

物联网的应用领域十分广泛。一个特定的物联网应用所采用 的协议须适用于该应用,从协议栈的最底层设计开始就向满足该 应用的方向努力。

物理层是协议栈的最底层。物理层将数据处理为物理形式, 从而可以进行发射、传输和接收。物理层的确切边界因协议标准 而异。一般来说,物理层关注数据传输的媒介。对于无线物联网, 该媒介就是无线频谱。因此,物理层需要对接收灵敏度、链路余 量、信道模型、波形和误比特率等进行标准化。

第1章提出了无线物联网底层协议栈的统一模型,如图3.1所 示。本书将自下而上对该协议栈进行讲解。本章介绍图3.1中所 示的射频层。



图 3.1 物联网底层协议栈统一模型

本书把物理层分成了两部分。本章将介绍与物联网物理层相关的概念,以及有哪些可用的物理层和选择该物理层的优势,为进 一步研究提供参考。

# 3.1 无线系统

无线系统通常用特定于某种标准的复杂术语来描述。本节 从适用于所有模型的无线系统的简化模型开始讨论。无线系 统由三个基本组件组成:发射机(Transmitter,Tx)、信道和接 收机(Receiver,Rx)。这些组件之间的关系如图 3.2 所示。发 射机发射调制信号,该信号通过信道传输。信道对信号会产生 影响,例如随着距离的增加会产生功率损失。然后,接收机试 图恢复该信号。收发机是一种既包含发射机又包含接收机的 设备。



图 3.2 无线系统简化模型

无线标准将指定发射机的规则和信道的型号,而接收机的大部分设计细节则留给相应的开发公司。注意,编写标准的目的是 让接收机恢复发送的信号。不管标准看起来有多费解,信号都应 该能被解调。

物联网的无线标准遵循同样的逻辑。物联网的某个具体应 用选择无线标准的原则是该标准能够很好地支持该应用。例 如能够进行低功率传输,易于进行信道估计和具有低成本接收 机等。

# 3.2 收发机基本模型

为了讨论物联网无线标准的深层含义,需要建立支持这些标准的基本技术模型。现代收发机的基本模型包含三部分:模拟射频前端、数字信道化和基带控制器,如图 3.3 所示。



图 3.3 收发机基本模型

接收信号从模拟射频前端流向模数转换器(Analog-to-Digital Converter,ADC)。该接收信号可能包含多个潜在信号。因此,这 一阶段的信号被称为"潜在可用带宽"。模拟射频前端必须提供从 工作频带到较小的可用带宽的初始选择。模数转换器执行量化和 采样操作。这些概念在许多文献中都有说明,其中文献[1]中的解 释容易理解。

模数转换器完成量化和采样后,开始进行数字信号处理 (DSP)。初始数字信号处理以高采样率完成,这就是数字信道化发 生的地方。从频带信号采样成单一信号后,进行低采样率的基带 处理。对于发射信号,过程相反。信号在基带产生,然后信道化。 信道化的数字信号通过数模转换器(Digital-to-Analog Converter, DAC)转换成模拟信号。以下章节将详细阐述。

### 3.2.1 模拟射频前端

模拟射频前端是用于对模拟信号进行数字化和分析处理的射频电路,是处于天线和数字化设备(ADC/DAC)之间的信号处理环节。

模拟射频前端的作用是调节接收信号并进行数字化,然后进 行传输。问题是感兴趣的带宽(Bandwidth of Interest,BOI)可能 不在数字转换器的奈奎斯特带宽范围内。奈奎斯特带宽由前端的 采样速率定义。"奈奎斯特带宽"和"奈奎斯特频率"等术语都源于 奈奎斯特采样定理。文献[1-3]给出了关于奈奎斯特采样定理的更 多信息,此处仅做简要介绍。奈奎斯特采样定理定义了对信号进 行采样时不出现"混叠"所需的最小采样速率。"混叠"是指要采样 的带宽中的频率分量超过奈奎斯特频率时发生的一种失真现象。 奈奎斯特频率是采样率的一半,奈奎斯特带宽是可以进行采样而 不会发生混叠的带宽。

上述问题有三种常见的解决方法:超外差、直接转换和射频采 样。这三个射频前端架构将在后面章节进行探讨,讨论每个架构 的基本框图以及常见的问题。其中,物联网十分关注直接转换架 构,因此将对此进行更详细的探讨。

深入研究模拟射频前端的设计超出了本书的探讨范围。目前,有许多文献都介绍了相关内容。如果读者有兴趣学习如何设 计一个功能强大的模拟射频前端,可以参考文献[4-6]中的介绍。 射频电路的设计需要考虑很多方面,对这部分内容的深入理解需 要多年的研究积累。本节主要向读者介绍常见的前端架构,并将 这些架构与物联网标准联系起来。

#### 1. 超外差

超外差接收机最早是在 1921 年发表的文献[7]中提出的。 图 3.4 是超外差接收机的简化框图。信号在射频(Radio Frequency, RF)和中频(Intermediate Frequency, IF)的两个频率等级进行处理。 射频为"高频"信号,需要昂贵的模拟信号调节电路。收发机在中 频执行大部分信号调节,这使得大多数模拟电路在较低频率下执 行模拟信号调节。通过改变本地振荡器(Local Oscillator,LO)的 频率,用户可以从较宽的初始接收频带中选择较窄的感兴趣的带 宽。本地振荡器提供本地正弦波选择用户感兴趣的带宽。预选滤 波器可防止带外干扰。低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)在接收机前端提供增益。低噪声放大器是低噪声系数的放 大器。噪声系数是衡量器件信噪比下降程度的指标,关于噪声系 数的更多内容参见文献[4]和文献[2]。镜像抑制带通滤波器放置 在混频之前,以防止镜像频率影响下变频输出,本节稍后将讨论镜 像抑制滤波器。抗混叠滤波器有双重用途。低通抗混叠滤波器防 止模数转换器出现混叠,并提供信道选择滤波器,信道选择滤波器 在超外差中是非常重要的。



图 3.4 超外差接收机

超外差接收机的混频是实值的,式(3.1)为其表达式。

$$\cos\phi\cos\theta = \frac{1}{2}\cos(\phi - \theta) + \frac{1}{2}\cos(\phi + \theta) \tag{3.1}$$

混频结果是将信号进行上变频或下变频,所以有必要使用通 道选择滤波器去除不需要的信号分量。如图 3.4 所示接收机允许 所需的频率分量(即下变频信号)通过低通滤波器。

模拟混频器模拟乘法运算的效果并不完美。本地振荡器的一

些能量会以本振频率泄漏到输出端。因此,必须在用户感兴趣的 中频带宽之外选择本振频率。

由于用户感兴趣的频带中有其他信号,因此镜像抑制滤波器 是必要的。实际混频过程通过上变频和下变频混合其他信号,使 得存在不期望的"镜像频率",该"镜像频率"将移动到与期望信号 相同的位置,这个过程如图 3.5 所示。为了理解镜像频率,需要检 查双边频谱。图 3.5 显示了期望信号和非期望信号的双边频谱。 外差实值混频过程会将信号的"副本"进行上变频和下变频。然 后,定位期望信号和非期望信号,使得期望信号的负频率"副本"与 正在进行下变频的期望信号混叠。



图 3.5 实际混合镜像频率

图 3.6 给出了如图 3.5 所示混频的数学表达式。期望的信号 频率为"10",本地振荡器被调谐到频率"9"。希望将期望的信号下 变频到频率"1"。同时,存在不期望的信号,频率为"8"。混合过程 将所需信号的"副本"移动到频率"19"和频率"1"。频道选择过滤 器将过滤掉上变频的频率成分。非期望信号将混合到频率"17"和 频率"1"。因此,必须在混频之前滤除不想要的信号。

第3章 射频层 Ⅲ▶ 59



图 3.6 镜像频率示例

数字化过程也需要考虑。图 3.7 显示了要采样的带宽的双边频谱。要采样的带宽包含两个信号,其频谱如图中三角形和梯形 所示。图 3.7 中有三条垂直线表示频域中的重要值,分别是 0 Hz、 + $F_{\text{Nyquist}}$ 和 $-F_{\text{Nyquist}}$ 。 $F_{\text{Nyquist}}$ 是奈奎斯特频率,是采样速率的一半。



图 3.7 实值模数转换器带宽

奈奎斯特频率为要采样的带宽中没有"混叠"的频率分量划定 了最高值,奈奎斯特采样定理要求最小采样速率是被采样带宽的 两倍;然而,这仅适用于单边频带。同时存在 *a* + *F*<sub>Nyquist</sub> 和 *a* - *F*<sub>Nyquist</sub> 的原因是该图显示了双边频谱。双边频带包含相同范围的 正负频率。对于实值信号,双边带宽是单边带宽的两倍。对于双 边频带,避免混叠所需的最小采样速率等于双边带宽。实值信号 的双边频谱由该信号在正频率下的频谱和同一频谱在负频率下的 复共轭形式组成。这是实值信号频谱的对称性。这种对称被称为 共轭或埃尔米特对称。

如图 3.8 所示,用户感兴趣的频带被下变频为基带信号。被数字化的频谱带宽必须等于或小于采样率的一半。如果用户感兴趣的频带完美地处于以 0 Hz 为中心的位置,则可以使用如图 3.8 所示的方式进行处理。图 3.8 中频谱的两侧为共轭对称的。



图 3.8 完美实值下变频

然而,下变频不能非常精确。用户感兴趣的频带会错过标记, 载波同步尚未形成。这将导致频谱混叠或与共轭重叠,如图 3.9 所示。这也表明,对于实值信号,双边带宽是单边带宽的两倍。

解决方法是将用户感兴趣的频带移动到"中间频率"(中频), 在这里可以进行额外的基带处理。使用中频时,用户感兴趣的频 带在要采样的总带宽内远离0Hz。如图 3.10所示,以中间频率采 样信号时需要更高的采样速率,这使得超外差接收机的带宽效率 更低,成本更高。



第3章

射频层 Ⅱ▶ 61

图 3.9 实值下变频的重叠带宽



图 3.10 中频采样

#### 2. 直接转换

直接转换收发机有时被称为零差或零中频或正交收发机。零 差接收机的概念已经存在很多年了,直到 20 世纪 90 年代,随着更 先进的射频接收机技术的出现才变得实用<sup>[8]</sup>。直接转换已经在射频 集成电路(Radio Frequency Integrated Circuits, RFIC)中成功实现。

## 62 🚽 物联网——无线通信、物理层、网络层与底层驱动

关于直接转换模拟前端的更多详细信息,参见文献[5]和文献[6]。

图 3.11 为直接转换接收机(Direct-Conversion Receiver, DCR)的 简化框图。用户感兴趣的频带仅在一个频率等级中处理。在该频 率等级将用户感兴趣的频带与基带混合。通过改变本地振荡器的 频率,用户可以从较宽的初始接收频带中选择感兴趣的窄带宽。 本地振荡器提供两个频率相等但相隔 90°的本地正弦波,以选择用 户感兴趣的频带。预选滤波器防止带外干扰。低噪声放大器在接 收机前端提供增益。用户感兴趣频带的相位信息不是已知的。因 此,DCR 有两个支路,下变频信号的同相(实相)支路和正交(复相) 相位支路。这种双臂混频方法被称为正交混频。因此,数字化必 须使用两个频率信道。这种技术被称为复值或正交采样,而不是 超外差中的实值采样。



#### 图 3.11 直接转换接收机

这种结构利用欧拉公式[见式(3.2)]来创建复值振荡器和混频级。复值混频的概念如图 3.12 所示。混频过程中只在一个方向上移动用户感兴趣的频带,向上或向下。通过这个过程,实值信号变成复值信号。初始实值信号的双边频谱具有共轭对称性。 图 3.12 中的复值下变频结果则不具有共轭对称性。

 $e^{j\theta} = \cos(\theta) + j\sin(\theta)$  (3.2)

这种方法的一个好处是,由于正负频率携带唯一的信息,采样



图 3.12 复值混频

带宽增加了一倍,如图 3.13 所示。比较图 3.13 和图 3.10,图 3.13 中模数转换器的带宽使用效率更高。假设信号可以完全下变频至 0 Hz,则信号采样的带宽可以等于奈奎斯特频率。这并不违反采

样定理,因为最大频率分量仍受奈奎 斯特频率的限制。信号现在横跨频谱 的 y 轴。虽然采样速率可能较低,但 模数转换器必须产生两倍于采样速率 的数据。因此,完全调谐的 DCR 信号 的数据速率与完全调谐的超外差接收 机的数据速率相同。还要注意,因为 在 0 Hz 附近没有与用户感兴趣的频 带重叠的共轭分量,所以用户感兴趣 的频带可以设置在稍微偏离 0 Hz 的 位置。



这种方法的另一个好处是减少了模拟元件。超外差接收机的 镜像抑制和信道选择滤波器不是必要的,这使得 DCR 更便宜。直 接转换涉及多种复杂情况。直接转换的缺点在文献[8]中讨论。 文献[9]讨论了直接变频收发机的设计考虑因素。因为物联网有 意采用直接转换,这里将讨论它的一些缺点,包括 IQ 不平衡、直流 (DC)失调和本振泄漏。

IQ不平衡是由 I 端和 Q 端模拟元件之间的不完美造成的,导 致增益和相位失衡。考虑 I 端和 Q 端独立地携带一个实值信号, 这意味着信号有正负(共轭)频率分量。如果 I 端和 Q 端相位相差 90°,并且增益完全平衡,那么不需要的频率分量在相加为复合值时 将被抵消。然而,如果相位和增益不是完全平衡的,那么将存在残 余的不期望的频率分量。 IQ 不平衡的影响如图 3.14 所示。 式(3.4)提供了抑制不期望频率分量与增益和相位不平衡之间关 系的解析等式。这可用于预测 DCR 提供的无杂散动态范围 (Spurious-Free Dynamic Range,SFDR)。例如,为了提供-50 dBc SFDR,增益不平衡必须小于 0.2 dB,相位不平衡必须小于 1°。G 代 表不平衡增益,在式(3.3)中计算,并应用于式(3.4)中的线性幅度。

$$G = 10^{\left(\frac{\text{Imbalance(dB)}}{20}\right)}$$
(3.3)



图 3.14 IQ 不平衡曲线

0.5 dB的增益差异似乎很小,然而这种看似微小的不匹配会导致性能急剧下降。IQ不平衡可能导致误符号率增加,它们之间关系的分析表达式详见文献「107。

DC 失调发生在数字化过程中。两个模数转换器的失调量不同。理想的模数转换器的输入电压和输出量之间呈线性关系,输出量是输入信号幅度的数字表示。然而,并不存在理想的模数转换器。实际模数转换器的传输特性(输入电压和输出量之间的关系)不会穿过原点,y 轴截距点就是 DC 失调量。两个模数转换器 具有不同的 DC 失调量。本节介绍的三种架构中都存在 DC 失调。直接转换架构工作在基带,中间是 DC,这就使问题更复杂了。超外差架构在中频带宽下工作,可以简单地滤除 DC 或其附近任何不需要的残余,直接转换架构必须减轻缺陷。此外,直接转换架构有两种不同的 DC 失调,这可能会使用于校正偏移的算法更加复杂。数模转换器也面临同样的问题。超外差发射机只需滤除不以中频为中心的残余频率,DCR 将把 DC 失调作为信号转发到模拟上变频。这种 DC 失调为上变频混频器提供了一个 0 Hz 的分量。

本振泄漏发生在复值混频过程中。注意,模拟混频器仅模拟 乘法,模拟混频器会产生不需要的分量。来自本地振荡器的一些 功率将通过模拟混频器流出,并在混频输出中表现出来。对于 DCR,这意味着来自本地振荡器的一些功率将出现在感兴趣的发 射带宽中。

基带上还有其他人为因素会干扰用户感兴趣的频带,其中包 括数字化阶段的"抖动"导致的放大器的"闪烁噪声"。

目前,有许多技术上的限制阻碍了 DCR 完美地模拟欧拉公式。用户可以期望 DCR 的目标带宽产生更小的 SFDR,但是比超 外差接收机的失真更大。这些缺陷的影响如图 3.15 所示。 图 3.15 中共有三个信号:期望信号、DC 激励和共轭镜像。共轭镜 像是由 IQ 不平衡引起的。DC 激励由多种因素引起,包括模数转换器的本振泄漏和 DC 失调。



由于模拟元件的不完美而产生的相关问题可以通过软件算法 来弥补,例如文献[11]中提出的算法。当与数字信道化结合使用 时,如 3.2.2 节所述,可以使 DCR"失调"量等于至少一半用户感兴 趣带宽的频率,以进一步缓解上述问题。

由于直接转换架构影响了用 户感兴趣频带的中心,与基带类 似,许多无线标准将该区域留空。 例如,IEEE 802.11标准的 OFDM 符号将 0 Hz 频段保留为"空",这 意味着该处没有任何信息,如 图 3.16 所示。如果直接转换前 端可以被设计成将一些不期望的 失真控制在该区域内,那么 DCR 可以不受这些限制。这使得 IQ 不平衡成为商业物联网应用使用



直接转换架构的主要障碍。像 DVB-T 这样的应用程序虽然不是 物联网系统,但确实用户量很大,这意味着标准的设计者并不期望 消费电子产品使用直接转换前端。

#### 3. 射频采样

射频采样的含义是,以足够高的时钟速率运行模数转换器,以 对整个接收频谱进行采样。预选滤波器可防止带外干扰。预选滤 波器不一定必须是带通滤波器,这取决于应用场合。低噪声放大 器在接收机前端提供增益。射频采样架构中没有调谐级。射频信 号由模数转换器直接采样。射频采样发射机也是如此。数模转换 器的输出经过反像滤波后,进入放大器并传输。

如图 3.17 所示,射频采样架构没有调谐级,这使得它非常适用于高频(HF,3 Hz~30 MHz)波段的工作。射频采样架构在高频带或更低频段的应用中很常见。虽然不使用调谐级,调制解调器仍需要进行频率校正。频率校正是同步的一部分,这将在第 4 章中讨论。



图 3.17 射频采样接收机

#### 4. 总结

表 3.1 总结了所讨论的三种射频前端架构的优缺点。超外差 架构可以调谐到很宽的频率范围,并提供非常强的 SFDR;超外差 接收机也是最贵的。直接转换架构也能调谐到与超外差架构相同 的宽频率范围,而且相对于超外差架构来说价格更低廉。直接转 换架构能提供两倍于超外差架构的带宽。然而,直接转换架构存 在一些问题,例如混频、放大和数字化等不良基带失真会渗透到目 标带宽中。与超外差架构相比,射频采样架构也不贵,但调谐能力 明显受限。

类 型	优 点	缺 点
超外差架构	低毛刺,宽频率范围	组件昂贵
直接转换架构	宽频率范围,双倍带宽	高毛刺
射频采样架构	设计简单,低毛刺	有限频率范围

表 3.1 三种模拟前端的优缺点

直接转换架构的缺点可以通过算法校正或无线标准来弥补。 如本节所述,OFDM系统中的中心位置保持为空,因此可以使用廉价的直接转换架构,而信号不会产生模拟过程中不希望有的基带 失真。

### 3.2.2 数字信道化

收发机中的可选组件是数字信道化。如果模拟前端有足够的 带宽,则可以使用数字信道化。术语"宽带"和"窄带"在不同的上 下文中的含义可能不同。为了方便讨论,"宽带"意为有多个信号 被数字化,"窄带"意为只有一个信号被数字化。

数字信道化在软件无线电(Software-Defined Radio, SDR)平台中很常见。因为大多数 SDR 是宽带的,这使得 SDR 可以最大限度地重新配置。

文献[12]对数字信道化进行了精彩的讲解,鼓励读者更深入 地研究数字信道化的组成和设计。本节将简要介绍数字信道化, 旨在帮助读者理解数字信道化是收发机的接收和发射环节中信道 化的第二阶段。

数字信道化可帮助简化收发机设计,因此在物联网的应用中 人们对此技术很感兴趣。数字信道化可用于实现跳频解决方案, 而无须在模拟硬件中快速重新调谐时间。跳频将在第4章作为调 制解调器的一部分进行更详细的讨论。如果整个目标带宽都被数 字化了,数字信道化可以用来选择一个信号并随其快速跳跃。只 要前端信号不会被环境信号淹没并且不在饱和的频段内,这种方 法就可以实现。如果工作频带存在上述风险,则最好采用窄带解 决方案。鉴于物联网应用往往工作在发射功率明显受限的频段, 宽带前端是一个不错的选择。

当收发机在数字化后必须执行额外的信道化操作时,该过程 被称为"数字信道化"。该术语可应用于多种多址方案,包括 TDMA、FDMA和CDMA,以上技术将在第5章中讨论。许多无 线标准同时采用多种多址方案。常见的例子是由分成不同频率通 道的多个TDMA信号组成的系统,用于这种系统的收发机可以数 字化整个工作频带,然后通过数字信道化选择感兴趣的信道。

FDMA系统通常采用数字下变频器(Digital Down-Converter, DDC)和数字上变频器(Digital Up-Converter, DUC)。DDC和 DUC可以分别在接收机和发射机内的独立芯片中实现。宽带接收 机数字化阶段采用的数据速率通常太大,基带控制器无法处理。 将大数据速率信道化为小数据速率,使得其他设备有多种数据速率 可选择。DDC和DUC可以作为独立的商用货架组件(Commercial-Off-The-Shelf,COTS),这些组件也可以在FPGA上实例化。这是 收发机硬件异构处理的一种方式。

DDC 的简化框图如图 3.18 所示。DDC 利用两个相位正交 (90°异相)的正弦波来模拟欧拉公式,如式(3.2)所示。实际上, DDC 是一种直接转换架构。DDC 和直接转换架构的区别在于 DDC 是数字的,不会受到模拟组件对模拟直接转换前端架构造成 的任何影响,不存在 IQ 不平衡、DC 失调、本振泄漏或其他问题。 DDC 的操作如图 3.19 所示。DDC 使用本地生成的正弦波将信号 下变频至基带,然后隔离所选信号并降低采样率。奈奎斯特带宽 的减小证明了采样率已经降低的事实。

DDC 可用于从宽带前端选择较小的带宽。这种信道化的数字



图 3.19 DDC 操作

技术能够缓解失调。在这种策略中,DCR 可以调整其频带的干扰 中心,使其远离目标频带。DCR 的中心频率被调谐到偏离期望频 率至少一半的目标频带宽度。然后,DDC 将目标频带下变频到基 带,同时滤除 DC 不期望的共轭镜像信号。 图 3.18 中的 DDC 实现将实值带通信号转换为复值基带信号,这适用于射频采样或超外差前端。为了适应直接转换前端, 图 3.18 所示的数字混频必须改变为图 3.20 所示的数字复值混频。正弦函数前的负号表示该过程为下变频;如果正弦函数前面 是正号,则是上变频。



图 3.20 数字复值混频

数字上变频是在数字域中将基带上的复值信号转换为更宽的 奈奎斯特带宽的过程。DUC的简化框图如图 3.21 所示。将一个 复值基带信号引入 DUC 中,基带信号被插值到更高的采样率。然 后,利用相位正交的正弦波和欧拉公式将基带信号投影到一个新



的频率。DUC的操作过程如图 3.22 所示。在该例中,一个复值基带信号被转换为一个实值带通信号。DUC 可与 DCR 一起使用。 如图 3.20 所示,混频过程必须被修正,除非正弦信号为正。



图 3.22 DUC 操作

## 3.2.3 基带控制器

基带控制器控制信号接收和发送的所有功能。基带控制器设 置接收和发送信号时的中心频率、增益(或自动增益控制的设置 点)、信道化和需要处理的其他方面。基带控制器类似于手机应用 中常见的基带处理器。基带控制器在物联网应用中更为常见,而 基带处理器在手机应用中更为常见。这两个术语在制造商、应用 程序或其他语境有所不同。基带控制器可以是 COTS 设备,也可 以是运行用户定义软件的处理器。

基带控制器在基带处理信号,从而实现所需信号的调制和解 调(Modulation and Demodulation, MODEM)。文献[13]给出了该 系统的一个例子。在异构系统中,通过将解调数据发送到专用于 协议栈更高层的另一个设备中,并从该设备获取数据进行调制和 传输。在现代通信系统体系结构中,异构处理是非常普遍的。异构处理可以包含在一个片上系统(System-on-Chip,SoC)中。

根据设计,基带处理器可以直接连接到模拟前端,从而绕过数 字信道化的需要。这种配置如图 3.23 所示。在本例中,模拟前端 是窄带的,以排除进一步信道化的需要。基带控制器仅需简单地 接收整个数字信号。



图 3.23 窄带系统的基带控制

# 3.3 信道基础

信道是无线系统中开发人员无法设计的部分,物理世界和使 用系统的环境决定了信道。无线系统的开发人员可以对信道进行 建模,可以将经验数据与所建立的模型进行对比。因此,重要的是建 立一个信道基础,从而对信道进行建模,使得接收机可以减轻无线信 道施加的负面影响。本节将介绍无线系统信道组件的定义和模型。

### 3.3.1 什么是信道

当建立一个描述无线系统的基础时,首先要问的一个问题是: 什么是信道?如何区分不同的信道?如果调节了一个广播电台接

### 74 ◀ 物联网——无线通信、物理层、网络层与底层驱动

收机的信号,是真的改变了"通道"还是只简单地"改变了频率"? 答案可能是"两者皆有","信道"一词的含义需要根据上下文来定 义。这一点很重要。为了消除术语的歧义,在单词 channel(信道) 后面附加了各种限定语。教科书和无线标准将使用这些限定语来 表示不同类型的信道,例如"物理信道""逻辑信道""频率信道"等。

物理信道描述了信号传播的介质。物理信道会对通过它的数 据产生一些影响。通常这种影响是不好的。物理信道的若干模型 将在后面的章节中讨论。

逻辑信道是从一个复合信号中选择一些数据子集,逻辑信道的概念与多路复用的概念有关。如果单个信号包含 10 个不同用 户的数据,则该信号的逻辑信道将区分每个用户的数据。多路复 用技术将在后面的章节中详细讨论。

频率信道有一个预定义的频率,当该频率被选中时,它将提供 所需的信号。这意味着有时称为"广播频道"的"频率信道"可以被描述为"物理"和"逻辑"信道。频率信道的一个例子是无线电台,将其 射频接收机调谐到无线电台频率,选择其所需要的广播,并从物理信 道恢复所需的信号。频率信道的另一个例子是 GSM 的绝对射频信 道号(Absolute Radio-Frequency Channel Numbers, ARFCN),现在被 作为通用移动通信系统(Universal Mobile Telecommunication System, UMTS)的一部分。UMTS 将术语"逻辑信道"限制为频率 调谐后的进一步信道选择,这一事实证明了"信道"一词含义具有 语境性质。

### 3.3.2 简单物理信道模型

目前存在几种物理信道模型,这些模型并不一定是单独使用的,不同的物理信道模型可以结合起来,形成一个更加健壮的无 线链路模型。本节将单独介绍几个模型,然后将这些模型结合 起来。

#### 1. 大尺度衰落信道与链路预算分析

本节将介绍大尺度衰落和链路预算。链路预算分析是一种试 图确定当一个信号传输到一个距离较远的接收机时所产生的功率 损失的方法。

链路预算确定无线链路的接收功率,同时考虑发射功率、天线 增益、传播损耗和信道容限。保证接收端的最小信号功率是很重 要的。链路余量考虑到这一点,并根据影响接收信号功率的各种 信道效应进行计算,使其不受传播损耗的影响。

衰落是一种影响传输功率的物理现象。大尺度衰落表示在长距离范围持续影响传输功率的衰落。在大尺度衰落中,需要考虑路径损耗。式(3.5)说明了路径损耗和距离之间的关系。路径损耗与相对距离的 n 次方成正比。指数 n 与工作环境相关。对于视距链路(Line-of-Sight,LOS),指数通常为 2。无线标准或其他规范将根据环境测量信息,为非视距链路提供指数值。非视距链路常用的指数是 4。

$$L_{\rm p} \propto d^n$$
 (3.5)

简化的链路预算遵循弗里斯传输公式为:

 $P_{\rm r} = P_{\rm t} + G_{\rm t} + G_{\rm r} - L_{\rm p} \tag{3.6}$ 

其中, $P_r$ 是天线接收功率,参考单位为分贝(dBm、dBW等); $P_t$ 是 天线发射(原书有误)功率,参考单位为分贝(dBm、dBW等); $G_t$ 是发射天线增益,单位为 dBi; $G_r$ 是接收天线增益,单位为 dBi; $L_p$ 是路径损耗,单位为 dB。

天线增益与天线方向性成正比,天线的方向性与天线的波束 宽度有关。通过将辐射功率集中在一个优选方向来增加增益,因 此具有高增益的天线必须指向其预定目标。

天线增益和天线方向性之间的关系可以表示为

$$G = \varepsilon D \tag{3.7}$$

其中,D 是天线的方向性; ε 是天线的效率。

相对于各向同性天线,增益是以分贝为单位测量的。各向同 性天线是一种只存在于理论中的理想天线。各向同性天线向各个 方向均匀地发射功率,而有增益的天线则不能。

在无线系统设计中使用定向天线被称为扇区化。例如,发射 基站可以使用三个 120°定向天线,这使得基站能够 360°全方位覆 盖,为无线链路提供增益。这些天线覆盖的方位角为 360°,还存在 仰角问题。

全向天线是在水平方位上均匀地发射功率,但在仰角上不均 匀地发射功率的天线。天线的方向图有点像甜甜圈,这个比喻似 乎不太恰当,因为全向天线的仰角波束宽度有限。任何一个全向 天线所覆盖的仰角都是变化的。覆盖的仰角越小,全向天线的增 益越大。低增益全向天线的增益约为2 dBi,可以覆盖非常大的 仰角。

天线高度也影响天线之间的接收能力。障碍物可通过天线几 何结构引起信号的附加衰减。如果信号需要经过一个障碍物到达 预定的接收天线,那么该信号将受到衰减。但为了分析方便,系统 的物理环境中的这些细节将被忽略。

对于链路预算分析,路径损耗可以计算如下

$$L_{p} = n \times 10\log_{10}(d) + 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)$$
(3.8)

其中,λ 是无线信号的波长,d 是发射机之间的距离,n 是大尺度衰 落指数。

波长是影响路径损耗的一个因素,因为波长决定了天线的尺 寸。较大的天线能够覆盖更大的区域,从而可以被发射机的功率 辐射到。而用于较小波长(较高频率)的较小天线覆盖较小的 面积。

注意,由波长决定的天线尺寸引起的损耗不受大尺度衰落指数的影响。天线尺寸引起的损耗也不受距离的影响。

考虑了大尺度衰落后,链路预算需要为其他影响因素提供裕 度。这些影响包括物理现象,例如对数正态阴影衰落和多径衰落。 其他信道损耗将稍后讨论。传输公式现在变成

 $P_{r} = P_{t} + G_{t} + G_{r} - L_{p} - L_{m}$  (3.9) 其中, $L_{m}$  为随机信道损耗引起的预期损失。

我们试着来计算一个例子。蓝牙标准指定的接收机参考灵敏 度为一70 dBm。接收机灵敏度由标准定义为接收机处的信号强度 (输入功率)。标准要求接收机的误比特率要达到 0.1%。三级发 射机以 0 dBm 发射,这是一个必备条件。很明显,该标准是为了使 用非常便宜的组件和低性能的射频硬件接口而创建的。

发射天线和接收天线都是全向的,增益为2 dBi。链路余量为 10 dB。工作频带为2.4 GHz的 ISM。该链路为简单的视距链路。 在最小接收功率为一70 dBm 的情况下,该链路的最大距离是 多少?

首先,求解最大允许的路径损耗。

 $L_{p} = P_{t} - P_{r} - L_{m} + G_{t} + G_{r}$  (3.10) 最小接收功率为-70 dBm,10 dB 的链路余量将此值增加到 -60 dBm。接收天线和发射天线的增益有所增加,允许接收功率 为-64 dBm。这意味着路径损耗必须限制在 64 dB。

现在已知最大允许路径损耗为 64 dB,可以将其与距离联系起来。根据式(3.8)中的定义,路径损耗有两个求和分量:一个分量 是距离的函数;另一个分量是波长的函数。首先,计算由波长决定 的路径损耗分量:

$$20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)$$

其中,频率为 2.40×10<sup>9</sup> Hz,光速为 3.0×10<sup>8</sup> m/s,则波长 λ 为 0.125 m,计算可得损耗为 40.05 dB。

可以看出,由于天线尺寸较小,工作频带(2.4 GHz)导致 40 dB

的损耗,这意味着距离引起的路径损耗必须限制在 24 dB,有:

 $n \times 10\log_{10}(d)$ 

链路为视距链路,因此大尺度衰落指数为2。求解得到的最大 距离为15.84 m。如果链路是非视距链路,则大尺度衰落指数为4, 最大距离为3.981 m。

上面计算的两个最大范围都远远超出了预期的工作范围。不同电源等级的蓝牙设备预期工作范围列于表 3.2 中。3 级设备预计只能在1m范围内工作。3 级设备的工作范围远远小于 15.84 m。 那么,上述计算中没有考虑的损失是多少呢?在1m的短距工作范围内,很难在接收机和发射机之间设置像砖墙一样的障碍物。 此外,表 3.2 显示了距离和预期功率之间的线性关系。

等 级	功率/mW	工作范围/m
1	100	100
2	2.5	10
3	1	1

表 3.2 蓝牙功率等级和工作范围

式(3.5)中不存在指数为1的情况。然而,有一个明确的预期:当功率增加到100 mW时,工作范围将增加100 倍。

这意味着3级设备和系统将非常便宜,但使用非常便宜的组件会产生链路损失。例如,使用的天线可能效率很低,为了达到预期的误比特率,解调器可能需要非常高的信噪比。相比之下,1级设备预计使用的有损组件要少得多。

#### 2. 加性高斯白噪声信道

大尺度衰落为信号在远距离传播时的功率损失提供了模型。 但为什么要考虑大尺度衰落呢? 是什么阻碍接收机恢复非常微弱 的信号? 答案主要是噪声。接收机中的噪声阻碍接收机恢复微弱 信号。 加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信 道模拟了由于热能引起的通信系统的固有噪声。AWGN中的每 个术语都有特定的含义。

(1)加性:噪声信号是加在接收信号上的,而不是与接收信号 卷积或相乘,因此噪声信号用术语"加性"来描述。这种噪声被建 模为在接收机开始处添加的随机信号。AWGN 信道可以单独地 用于确定理论误比特率性能。当与其他信道模型一起使用时,信 号经过其他信道模型后,AWGN 信道模型必须直接放置在接收机 之前。传播损耗不会降低 AWGN 信道产生的噪声。AWGN 不对 发射机产生任何影响,AWGN 信道模拟的是接收机的噪声。

(2) 白噪声:噪声信号的每个样本都独立于其他样本。因为 每个样本是独立的,所以噪声信号的自相关性会产生一个脉冲函 数。随机信号的功率谱密度是自相关函数的傅里叶变换。因此,噪 声信号自相关函数的傅里叶变换在所有样本中都是常数。随机过程 的频域表示是以每赫兹上的功率大小为单位测量的功率谱密度。由 于噪声的频谱是平坦的,因此可以描述其功率谱密度为 N<sub>0</sub>。以功率 单位衡量的噪声功率只能在定义了带宽后才能确定,如式(3.11)所 示。N<sub>p</sub> 为噪声功率,B 为接收机带宽,N<sub>0</sub> 为噪声功率谱密度。在 没有定义带宽的情况下,接收机的噪声功率是无限的<sup>[2]</sup>。

$$N_{\rm p} = BN_{\rm 0} \tag{3.11}$$

(3)高斯噪声:噪声信号是独立随机噪声源合成的结果。根据中心极限定理,这种由多个小噪声源构成的随机复合信号具有高斯分布的特性。其物理原因超出了本章的讨论范围,关于中心极限定理和物理噪声源的更多信息见文献[2]。

AWGN 的定义提供了对随机信号的描述,可以用来模拟接收 机中固有的噪声。该噪声的功率谱密度取决于噪声源温度和接收 机的有效噪声系数。文献[4]和文献[2]详细讨论了噪声系数和噪 声温度。

#### 3. 结论:简单传播信道

大尺度衰落提供了可以计算信号传输功率损失的预测模型。 接收机中的 AWGN 提供可以预测发送信号克服的破坏性噪声数 量的模型。接收信号的功率与接收机带宽内噪声的功率之比为信 噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)。SNR 与每比特能量( $E_b$ )相 关,噪声功率与噪声功率谱密度  $N_0$  直接相关。比值  $E_b/N_0$  可用 作解调器设计的一个参数。给定比值  $E_b/N_0$  的情况下,可测试误 比特率,而误比特率取决于解调器实现的细节。

接收机设计中存在两个潜在障碍:接收机硬件质量太低,无法 向解调器提供足够的 $E_b/N_0$ ;解调器质量太低,无法利用接收机 硬件能够提供的 $E_b/N_0$ 。链路余量允许设计者在满足标准设置的 最小误比特率的前提下,避免使用代价高昂的组件。

例如,蓝牙标准指定最小接收机灵敏度为-70 dBm。在这个限度下,标准规定原始误比特率应为 0.1%或更低。因此,接收机硬件必须能够以-70 dBm 的灵敏度接收信号,并向解调器提供具有足够的  $E_b/N_o$  的数字信号,使得原始误比特率等于或低于 0.1%。0.1%的原始误比特率表示保持闭合蓝牙链路所需的最低性能水平。"原始误比特率"表示没有进行纠错。

噪声功率可以通过接收机带宽和等效噪声温度来计算<sup>[2:4]</sup>。在 正常环境温度(290 开氏度)下,噪声功率谱密度将为一174 dBm/Hz。 在本例中,假设接收机的廉价组件将频谱密度增加 26 dB,从而产 生一148 dBm/Hz 的噪声基底。对于蓝牙,将接收机带宽设置为次 优的 2 MHz。

在最小接收机灵敏度示例中,如果在-70 dBm 处接收到信号,这将提供15 dB的 SNR。解调器必须能够在此 SNR 下以 0.1%的误差解调信号。这合理吗?

要回答这个问题,必须看看误比特率曲线。误比特率曲线给

出了给定  $E_{\rm b}/N_{\rm o}$  情况下的误码概率。注意,误比特率曲线不是根据 SNR 绘制的。接收的 SNR 必须转换为  $E_{\rm b}/N_{\rm o}$ 。

# 3.4 误比特率和误符号率

在无线系统的设计中会讨论多种错误率,包括帧错误率、数据 包错误率、误比特率和误符号率等。误比特率和误符号率是最常 讨论的两个错误率。误比特率是单个比特的传输错误率;误符号 率是传输符号的错误率。

误符号率在数学定义和实验测量上均为 *E*<sub>s</sub>/*N*<sub>0</sub> 的函数,即以 焦耳(J)为单位测量的每个符号的接收能量(*E*<sub>s</sub>)与以瓦特/赫兹 (W/Hz)为单位测量的噪声谱密度(*N*<sub>0</sub>)的函数。W/Hz 是功率谱 密度的单位,可以看作能量单位的另一种表示。

信号能量的定义如式(3.12)所示。 $E_x(t)$ 表示某个信号 x 在 某个时间 t 的能量,  $E_x$  随时间变化的瞬时功率的积分。在这种情 况下, 功率是以瓦特(W)等标准单位来衡量的。能量可以用焦耳 等相应的单位来测量。

$$E_x(t) = \int_{-\infty}^t P_x(\tau) d\tau \qquad (3.12)$$

给定符号的能量定义如式(3.13)所示。*E*<sub>s</sub>[*n*]表示第*n*个符号的能量。第*n*个符号的能量是该符号在该时间间隔内传递的能量的积分,此时间间隔基于符号周期*T*<sub>s</sub>。

$$E_{s}[n] = \int_{(n-1)T_{s}}^{nT_{s}} P_{x}(\tau) d\tau \qquad (3.13)$$

由式(3.12)和式(3.13)可知,需要知道符号的确切波形和 作为时间函数传递的瞬时功率。确定在每个符号间隔中传递 的能量的一个更快的方法是将信号的平均功率与符号周期相 乘,可获得每个符号的平均能量的近似值。该乘积如式(3.14) 所示。

$$\overline{E_s} = \overline{P_s} T_s \tag{3.14}$$

由式(3.14)可知,可以根据符号周期和接收功率快速得出每 个符号的能量值。假设符号周期是符号速率 R 的倒数,结合 式(3.14)和式(3.11)得到式(3.15),该式显示了 SNR 和  $E_s/N_0$ 之 间的简化关系。接收机带宽除以符号速率的比率作为 SNR 的系数, 以将该值转换为  $E_s/N_0$ 。然后,可以使用  $E_s/N_0$  来预测误符号率。

$$\frac{\overline{E_s}}{N_0} = \frac{\overline{P_s}B}{N_0R} = \frac{B}{R} \text{SNR}$$
(3.15)

如果波形的调制阶数是 2,意味着只能发送"1 和 0",那么术语 "比特"和"符号"是同义的。如果使用高阶调制方案,则调制后每 个符号发送多个比特。因此,在高阶调制中,误符号率和误比特率 是不同的。

这里还需讨论其他背景和细微差别。如果使用了前向纠错,则 可以在"数据位"和"码位"之间进行区分。这就是说,可以容忍"码 位"中的某些错误,并且不会导致"数据位"中的错误。许多无线标准 (例如蓝牙)指定最大误比特率,意味着在应用前向纠错之前可以按 比特位进行解释。如果正在讨论误符号率,则可以回避这种细微差 别,并且会明确地描述由无线波形的接收和解调引起的错误。

特定系统的误符号率完全取决于实现该系统的接收机。这是 因为有多种方法来解调给定信号。误符号率与所选解调方法有函 数关系。例如,二进制频移键控(BFSK)信号可以相干解调或非相 干解调。BFSK 的非相干解调基于相关性或鉴频器,这种实现方式 可以降低误比特率曲线,也可以降低成本,不需要选择最佳的误比 特率曲线,只需要满足无线链路的要求。

3.2.2 小节提到了链路余量。链路余量解释了对数正态阴影 衰落、多径衰落和其他损耗。

次优的接收机设计在链路预算中通常不被视为"损耗"。但 是,不好的性能肯定会对整个系统有所影响。这里有一个重要的 区别,链路预算可以保证接收端的最小信号功率,前提是接收机能 够在该接收信号功率下解调信号,并且不会遭受如此高的误比特 率以至于使无线链路不可用。然而,如果想要制造一个价格合适 但次优的接收机,则需将接收机最小灵敏度提高。

前面的例子中,在 SNR 为 15 dB 的情况下接收信号,在两倍于数据速率的情况下,接收机带宽将大于所需带宽。蓝牙的基本速率工作在调制阶数为 0.315 的两级 CPFSK 中。这些术语将在第4章中进行解释。

由于调制方案是两级的,所以符号能量就是比特能量,根据式(3.15),此接收信号的 $E_b/N_0$ 为12 dB,因为接收机的噪声带宽是数据速率的两倍。

图 3.24 描绘了存在 AWGN 的情况下该调制方案的误比特率 曲线。该曲线图没有考虑高斯脉冲整形,12 dB 的  $E_b/N_0$  将得到 小于 0.01%的误比特率。高斯脉冲整形将在第 4 章中讨论。



图 3.24 CPFSK h=0.315 的误比特率曲线

84 ◀ 物联网——无线通信、物理层、网络层与底层驱动

# 3.5 复杂信道

在 3.3 节的基础上,本节将向信道响应添加随机元素。3.3 节 介绍了由传播引起的大尺度衰落。该传播损耗和与损耗有关的接 收信号功率将和 AWGN 一起影响误比特率或误符号率。本节将 介绍与地面信道相关的更多更复杂的概念。深入研究电磁波在各 种地形特征和障碍物环境中的传播超出了本书的范围,感兴趣的 读者可以阅读文献[14]和文献[3]。

### 3.5.1 阴影和大尺度衰落

信号在大距离的大尺度衰落中存在随机扰动。为了解释这些随机扰动,在式(3.6)中加入了一个随机项。这些扰动对路径损耗的随机贡献遵循高斯分布或正态分布。由于随机附加损耗在对数 尺度上服从正态分布,这种分布称为对数正态分布。当附加损耗 以分贝的形式加在路径损耗中时,只是高斯随机变量。

### 3.5.2 小尺度衰落与多径信道

文献[14]对小尺度衰落进行了很好的描述。图 3.25 用一个随机模型说明了链路预算规划,并详细说明了每个影响因素。该 图展示了如何进行链路估算来分析非确定性信道效应。*x* 轴表示 距离,*y* 轴表示功率。信号功率损失的主要原因是大尺度衰落、接 近最坏情况下的路径损耗值变化和接近最坏情况下的瑞利小尺度 衰落。

第一个效应是传输引起的功率损耗。随着距离的增加,功率 降低。这种路径损耗是确定的。

由路径损耗引起的功率损耗是由阴影衰落导致的不确定性大



图 3.25 衰落信道的链路预算

规模损耗的平均值。阴影衰落是一种对数正态随机损耗,以路径 损耗后剩余的期望功率为中心。小尺度衰落引起的损耗被加入大 尺度衰落中。链路余量旨在为98%~99%的各种类型的衰落(大 尺度和小尺度)变化提供合适的接收信号功率。为此,将小尺度衰 落概率分布的平均值置于阴影衰落的下尾端(标记98%)。然后, 从小尺度衰落的末端获取期望接收功率。这种最坏情况分析允许 系统设计者规划足够的链路预算。

小尺度衰落表示接收信号的幅度和相位的变化,这些变化是 由接收机和发射机之间的位置的微小变化引起的。这与具有大距 离效应的大尺度衰落形成对比。本节将首先讨论静止节点的小尺 度衰落现象,然后讨论移动节点的小尺度衰落现象。

大尺度衰落和 AWGN 可以结合起来建立一个信道模型,在该模型中,传输距离被限制在能够使接收机恢复出发射信号的 SNR

范围内。正如讨论大尺度衰落时所提到的,物联网链路预算通常 在 SNR 所需的最小和在工作距离处接收的 SNR 之间建立一个很 宽的裕度。这在一定程度上取决于物联网的使用环境。这些环境 通常是室内环境。室内环境是多径环境,会对接收信号造成卷积 损耗。当 AWGN 是加性损耗,而大尺度衰落是乘法(标量)损耗 时,多径信道引入卷积损耗意味着信道的效应是在发射机和接收 机之间添加带有一些存储器的滤波器。

多径环境是指发送信号到接收机具有多条路径的环境。有时 将射频传输视为一种光线传输有助于理解;也就是说,发射天线试 图"照亮"接收天线。在此基础上,考虑一个屋子里有很多镜子,由 反射引起的光学错觉会使一个物体在几个地方出现好几次。这就 是一个多径环境,人的眼睛是接收机。从一个物体发出的光有多 条路径到达人的眼睛。每条路径都有不同的相位和角度。

多径环境有三种基本机制:反射、衍射和散射。

(1)反射:发射的信号能从物体上反射出来,并重新定向到接收机。这种效果就像镜子一样。

(2) 衍射: 发射的信号被一个大的物体阻碍传播,在障碍物后 面形成二次波。

(3)散射:散射就像粗糙镜面的反射。当发射信号从粗糙表面反弹时,能量向各个方向扩散。

这三种物理现象为信号一次发射、多次到达接收机提供了手段。如图 3.26 所示,信号从一个直接路径和两个反射路径到达接收机。

反射路径比直接路径的总距离大。更长的距离会导致更大的 路径延迟和损耗,如图 3.27 所示。接收功率按时间延迟绘制。时 间延迟表示从发射机发送信号到该信号到达接收机之间的延迟。 对于任何传输,当信号以光速穿过发射机和接收机之间的距离时, 都会有一些时间延迟。图 3.27 中τ。处具有最大功率,代表常见的



图 3.26 三路径传播示例

传播延迟和传播损耗。不久之后,同样的信号再次出现在接收机 上。这些相同信号的再次出现是由于多径传播引起的。每个附加 路径与主路径都有延迟和信号衰减。附加路径的延迟和功率被归 一化到主路径中。



图 3.27 三路径传播示例:功率延迟

多径环境可以建模为有限冲激响应(FIR)滤波器。功率延迟 曲线可以被视作建模为 FIR 滤波器的"信道滤波器"中的系数。因 此,信道具有信道冲激响应,如图 3.28 中的组合信道模型所示。 88 ◀ 物联网──无线通信、物理层、网络层与底层驱动



该信道具有冲激响应 h(t),并且噪声在接收机之前添加。

图 3.28 组合信道模型

信道冲激响应可能会"污染"符号,导致符号能量超过符号周 期,并混入其他符号中,这种干扰称为"符号间干扰"(ISI)。ISI 对 于接收机来说是一个严重的问题,需采用技术手段来解决这个问 题。其中一些方法可在发射机处缓解。如果传输波形不具有适当 的频带限制,则信道冲激响应可能会产生更多不期望的影响。这 将在下一章中进一步讨论。

无线物联网的真实环境包括办公楼、公寓楼和工厂。无线物 联网在充满障碍物、反射、衍射和散射的环境中工作。对任何一个 环境的物理特性的全面分析都是非常重要的。此外,每个环境都 是独特的。文献[15]提供了物联网相关的信道模型。文献[16]比 本章更详细地介绍了信道建模,并且对阅读文献[15]中概述的模 型有所帮助。

# 参考文献

- 1 R. G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2010.
- **2** B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- **3** T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- 4 D. Pozar, Microwave Engineering. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005.
- 5 A. Parssinen, Direct Conversion Receivers in Wide-Band Systems. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2001.

- 6 J. Tsui, Digital Techniques for Wideband Receivers. Raleigh, NC: SciTech Publishing, 2001.
- 7 E. H. Armstrong, "A new system of short wave amplification," *Proc. IRE*, vol. 9, no. 1, pp. 3–11, 1921.
- 8 A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," IEEE J. Solid-State Circ., vol. 30, no. 12, pp. 1399–1410, 1995.
- 9 B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers," IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process., vol. 44, no. 6, pp. 428–435, 1997.
- 10 M. Windisch and G. Fettweis, "On the impact of I/Q imbalance in multi-carrier systems," in *IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, New Orleans, LA, May 2007, pp. 33–36.
- 11 S. Ellingson, "Correcting I-Q Imbalance in Direct Conversion," The Ohio State University, ElectroScience Laboratory, 2003.
- 12 J. H. Reed, Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- 13 K. Chen and H. Ma, "A low power ZigBee baseband processor," in Int. SoC Des. Conf., Busan, South Korea, Nov. 2008, pp. I-40–I-43.
- 14 B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems. Part I: Characterisation," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 9, pp. 136–146, 1997.
- 15 A. Molisch, K. Balakrishnan, C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, and K. Siwiak, IEEE 802.15.4a Channel Model Final Report, 2004.
- 16 F. P. Fontan and P. M. Espineira, Modeling the Wireless Propagation Channel: A Simulation Approach with MATLAB, John Wiley & Sons Ltd., 2008.