第

3

音

基于白光 LED 的室内无线通信作为一种新兴的通信系统,其信 道模型的建立还未确定,信道模型的测量和建立还处于摸索阶段。本 章对可见光信道进行了初步的建模分析。目前研究的可见光通信系 统多基于白光 LED,因而先对通用 LED 的频率响应模型进行了建模 分析,随后介绍了实验常用的几种 LED 的物理特性与调制带宽,并对 室内可见光通信的通信链路做出了概要性的阐述。最后从微观角度 对 VLC 系统的光子模型进行了理论与实验分析,不失全面性地概述 了目前研究的可见光通信系统的信道特性。

# 3.1 LED 频率响应模型

作为可见光信道的重要组成部分,LED 的频率响应特性决定了信 号的有效带宽,进而影响 VLC 系统的传输性能。在这一节中,分别对 LED 的白光和蓝光成分的频率响应进行了建模分析。

### 3.1.1 白光 LED 频率响应模型

目前,商品化的白光 LED 产品据光谱成分的不同,主要分成两大 类:①蓝色光 LED 芯片+黄绿色荧光粉激发白光;②将红、绿、蓝 (RGB)三种 LED 芯片封装在一起,混合产生白光。对于第一类 LED, 由于黄色荧光粉的响应速度较慢,导致 LED 的调制带宽很低;第二类 RGB 混合型白光 LED 可以提供极高的光谱带宽,但是由于成本较高 且调制电路复杂,目前尚未广泛用于 VLC 系统设计。实验所用的白 光 LED 多为第一类 LED。

通过导频信号测得的白光 LED 频率响应(dB)如图 3-1 所示,信号 高频成分有明显的衰减。将频率响应曲线分为两段进行直线拟合,拟 合斜率为

 $s = \begin{cases} -1.02 \text{dB/MHz}, & 0 \leq \omega \leq 10 \text{MHz} \\ -0.42 \text{dB/MHz}, & 10 \text{MHz} \leq \omega \leq 60 \text{MHz} \end{cases}$ 使用 NRZ 信号对白光 LED 频率响应进行测试观察。NRZ 信号

进行 4 点/比特采样后,频谱如图 3-2(a)所示。经过白光 LED 调制,高频信号明显被衰减,信号频谱如图 3-2(b)所示。



图 3-2 白光 LED 调制前后的信号频谱

### 3.1.2 蓝光滤波后 LED 频率响应模型

由于白光 LED 带宽十分受限,所以研究者们在信号探测之前,加入了一块蓝光滤片,以滤除响应慢的黄光分量,从而将荧光粉 LED 的调制带宽从 2.5MHz 提高到了 14MHz。实验测得蓝光成分的频率响应特性可用一阶指数函数来表示:

$$H(\omega) = e^{-\omega/c}$$

式中: $\omega_b$ 为匹配系数, $\omega_b = 2\pi \times 15.5 \times 10^6$  rads/s。

对频率响应曲线(dB)进行拟合,拟合斜率为s = -0.24dB/MHz。拟合斜率与实际曲线斜率的均方根误差约为s = 0.08dB/MHz。

# 3.2 各种 LED 的调制带宽

调制带宽表征 LED 的调制能力,是 LED 用于可见光通信的一个重要参数和衡量一 个系统的重要的指标。LED 的响应频率决定了可见光通信系统的调制带宽,直接关系到 数据传输速率大小。如何提升 LED 的频率响应、拓展其带宽是实现高速可见光通信必须要解决的难题之一。LED 的调制带宽主要受有源区载流子复合寿命和 PN 结电容的影响。除了在 LED 制造工艺上,可以减少载流子复合寿命和减小寄生电容外;由于市场上不同种类的 LED 的调制带宽不同,还可以通过测量各种 LED 的调制带宽来选择适合通信的 LED 芯片,此外还可以采用具有很大的潜在调制带宽的多芯片型 LED。

### 3.2.1 LED 的调制带宽

LED 作为一种特殊的二极管,其具有与普通二极管相似的伏安特性曲线,如图 3-3 所示。LED 单向导通,当正电压超过阈值 V<sub>A</sub> 时,进入工作区,可近似认为电流与电压成 正比。



图 3-3 LED 的伏安特性曲线

此外 LED 的调制能力可以由其光功率-电流曲线(如图 3-4 所示)描述, LED 的调制 深度 *m* 可以定义为

$$m = \frac{\Delta I}{I_0} \tag{3-1}$$

式中: *I*。为偏置电流; Δ*I* 为峰值电流和偏置电流之差。光调 制度描述了交流信号与直流偏置之间的关系,调制度越高,光 信号越容易被探测到,从而降低光接收端所需的光功率。驱 动 LED 的偏置电流往往达数百毫安,要使信号电流也达到这 个量级需要设计相应的放大电路。目前大多数实验的驱动能 力达到百分之几到百分之十几的调制度,如果一味追求高调 制度可能会导致调制带宽降低,同样影响系统性能。



图 3-4 LED 的 P-I 曲线

LED 的调制带宽决定了通信系统的信道容量和传输速率,其定义是在保证调制度不 变的情况下,当 LED 输出的交流光功率下降到某一低频参考频率值的一半时(-3dB)的 频率就是 LED 的调制带宽,如图 3-5 所示。图中的光带宽指光电探测器输出的信号电流 变为原来一半时对应的带宽。

LED 的调制带宽受响应速率限制,而响应速率又受半导体内少子寿命 τ。影响:



(3-2)

图 3-5 LED 的调制带宽示意图

对于 III-V 族(如 GaAs)材料制成的发光二极管而言,τ。的典型值为 100ps,故 LED 的理论带宽总是限制在 2GHz 以下。当然,目前所有发光二极管的 τ。带宽都远远低于这 个值,照明用的大功率白光二极管由于受其微观结构及光谱特性所限,带宽更低。较低 的调制带宽限制了 LED 在高速通信领域(包括可见光通信系统)的应用,因此,设法提高 LED 的调制带宽是解决问题的关键。

### 3.2.2 各种 LED 的调制带宽

LED 调制特性的测量实验平台如图 3-6 所示,主要包括光信号发射端和接收端。在 发射端,首先对从函数发生器产生的正弦波信号进行放大,以提高实验所需的 LED 调制 深度;随后,将放大后的信号加载到由恒流源驱动的 LED 直流偏置电流上,这样 LED 就 能够发出明暗闪烁的调制光信号了;而在接收端,主要是对光电检测器的光电流进行放 大处理,并输出到示波器上。



图 3-6 LED 调制带宽测试系统

本书一共测试了科锐等公司白光 LED 芯片和 RGB-LED 片。测试的频响曲线分别 如图 3-7 中所示。

从图中可以看出,20dB带宽也就基本上只有 25MHz。LED 的调制带宽主要受到自 身结构所限,各家厂商制作 LED 的材料不同,生产工艺也不一样,因此调制特性存在较 大差异。只有测量更多的大功率 LED,才能找出调制特性最佳的型号。当前的商用大功 率白光 LED 主要用于照明,其内部结构相对简单,并没有考虑到通信系统的需求。目前



图 3-7 不同种类的 LED 的调制带宽

已经有研究人员着手讨论如何通过设计更加复杂的 LED 微观结构,来缩短 LED 上升、 下降时间,进而提高调制带宽以用于高速通信系统。如果有朝一日能够研发出兼顾带宽 和发光效率的大功率白光 LED,并且实现大规模生产,将是理想的 VLC 系统光源。由于 大功率 LED 调制带宽的测量平台实际上是一个简单的可见光通信系统,对调制带宽的 测量相当于测量系统的电-光-电信道频率响应带宽。未来的实验可以尝试通过改进发射 端-接收端电路和光路来补偿 LED 的带宽,进而提升整个系统的频响特性,以此提高系统 的传输速率。另一方面,还可以基于这个实验平台,加装调制、解调等设备,使之成为一 个实用的 VLC 系统,用以探讨整个通信系统的性能。

## 3.3 多径反射建模

在室内光无线通信中,很多因素都会影响通信信道的特性,如通信链路格局、路径损 耗、多径色散产生的时延等。这些信道特性决定了通信系统设计的许多方面,如调制,编 码技术的设计,发射功率,接收灵敏度的选取,另外,我们还要考虑发射光束形态,接收滤 波器、接收面积及接收视角等条件参数对于光无线通信系统实现的影响,而它们也要参 考信道特征属性来确定。因此,要想实现高速率高可靠性的通信,室内光无线通信信道 的特性分析是不可缺少的一部分。

### 3.3.1 室内光通信的链接方式

目前,国外对室内无线光通信信道模型做了大量研究,其中最著名的以美国学者 John R. Barry 教授为首的研究小组所研究的室内无线通信系统信道模型,他们将室内通 信系统信道的链接方式分为两点。第一点是看发射机和接收机是否定向。所谓定向,其 实是一个角度问题。对发射机来讲,如果其发射的光束发散角很小,发出光束近乎平行, 则称其为定向发射机;如果接收机的视场角范围很小,则称其为定向接收机。若发射机 和接收机均为定向,接发两端对准时就建立了一条链路,这条链路就称为定向链路。相 反,非定向链路使用的是大角度的接收机和发射机。还有一种链路混合了定向与非定向 的特点,也就是说,发射机与接收机中一个是非定向的另一个是定向的,称之为混合链路。第二点是发射机与接收机之间是否存在未受干扰的视距(line of sight,LOS)。视距链接中接收机接收到的光除存在由发射机发出的大角度的光经其他物体反射回来的光外,还存在直接由发射机发射过来未经反射的光;而非视距(non line of sight,Non-LOS)链接通常是发射机对着天花板发射光信号,接收机接收到的光信号中不存在直接从发射机射过来的光。综合以上两点,室内无线光通信系统的链路方式分为以下六种:定向视距链路;非定向视距链路;混合视距链路;非定向非视距链路;混合非视距链路,如图 3-8 所示。



图 3-8 室内无线光通信链接方式

在室内可见光通信系统中,固定在天花板上的 LED 在提供照明的同时进行数据传输,因此它的通信链路满足无线光通信的两种形式:直射式视距链接和漫射链接,如图 3-9 所示。在直射式视距链路中,接收端和发射端是对准的,这种链路的优点是具有较高的 功率利用率,但是它要求链路收发两端对准,一旦传输路径中出现障碍物就会阻断通信。 因此,这种方案是最简单的一种链路方案,适用于无阻隔条件下的点对点通信。在漫射 链路中,为了使系统不受阴影效应的影响,降低收发两端的指向要求,接收视角一般较 大,可以实现收发两端的持久通信,光功率也会较均匀地分布在整个室内,但是链路中的 多径效应会限制信号传输速率。



图 3-9 可见光通信两种链接方式:直射和漫射

### 3.3.2 可见光通信信道建模

1. 可见光通信信道特性

图 3-10 是室内可见光通信系统的线性基带传输模型,其中脉冲响应 h(t)反映了系统 信道特性。



图 3-10 室内可见光通信的线性基带传输模型

在室内可见光通信系统中,发射机光源为白光 LED,发出经过强度调制的信号为 X(t)。接收机使用直接探测的光电二极管,接收到的光电流信号 Y(t)表示为

$$Y(t) = RX(t) \otimes h(t) + N(t)$$
(3-3)

式中: ②表示卷积; *R* 为光电二极管的光电转换效率; *X*(*t*) 为发射光功率; *h*(*t*) 为信道的冲激响应; *N*(*t*) 表示加性高斯白噪声。

2. 冲激响应的计算

本文中介绍的冲激响应的算法参考 J. R. Barry 等人提出的计算方法和 J. B. Carruthers 等人在此基础上提出的改进算法。

1) 光源和接收器的模型

光源一般可以由位置向量 r<sub>s</sub>,单位方向向量 n<sub>s</sub>,功率 P<sub>s</sub> 和辐射强度模式函数 R(\$, の)决定。R(\$,0)定义为与 n<sub>s</sub> 夹角(\$,0)处单位立体角内光源发出的能量。当发射机的 光源采用朗伯辐射模型时,光源的辐射强度可表示为

$$R(\phi) = \frac{n+1}{2\pi} P_{\rm s} \cos^n(\phi), \quad \phi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \tag{3-4}$$

式中:n称为朗伯辐射序数,其值与光源半功率强度角有关,具体关系为 $n = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos \theta_{1/2})}$ 。 光源 S可以由一个三元组决定:

$$S = \{r_{\rm S}, n_{\rm S}, n\}$$

类似地,接收单元 R 的参数包括了其位置向量 r<sub>R</sub>,单位方向向量 n<sub>R</sub>,面积 A<sub>R</sub> 和视场角(FOV)。所以接收器 R 可以由一个四元组决定:

$$R = \{r_{\rm R}, n_{\rm R}, A_{\rm R}, {\rm FOV}\}$$

图 3-11 给出了光源、接收器、反射面直接的位置关系。

2) 反射面的模型

假设所有的发射面都是理想朗伯漫反射,辐射模式与光的入射角无关。对发生在具有面积 dA 和反射率 $\rho$  的微反射面上的反射建模,分为两步:第一步认为这个微反射面是 一个面积为 dA 的接收器,计算它接收到的光功率 dP;第二步把这个微反射面当成功率 为  $P = \rho dP$  和 n = 1 的理想朗伯光源。



图 3-11 光源、接收器、反射面之间的位置关系

3) 冲激响应算法

对于某一特定的光源 S 和接收器 R,冲激响应可以表示如下:

$$h(t; S,R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S,R)$$
(3-5)

式中:h<sup>(k)</sup>(t)表示第 k 次反射的响应。

首先计算零次反射的冲激响应,它表示光从一点传到另一点未经过反射光功率的传 递系数:

$$h^{(0)}(t; S, R) \approx \frac{n+1}{2\pi} \cos^{n}(\phi) d\Omega \operatorname{rect}\left(\frac{\theta}{\mathrm{FOV}}\right) \delta\left(t - \frac{R}{c}\right)$$
 (3-6)

其中,dΩ代表微反射面相对于光源的立体角,且有

$$\mathrm{d}\Omega \approx \frac{\cos(\theta)A_{\mathrm{R}}}{R^2} \tag{3-7}$$

R是光源和接收器的距离,且有

$$R = \|r_{\rm s} - r_{\rm R}\| \tag{3-8}$$

Θ是接收器的入射角,且有

$$\cos(\theta) = \frac{n_{\rm R}(r_{\rm S} - r_{\rm R})}{R} \tag{3-9}$$

Φ是光源发出的光线照到某一接收器时这条光线相对于光源轴的夹角,且有

$$\cos(\phi) = \frac{n_{\rm S}(r_{\rm R} - r_{\rm S})}{R} \tag{3-10}$$

矩形函数的定义为

$$\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases}$$

第 k 次反射的冲激响应可通过下式中的第(k-1)次反射的冲激响应来迭代:

 $h^{(k)}(t; S, R) = \int_{S} \rho_{r} h^{(0)}\left(t; S, \left\{r, n, \frac{\pi}{2}, dr^{2}\right\}\right) \otimes h^{(k-1)}(t; \{r, n, 1\}, R) \quad (3-11)$ 上式表示对 S 面上的所有微反射体进行积分, r 表示 S 上微反射体的位置向量, n 是 r 处微

反射面的单位法向向量, $\rho_r$ 是r处微反射面的反射率, $R = \|r - r_R\|, \cos(\phi) = \frac{n_s(r - r_s)}{R}$ ,

$$\cos(\theta) = \frac{n(r_{\rm S}-r)}{R} \, .$$

#### 3.3.3 可见光通信系统性能的基本分析

光源平均发射功率 Pt 定义为

$$P_{t} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} X(t) dt \qquad (3-12)$$

接收端功率 P<sub>r</sub> 定义为

$$P_{\rm r} = H(0)P_{\rm t} \tag{3-13}$$

式中: H(0)为信道直流增益,在可见光通信中,信道直流增益是直视链路信道的一个重要的特征参数,可以通过  $H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt$  得到。

在可见光通信系统中,接收信号的质量可以通过信噪比(SNR)来体现。SNR中的信 号成分可表示为

$$S = \gamma^2 P_{\rm rSignal}^2 \tag{3-14}$$

其中  $P_{\text{rSignal}} = \int_{0}^{T} [h(t) \otimes X(t)] dt, T 为信号周期。$ 

而噪声成分由散粒噪声、热噪声和码间干扰共同组成:

$$N = \sigma_{\rm shot}^2 + \sigma_{\rm thermal}^2 + \gamma^2 P_{\rm rISI}^2$$
(3-15)

其中

$$P_{rISI} = \int_{T}^{\infty} [h(t) \otimes X(t)] dt$$
  

$$\sigma_{shot}^{2} = 2q\gamma (P_{rSignal} + P_{rISI})B + 2qI_{bg}I_{2}B$$
  

$$\sigma_{thermal}^{2} = \frac{8\pi kT_{k}}{G} \eta AI_{2}B^{2} + \frac{16\pi^{2}kT_{k}\Gamma}{\sigma} \eta^{2}A^{2}I_{3}B^{3}$$

q 是电子的电量, B 是接收电路的等效噪声带宽,  $I_{bg}$ 是背景电流, 噪声带宽因子  $I_2 = 0.562$ , k 是波尔兹曼常数,  $T_k$  是绝对温度, G 是开环电压增益,  $\eta$  是探测器单位面积的固定电容,  $\Gamma$  是 FET 沟道噪声因子,  $g_m$  是 FET 的跨导,  $I_3 = 0.0868$ 。

### 3.4 光子模型

### 3.4.1 模型设计

1. 房间模型

本节采用一个流行的房间模型,即 5m×5m×3m 的一个房间模型。LED 灯安装于 天花板上,灯的数量和位置可以通过参数进行设置。PD 阵列位于 80cm 高的桌面上,在 该平面上的位置可以通过参数进行设置。 2. LED 模型

设 LED 为朗伯(Lambertian)点光源 S,用一个三元组表示,即 S={ $\bar{r}_s$ , $\hat{n}_s$ ,m},其中  $\bar{r}_s$ 为点光源的位置向量, $\hat{n}_s$ 为发光面的法线方向,即沿此方向光强最大,m为表示发光 方向性的模式参数(Mode number):

$$m = -\frac{\ln 2}{\ln\cos\theta_{1/2}}$$

 $\theta_{1/2}$ 为强度为最大光强 1/2 的光线与 $\hat{n}_s$ 的夹角。光源的光强分  $\underline{////}_{\overline{r}}$  布为

$$R_{s}(\theta,\phi) = \frac{m+1}{2\pi} \cos^{m}(\theta) \quad \theta \in \left[0,\frac{\pi}{2}\right] \phi \in \left[0,2\pi\right)$$

式中:  $R_s(\theta, \phi)$ 代表( $\theta, \phi$ )方向的辐射强度,( $\theta, \phi$ )的含义如图 3-12



图 3-12 光源

3. LED 灯模型

所示。

LED 灯由 LED 阵列组成,阵列中每个 LED 的位置、法线方向和模数可以独立设置。

4. PD 模型

PD 用一个四元组表示,即  $R = \{\bar{r}_R, \hat{n}_R, A_R, FOV\}$ ,其中 $\bar{r}_R$ 为 PD 的位置向量, $\hat{n}_R$ 为 PD 光敏面的法线方向, $A_R$ 为 PD 光敏面的有效面积,FOV 代表 PD 可以接收光的入射角度范围。

5. PD 阵列模型

PD 阵列由多个 PD 组成,每个 PD 的位置、法线方向、光敏面面积和 FOV 可以独立 设置。

6. 反射模型

反射面采用冯反射模型(Phong reflection model),该模型既可以对理想漫反射面建模(如墙壁、天花板等),也可以对光滑表面(如光滑的瓷砖地板、硬木家具的光滑漆面)和镜面精确建模。

在这种模型中,入射光线以(1-ρ)的概率被反射面吸收,以ρ・r<sub>d</sub>的概率发生漫反射,以ρ(1-r<sub>d</sub>)的概率发生镜面反射,其中ρ为反射面的反射系数,r<sub>d</sub>为发生漫反射的能量占总反射能量的比例。反射光强的空间分布为

$$R_{\rm R}(\theta_{\rm i},\theta_{\rm 0}) = \rho P_{\rm i} \left[ \frac{r_{\rm d}}{\pi} \cos(\theta_{\rm 0}) + (1-r_{\rm d}) \frac{m+1}{2\pi} \cos^{m}(\theta_{\rm 0}-\theta_{\rm i}) \right]$$

式中: $\theta_i$ 为入射角; $\theta_o$ 为观测角; $\rho$ 为反射系数; $P_i$ 为入射光功率,m为表征反射光方向性的模式参数。

对光源、接收机、反射面的模型如图 3-13 所示。



图 3-13 接收机及墙面反射模型设计

### 3.4.2 仿真过程及数据分析

1. 单位冲击响应的计算

由  $n_1$  个 LED 和  $n_2$  个 PD 构成的信道的单位冲击响应是  $n_1 \times n_2$  个单 LED 单 PD 信 道的单位冲击响应之和。

单 LED 单 PD 组成的室内无线光信道的单位冲击响应可以分解为

$$h(t; S,R) = h^{(0)}(t; S,R) + \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t; S,R)$$

式中: S 表示 LED, R 代表 PD, h 上标中的字母 k 表示从光线从光源到接收机经过的反射次数。上式的第一项代表 LOS 信道对单位冲击响应的贡献,上式的第二项代表 NLOS 信道的贡献,其中 h<sup>(k)</sup>(t; S, R)表示第 k 次反射的贡献。

当 LED 与 PD 之间的距离远远大于 PD 光敏面的尺寸时,h<sup>(0)</sup>(t; S,R)可以近似表示为

$$h^{(0)}(t; S, R) \approx \frac{m+1}{2\pi} \cos^{m}(\theta) \frac{A_{\mathrm{R}}}{d^{2}} \cos(\psi) \operatorname{rect}\left(\frac{\psi}{\mathrm{FOV}}\right) \delta\left(t - \frac{d}{c}\right)$$

式中: $\theta$  为 $\hat{n}_s$  与( $\bar{r}_R - \bar{r}_s$ )的夹角, $\phi$  为 $\hat{n}_R$  与( $\bar{r}_s - \bar{r}_R$ )的夹角,d 为光源与接收机间的距离,即|| $\bar{r}_R - \bar{r}_s$ ||,c 为光速,rect(x)如下式所示:

$$\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1\\ 0, & |x| > 1 \end{cases}$$

对于 NLOS 信道的贡献,课题组拟采用自己提出的 Photon Tracing Algorithm(PTA 算法,属于一种蒙特卡洛法)进行仿真计算。假定从 LED 发射了 N 个光子(N 非常大),然后跟踪每一个光子的飞行,计算其对 PD 贡献的能量,以及贡献发生的时间。当完成 N 个光子的跟踪后,在时间轴上将一个微小时隙(如 200ps)中 PD 接收的能量求和再除去 N,再乘上 PD 的响应度,即得单位冲击响应在该时隙的取值。在以时间为横轴的二位平 面上将所有的取值点用一条光滑曲线相连,即得 NLOS 信道的单位冲击响应。

每个被发射的光子的能量是 1/N,发射方向可按以下方法随机产生:

由朗伯源辐射光强的空间分布可得 LED 在(θ,φ)方向发射光子的概率密度函数为

第 3 章

нſ

见光信道

建

模

$$f(\theta, \varphi) = \frac{m+1}{2\pi} \cos^{m}(\theta) \sin(\theta)$$

光子在 $\theta$ 与 $\varphi$ 方向的概率分布分别为

$$\begin{cases} F_{\theta}(\theta) = 1 - \cos^{m+1}(\theta), & \theta \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right] \\ F_{\varphi}(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, & \varphi \in \left[0, 2\pi\right) \end{cases}$$

因为光子的发生方向可按以下公式随机产生:

$$\begin{cases} \theta = \arccos(\sqrt[m+1]{\alpha}) \\ \varphi = 2\pi\beta \end{cases}$$

式中: $\alpha$ 和 $\beta$ 是在[0,1]上均匀分布的随机变量。

光子在被发射之后沿直线飞行(模拟光线传播),直到遇到反射面,与反射面碰撞后 以一定概率(等于反射率)被反射、或者被吸收。反射光子飞行方向的概率分布由冯反射 模型决定。

一条光线(含大量光子)经反射后有部分光子被反射。被反射的光子中有很少一部 分飞抵 PD 光敏面被接收,对单位冲击响应做出了贡献。为了方便用蒙特卡洛法仿真,我 们将每一次反射光线对单位冲击响应的贡献平均到每个被反射的光子上。于是当光子 被反射时,它相当于一个能量为 1/N 的点光源(N 为1个 LED 发出的光子总数),这个点 光源对单位冲击响应的贡献为

$$h_i^{(0)}(t; dA_i, R) \approx \frac{1}{\pi N} \cos(\theta) \frac{A_{\rm R}}{d^2} \cos(\psi) \operatorname{rect}\left(\frac{\psi}{\text{FOV}}\right) \delta\left(t - T_{\rm PI} - \frac{d}{c}\right)$$

式中:*i*表示该光子被第*i*次反射,*T*<sub>PI</sub>表示光子从被发射到本次反射所经历的时间,dA<sub>i</sub>表示由反射等效而来的点光源。*d*为 dA<sub>i</sub>到 *R* 的距离。

因此,h<sup>(k)</sup>(t; S,R)可以表示为

$$h^{(k)}(t; S, R) = \sum_{i \in P^{(k)}} h_i^{(0)}(t; dA_i, R)$$

式中: P<sup>(k)</sup>为经过 k 次反射后没有被吸收的光子集合。

跟踪所有 N 个光子的轨迹,直到跟踪的光子被吸收或者飞行时间超过了仿真规定的 某个时间。

在跟踪所有 N 个光子之后,可以得到若干贡献参数 C<sup>\*</sup>,定义为

$$C_i^k = \{T_i^k, E_i^k\} = E_i^k \delta(t - T_i^k)$$

*C*<sup>*i*</sup> 代表光子发射后经历*k* 次反射被吸收或超时,其中第*i* 次反射对单位冲击响应的 贡献为*C*<sup>*i*</sup>,*T*<sup>*i*</sup>表示*C*<sup>*i*</sup>发生的时刻,*E*<sup>*i*</sup>表示对单位冲击响应贡献的能量值。

将时间轴以时间间隔  $T_{ts}$ 等分,分别计算每个时隙上贡献能量的时间平均值 $\tilde{p}_{j}(j=0, 1, 2\cdots)$ 

$$\tilde{p}_{j} = \frac{1}{T_{ts}} \int_{(j-1)T_{ts}}^{jT_{ts}} \sum_{i} \sum_{k} C_{i}^{k}(t) dt = \frac{1}{T_{ts}} \sum_{i} \sum_{k} E_{i}^{k} \int_{(j-1)T_{ts}}^{jT_{ts}} \delta(t - T_{i}^{k}) dt$$

將 $\tilde{p}_j$ 乘以 PD 的响应度  $\mu$ ,将( $t_j$ , $\mu \tilde{p}_j/N$ )描绘在一个二维平面上,再以平滑曲线连接,即得到单 LED 单 PD 的室内无线光信道的单位冲击响应曲线。其中  $t_j$ 表示 $\tilde{p}_j$ 发生的时刻。

2. 经典算法与光子跟踪算法的比较

可见光通信信道模型的经典算法是一种修正的蒙特卡洛算法 MMCA(Modified Monte Carlo Algorithm),该算法原理基于有效光线跟踪方法。图 3-14 比较了 MMCA 算法和 PTA 算法所跟踪的光线光子数。基于 MMCA 的算法,经过 k 次发射之后,光子数保持恒定值;而基于 PTA 的算法,由于考虑了反射时光子的损耗,跟踪的光子数随反射次数增加而呈指数衰减。



图 3-14 MMCA 与 PTA 所跟踪光线光子数对比

图 3-15 比较了两种算法的复杂度。其中图 3-15(a)显示了 PTA 算法的计算复杂度。 图 3-15(b)分别给出了在同样的条件下,基于 PTA 算法和基于 MMCA 算法的计算复杂 度。由图可见,随着反射次数的增加,PTA 算法的复杂度基本保持不变,而 MMCA 算法 则逐渐递增,MMCA 算法的计算复杂度比 PTA 算法要高接近 1 个数量级。





图 3-16 给出了 MMCA 算法和 PTA 算法得到的冲击响应曲线图。基于两种算法得 到的冲击响应曲线基本一致,表明了 PTA 算法的准确性和可行性。

经典算法主要用于红外通信系统的仿真,由于在红外系统中通常采用单只光源,所 以经典算法的仿真时间在可以接受的范围之内。在可见光通信系统中,光源通常采用

LED 阵列,LED 的数量可达百只以上,如果仍然采用经典算法,则仿真时间将过长,因此 急需一种更高时间的算法,PTA 算法就是能够满足这一要求的算法。



## 3.5 小结

本章先对通用 LED 的频率响应模型进行了建模分析,随后介绍了实验常用的几种 LED 的物理特性与调制带宽,并对室内可见光通信的通信链路做出了概要性的阐述。最 后从微观角度对 VLC 系统的光子模型进行了理论与实验分析,不失全面性地概述了目 前研究的可见光通信系统的信道特性。

# 参考文献

- [1] Hoa Le Minh, Dominic O'Brien, Grahame Faulkner et al. 100-Mb/s NRZ Visible Light Communications Using a Postequalized White LED [J]. IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, 2009, 21(15): 1063~1065.
- [2] J. R. Barry, J. M. Kahn. Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1993, 11(3): 367~379.
- [3] Kahn J M, Barry J R. Wireless infrared communications[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265~298.
- [4] J. B. Carruthers, P. Kannan. Iterative Site-Based Modeling for Wireless Infrared Channels [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2002, 50(5): 759~765.
- [5] J. B. Carruthers, S. M. Carroll, P. Kannan. Propagation Modelling for Indoor Optical Wireless Communications using Fast Multi-Receiver Channel Estimation [J]. IEEE Proceedings on Optoelectron, 2003, 150(5): 473~481.
- [6] Tronghop D, Hwang J, Jung S, et al. Modeling and analysis of the wireless channel formed by LED angle in visible light communication [C]. Information Networking (ICOIN), 2012 International Conference on. IEEE, 2012: 354~357.
- M. Nakagawa. Fundamental Analysis for Visible-light Communication System using LED Lights [J].
   IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(1): 100~107.
- [8] M. Zhang, Y. Zhang, Y. Yuan, J. Zhang, Mathematic models for a ray tracing method and its applications in wireless optical communications [J]. Optics Express, 2010, 18(17): 18431~18437.