R < R_{target}$, 则找到信噪比余量最大的子载波组, 假设其序号为 i^* , 调整 $B(i^*) = B(i^*) + 1$, $diffSNR(i^*) = SNR_{mean} - SNR_{th}[B(i^*)]$, $R = R + M$, 继续步骤 3 直到 $R = R_{target}$ 。

步骤 4: 最后根据各个子载波上分配的比特数, 按下式计算各子载波上应该分配的功率:

$$p(k) = \frac{P_{total} \cdot \sigma_k^2 \cdot 2^{b(k)}}{\sum_{i \in I} \sigma_i^2 \cdot 2^{b(i)}} \quad (4.31)$$

其中 $p(k)$ 即为所求的第 k 个子载波上的功率, $b(k)$ 是表示步骤 3 中得到的各个子载波上分配比特数, σ_k^2 是 Fischer 算法中的等效噪声方差, 等于实际噪声方差除以信道增益, 也就是本算法步骤 1 中信噪比 SNR 的倒数。

SBLA 算法在初始比特分配和后面的比特调整中都是以子载波组为最小单位的, 故在比特分配过程中其算法度是 Fischer 算法的 $1/M$, M 为每组中子载波数, 并且在分配过程中不要进行对数运算, 而其性能只是略低于 Fischer 等算法, 其仿真结果将在后面给出。

4.4.2 减少反馈信息的改进 SBLA 算法

SBLA 通过每组的方式进行比特分配, 降低了这个过程的计算复杂度, 并且减少自适应信令信息, 除此之外, 我们也可以针对可见光信道的特性进一步优化功率分配过程。在前面的 SBLA 算法中得到了比特分配之后, 还是按照类似于 Fischer 算法对每个子载波进行功率分配, 并且接收端要反馈所有子载波的功率值到发射端 (假设自适应算法在接收端执行)。但是对于可见光低通信道信道的特点, 在每个子载波组中, 正常情况下功率分配总是随着频率增加而增加的, 因为要想获得低误比特率, 要尽量使得每组中各个子载波上的误比特率相等。所以基于这一特点, 可以只根据式 4.31 计算反馈每组子载波中第一个和最后一个子载波的功率, 而其他子载波的功率可以使用线性插值得到:

$$p_B(i) = \frac{p_B(M) - p_B(1)}{M - 1} * i + p_B(1) \quad i = 2, 3, \dots, M - 1 \quad (4.32)$$

其中 $p_B(i)$ 表示一个子载波组中第 i 个子载波的功率, $p_B(1)$ 、 $p_B(M)$ 是反馈回来的每组中第一个和最后一个子载波功率。根据上式得到各个子载波功率之后再乘以一个系数

使得总功率满足发射功率限制即可，我们称这种改进于 SLAB 的比特功率分配算法为 Improved-SLAB 算法。

4.4.3 仿真结果分析

图4.7展示了 SBLA、Improved-SBLA 算法的 BER 性能。仿真中使用的信道是2.2.2中的 LOS 信道，设置子载波总数为 128，IFFT 点数为 256（还有 128 各共轭对此子载波），并且将 0 3 及 124 127 号共 8 个子载波人为设置为虚拟子载波，不传输数据，所以可用子载波为 120 个。在 SBLA、ImprovedSBLA 算法中将这 120 个子载波分为 8 组，每组含有 15 个子载波，目标速率为 720 bit/OFDM signal，总功率设为 128（与子载波总数相等）。从图4.7可以看到 SBLA、Improved-SBLA 算法的 BER 性能相近，并且略劣于 Fischer 算法，但是较固定比特功率调制和人为挑选的3.3而言，BER 还是有较大的提高，这说明了 Improved-SBLA 算法对 SBLA 算法的改进是合理的，同时也充分体现了自适应相对于固定调制的优势。

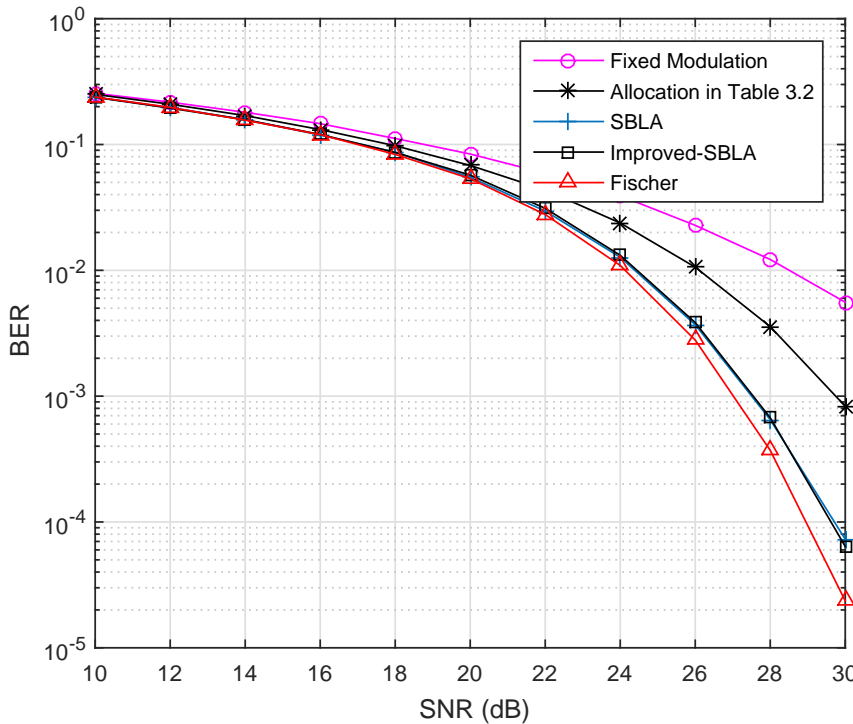


图 4.7 SBLA 算法及 ImprovedSBLA 算法 BER 性能

图4.8和图4.9给出了设置信噪比为 25 dB 时在 LOS 信道下 SBLA、Improved-SBLA 算法比特和功率在各个子载波上的分配，并且也 Fischer 算法的结果进行了比较，可以发现 SBLA、Improved-SBLA 算法因为人为规定了分组，SBLA、Improved-SBLA 算法的调制阶数变化只能发生在特定的子载波处，在比特分配上也 Fischer 算法存在较大的区别，但是还是有一些共性，即低频子载波分配了高阶调制而低频子载波分配低阶调制。从图4.9中可以看到 SBLA 算法在每个子载波组上的是单调递增的，而 Improved-SBLA 则是利用了这一特性，使用了线性插值来得到功率分配，在图中也可

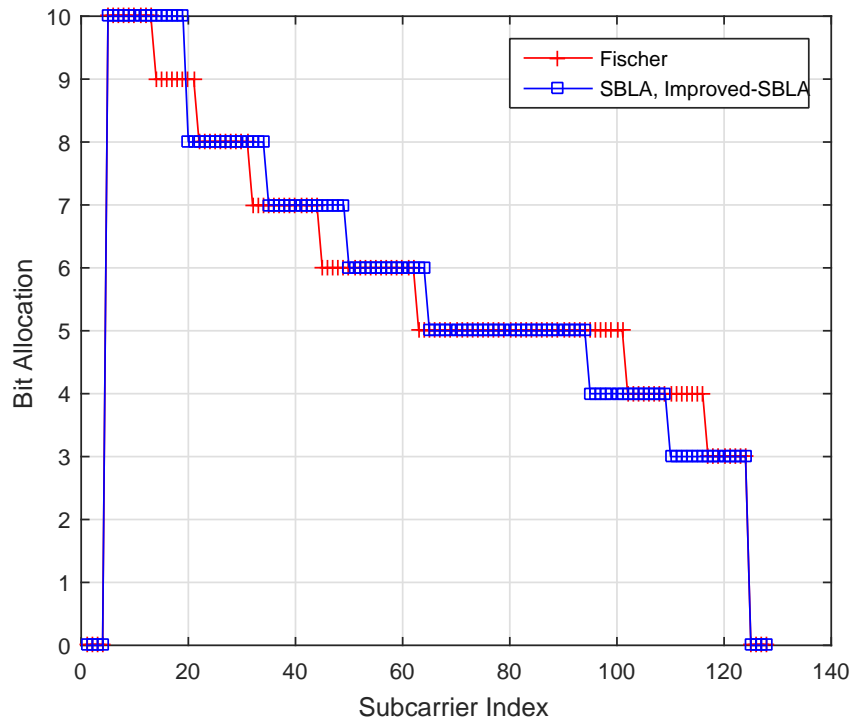


图 4.8 SBLA 算法及 ImprovedSBLA 算法比特分配

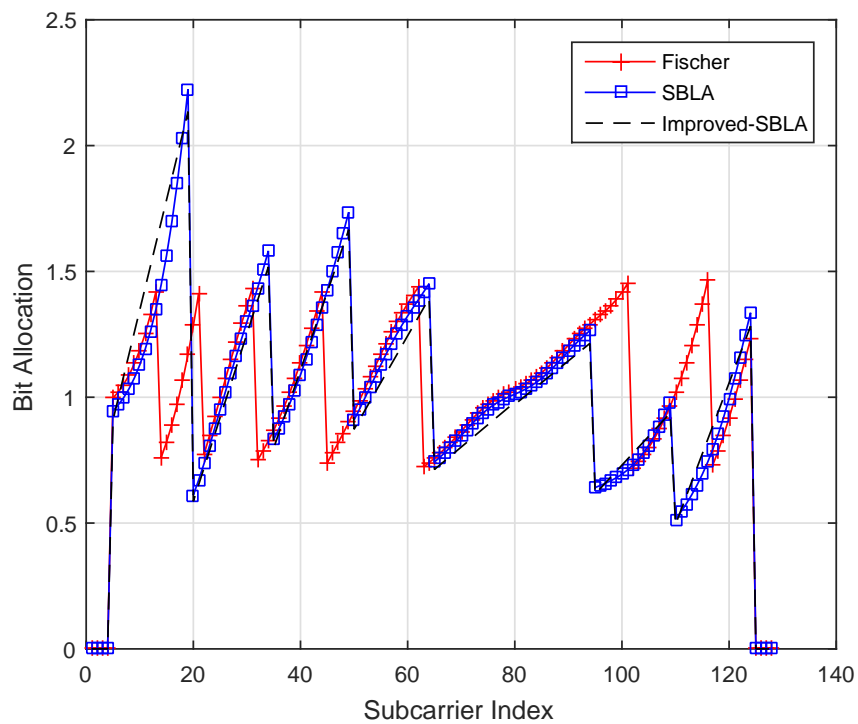


图 4.9 SBLA 算法及 ImprovedSBLA 算法功率分配

以看出其功率分配在每个子载波组上是呈线性的，并且与 SBLA 功率分配的结果很接近，这也充分说明了 Improved-SBLA 算法的合理性。

4.5 本章小结

本章主要介绍了 OFDM 系统的比特和功率分配算法，研究其在可见光通信中的应用，选出了适合可见光通信的 SBLA 分配算法，并且在此算法的基础上进行了改进。首先阐述了自适应传输的理论基础—香农信息论和注水定理；然后说明了自适应传输的三种优化准则，即固定目标误比特率和发射功率的最大速率准则（RA）、固定目标误比特率和速率的最小发射功率准则（MA）及固定发射功率和速率的最小误比特率准则（BA），再次基础上介绍了 OFDM 自适应传输领域三个最经典的算法，分别是在 RA 和 MA 准则下最优的 Hughes-Hartogs 算法、BA 准则下 Chow 算法和 Fischer 算法，详细说明了这些算法的推导和实现步骤，并且通过仿真比较了它们的性能差异，发现在可见光通信信道下它们在 BA 准则下 BER 性能相差不大；最后分析了适合子载波 SNR 相关性较大的 SBLA 算法，因此可见光信道本身就是低通的，天然合适 SBLA 算法的应用，并且进一步利用可见光通信信道特征，提出了适应线性插值来进行功率分配的 Improved-SBLA 算法，通过仿真发现改进的算法在减少了反馈量就运算复杂度的基础上，BER 性能与 SBLA 相当，说明改进算法是合理可行的。

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 Carruthers J B, Kahn J M. Modeling of nondirected wireless infrared channels[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1997, 45(10):1260–1268.
- 42 Semiconductors O O. OSRAM OSTAR - Lighting plus LE UW S2LN[G]. 2011.
- 43 Semiconductors O O. OSRAM Multi CHIPLED LRTB R98G[G]. 2011.
- 44 Engin L. High Luminous Efficacy RGBA LED Emitter LZC-03MA07[G]. 2013.

- 45 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.
- 46 Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. Lightwave Technology, Journal of, 2009, 27(3):189–204.
- 47 Proakis J G. 数字通信: 英文版 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- 48 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.
- 49 Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1993.
- 50 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).
- 51 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.
- 52 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.
- 53 Garcia M F G, Zazo S, Paez-Borralló J. Pilot patterns for channel estimation in OFDM[J]. Electronics Letters, 2000, 36(12):1049–1050.
- 54 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.
- 55 Shafik R A, Rahman M S, Islam A. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics[C]. In: Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE'06. International Conference on. 2006. 408–411.
- 56 徐凌峰. OFDM 系统中的自适应比特分配算法研究 [D]:[Master's Thesis]. 重庆: [s.n.], 2007.
- 57 余官定, 张朝阳, 仇佩亮. OFDM 系统功率和比特分配算法研究 [J]. 电子与信息学报, 2005, 27(9):1479–1482.
- 58 Hughes-Hartogs D. Ensemble modem structure for imperfect transmission media[缺文献类型标志代码].[S.l.]: Google Patents, 1989. US Patent 4,833,706.
- 59 Chow P S, Cioffi J M, Bingham J, et al. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels[J]. IEEE Transactions on communications, 1995, 43(234):773–775.
- 60 Fischer R F, Huber J B. A new loading algorithm for discrete multitone transmission[C]. In: Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM'96.'Communications: The Key to Global Prosperity. 1996. 1:724–728.
- 61 Grünheid R, Bolinthe E, Rohling H, et al. Adaptive modulation for the HIPERLAN/2 air interface[C]. In: Proceedings of the 5th International OFDM Workshop. 2000.

心於至善

