



国际信息工程先进技术译丛

WILEY

# 人体区域通信——信道建模，通信系统及EMC

**Body Area Communications: Channel Modeling, Communication Systems, and EMC**

Jianqing Wang 著  
Qiong Wang

刘凯明 余春东 译



机械工业出版社  
CHINA MACHINE PRESS



## 关于本书

- 为读者提供了对这一新兴领域的简明介绍，主要内容基于作者在教学过程中所使用的、经过了不断完善的教学资料；

- 对IEEE802.15.6标准最新进展的详细介绍；

- 从最基本的物理规律介绍开始，再到对有用的数学模型的介绍，最后是对实际应用问题的考虑与分析；

- 不仅涵盖了物理电磁学理论以及通信理论，还涉及了生物学理论及应用；

- 探讨的技术问题包括：链路预算分析、误码率性能分析、RAKE及分集接收技术；用于评估对人体安全性的SAR分析方法；对植入式心脏起搏器中电磁干扰问题的建模方法，等等；

- 在WILEY网站上提供了MATLAB®及Fortran程序可供下载。

本书对于那些对体域网感兴趣的研究生、工程师、研究人员，以及那些有志于发挥其在信号处理、应用开发及实施、集成电路设计、仪器仪表、软件工程、硬件/软件优化、分布式处理及通信领域的专业特长，并将这些特长应用于体域网中的专业人员，都将是一本理想的参考书籍。而那些正在从事生物医学工程方面的工作，并且有兴趣将其专业特长扩展至无线通信领域的研究人员及工程师，也将会发现本书是一本非常有帮助的参考资料。



国际信息工程先进技术译丛

# 人体区域通信—— 信道建模， 通信系统及 EMC

Jianqing Wang 著

Qiong Wang

刘凯明 余春东 译



机械工业出版社

本书首先介绍了在人体区域通信的各个可用频段上，人体的基本电磁特性以及对这些特性建模的方法，接下来介绍了用于人体信道建模的典型分析方法。基于这些基础知识，本书重点对3个主要领域的内容进行了介绍：人体信道建模、调制/解调性能分析和电磁兼容问题。全书沿着从理论到实践的脉络，从最基本的物理规律介绍开始，再到对有用的数学模型的介绍，最后是对实际应用问题的考虑和分析。

# 译者序

随着无线通信技术的发展以及人们生活需求的不断提高，无线通信所关注的焦点也逐渐从传递信息扩展到人类自身。继广域网、城域网、局域网、个域网之后，无线通信技术终于进入这个与人类个体联系最紧密的区域——体域网（Body Area Network, BAN）。

体域网近年来已经成为无线通信领域新的关注热点。一方面由于全球人口老龄化趋势不断加剧，使得人们对新的医疗、保健手段的需求日趋迫切，其中涉及病理诊断、生理监测、慢性病治疗、疾病预防、残障辅助等诸多方面；另一方面，人们希望自身感知世界的末梢不断扩展和延伸、获取信息的能力不断增强，由此诞生出许多围绕人体自身的诸如娱乐、商务、安全、辅助增强等应用需求。此外，体域网在军事领域也极具应用前景。

体域网的发展与应用仍然面临着诸多挑战。首先，体域网实际上是涉及电磁理论、通信理论、生物医学理论的交叉学科，其中很多问题都需要建立新的模型、发展新的方法来研究解决；其次，电磁信号与人体之间相互作用与影响的规律还存在许多未知问题，这关系到人体的安全与器件稳定性，这方面的认知还有待进一步深入；最后，在数据的可靠传输、器件的小型化与低功耗设计等方面，将面临新的、更高的要求，实现难度巨大。

本书的一大特色在于，不仅涵盖了物理电磁学理论以及通信理论，还涉及了生物学理论。全书沿着从理论到实践的脉络，从最基本的物理规律介绍开始，再到对有用的数学模型的介绍，最后是对实际应用问题的考虑和分析。书中的内容来源于作者对自己及其他学者研究成果的总结，同时这些内容已经在作者的教学工作中使用过并经过了不断完善。

全书共分为8章，第1章对人体区域通信的概念、应用领域、工作频段以及国际标准等内容进行了介绍。第2~3章分别介绍了人体的电磁特性和电磁学领域常用的几种数值分析方法，这些内容为人体区域通信信道建模、人体安全性评估等工作提供了重要的基础理论和方法。第4~6章分别介绍了人体区域通信中的信道模型、调制/解调技术以及系统性能分析方法，这些内容能够为系统设计开发、关键技术研究等工作起到很好的指导与帮助作用。第7章介绍了电磁兼容性问题，包括两方面内容——评估人体区域通信系统对人体安全性影响的SAR分析方法、心脏起搏器电路中的电磁干扰建模与分析。人体安全性与电磁干扰是实际应用中需要重点考虑的问题，第7章的内容向我们提供了一些富有启发性与借鉴意义的思路和方法。第8章对全书内容进行了总结并对未来工作面临的挑战进行了展望。

正如原作者所介绍的, 本书对于那些对体域网感兴趣的研究生、工程师、研究人员, 以及那些有志于发挥其在相关领域的专业特长、并将这些特长应用于体域网的研究、设计与开发中的专业人员, 都是一本理想的参考书籍——引导读者从入门开始, 逐步去认识一些更深入、更前沿的问题。

本书的前言、第 1 章和第 8 章由余春东教授翻译, 第 2~7 章由刘凯明副教授翻译, 全书由刘凯明副教授负责审校。程小雨、侯俊单、范媛媛、付昊同学参与了本书的部分整理及校对工作。本书的出版得到了许多人的支持和帮助, 在此向所有为本书的出版给予支持和帮助的人们致以最诚挚的感谢!

由于译者水平有限, 加之时间仓促, 译文还有不妥甚至错误之处, 敬请广大读者不吝批评指正。

最后, 译者再次感谢机械工业出版社对本书翻译工作的大力支持与帮助。

译者

2014 年 8 月于北京

# 前 言

过去的数十年见证了在人体区域，即紧邻人体的周边环境范围内，人们对无线通信的需求以及相关应用的快速增长。这些需求与应用主要围绕在用户识别、保健和医疗应用中，对个人信息的无线传输与联网。人体区域通信技术使得这些需求与应用变得更加可行。与传统的无线通信相比，在人体区域通信中，人体充当了通信的媒质——有时候是不利的，有时候则是有益的。这无疑是对传统无线通信的一种大胆创新。正如所预料的那样，当人体作为一种通信媒质时，它与传统的无线通信媒质（空气），具有不同的特性。如今，越来越多的人正在努力探索人体内在的未知特性，以使人体区域通信能够更好地服务于人们的生活。

正如这一领域中许多研究人员所注意到的，人体区域通信作为一项新兴技术，不仅在娱乐及用户身份识别应用领域，也在日常保健和医疗应用领域具有广阔的发展前景。它所涵盖的知识范围包括了无线通信、生物电磁学领域。实际上，本书的两位作者已经在无线通信领域从事了很多年的研究工作。本书的第一作者，最初曾在企业和研究所工作了6年，以继续他在博士期间的研究工作——设计开发用于移动通信及个人计算机通信的无线收发器/系统；随后他进入大学工作，并开始从事与生物医学相关的电磁兼容性问题研究。2005年，当他成为一名全职教授时，他意识到自己同时具备的无线通信和生物电磁学领域的研究背景，非常适合去从事人体区域通信这一新领域的研究工作。这也促使我们开始了人体区域通信领域全面的研究工作。

然而，到目前为止，还没有一本书籍能够系统和完整地介绍该领域的知识，并能够作为初学者的入门教材。两年前开始，我们分别为名古屋工业大学的研究生和德累斯顿工业大学的本科、硕士生开设了这门课程。在准备课程教材的过程中，我们开始考虑如何对我们的研究工作进行整理和汇总，以编写出一本系统性的、介绍性的书籍。幸运的是，John Wiley 国际出版公司的高级责任编辑 James Murphy 先生为我们提供了这样一个宝贵的机会。应 James Murphy 先生的盛情邀请，我们在2010年的一个国际会议上会面，并讨论了这本书的内容。

本书试图为那些想要了解人体区域通信领域知识或从事该领域研究工作的研究生和初级工程师、研究人员提供一本入门参考教材。全书首先介绍了在人体区域通信的各个可用频段上，人体的基本电磁特性以及对这些特性建模的方法，接下来介绍了用于人体信道建模的典型分析方法。基于这些基础知识，本书重点对3个主要领域的内容进行了介绍：人体信道建模、调制与解调性能分析和电磁兼容问题。本书大部分内容都是基于我们实验室的研究工作整理而成。

本书将从入门教程的角度对以下一些内容进行详细介绍：

- 人体区域通信的可用频段以及预期的应用；
- 人体在不同频段的电磁特性以及对这些电磁特性建模的方法；
- 不同频段下信号的主要传播机理；
- 体内通信与体表通信的信道模型；
- 人体区域通信中的调制与解调方法以及差错概率分析；
- 在不同可用频段下，体表和体内通信的各种调制与解调方案所对应的链路预算分析、误码率性能分析、RAKE 接收及分集接收技术；
- 在不同可用频段下，用于评估人体安全性的比吸收率（SAR）分析；
- 基于电磁场方法及电路方法的植入式心脏起搏器中电磁干扰建模；
- 一些有用的计算机代码——用于生成信道模型、分析误码率以及估算比吸收率。

本书的完成得益于很多人的无私奉献与帮助。首先，深深感谢责任编辑 James Murphy 先生为我们提供了宝贵的撰写机会，感谢策划编辑 Shelley Chow 女士在整理原稿期间给予我们的巨大帮助以及她的极大耐心，没有他们的支持与努力这本书不可能出版。其次，借此机会对 5 位审稿人表示感谢，他们提供了许多建设性的意见和建议，帮助我们最终完成了全书的撰写。第三，感谢名古屋工业大学实验室的同事和学生们，尤其是 Daisuke Anzai 博士和 Jingjing Shi 博士，他们为书中的分析及实验数据做出了重要贡献。最后，我们也要感谢我们的家人：第一作者的家人 Su-fang、Moe 和 Mizuki，第二作者的家人 Hui 和 Nina，我们用了大部分的闲暇时间来撰写这本书，因而不能陪伴他们——对此我们深感抱歉，非常感谢他们的支持与理解！

我们衷心地希望，对于初涉人体区域通信这一新兴的、令人振奋的研究领域的人员来说，本书能够成为一本既有趣、又有用的入门书籍。

Jianqing Wang

名古屋工业大学

Qiong Wang

德累斯顿工业大学



# 目 录

译者序

前言

<b>第 1 章 认识人体区域通信</b> .....	1
1.1 定义 .....	1
1.2 应用前景 .....	2
1.2.1 医疗与保健应用 .....	2
1.2.2 残疾人辅助 .....	6
1.2.3 消费电子产品与用户识别 .....	6
1.3 可用频段 .....	7
1.3.1 UWB 频段 .....	7
1.3.2 MICS 频段 .....	8
1.3.3 ISM 频段 .....	9
1.3.4 HBC 频段 .....	9
1.4 标准化工作 (IEEE 802. 15. 6 – 2012 标准) .....	10
1.4.1 窄带 PHY 规范 .....	11
1.4.2 UWB 频段 PHY 规范 .....	12
1.4.3 HBC 频段 PHY 规范 .....	14
参考文献 .....	16
<b>第 2 章 人体电磁特性</b> .....	18
2.1 人体的组成 .....	18
2.2 与频率相关的介电特性 .....	19
2.3 人体组织特性建模 .....	20
2.4 与年龄相关的人体组织特性 .....	27
2.5 透入深度与频率的关系 .....	31
2.6 体内吸收特性 .....	34
2.7 体表传播机理 .....	37
2.8 绕射特性 .....	42
参考文献 .....	45
<b>第 3 章 电磁分析方法</b> .....	46
3.1 时域有限差分方法 .....	46
3.1.1 公式表述 .....	46

3.1.2	吸收边界条件 .....	49
3.1.3	场的激励 .....	52
3.1.4	FDTD 方法流程图及代码 .....	53
3.1.5	频率相关的 FDTD 方法 .....	56
3.2	MoM - FDTD 混合方法 .....	58
3.2.1	矩量法的公式表述 .....	59
3.2.2	散射场 FDTD 的公式表述 .....	61
3.2.3	MoM 和 FDTD 方法的混合 .....	61
3.3	有限元法 .....	63
3.4	数字人体模型 .....	67
	参考文献 .....	71
<b>第 4 章</b>	<b>人体区域信道建模 .....</b>	<b>72</b>
4.1	引言 .....	72
4.2	路径损耗模型 .....	73
4.2.1	自由空间路径损耗 .....	73
4.2.2	体表 UWB 频段路径损耗 .....	74
4.2.3	体内 UWB 频段路径损耗 .....	80
4.2.4	体内 MICS 频段路径损耗 .....	84
4.2.5	HBC 频段路径损耗及等效电路表示 .....	87
4.3	多径信道模型 .....	96
4.3.1	Saleh - Valenzuela 冲激响应模型 .....	97
4.3.2	体表 UWB 信道模型 .....	97
4.3.3	体内 UWB 信道模型 .....	109
	参考文献 .....	114
<b>第 5 章</b>	<b>调制与解调 .....</b>	<b>117</b>
5.1	引言 .....	117
5.2	调制方式 .....	118
5.2.1	ASK、FSK 和 PSK 调制方式 .....	118
5.2.2	IR - UWB 方式 .....	120
5.2.3	MB - OFDM 方式 .....	123
5.3	解调与错误概率 .....	127
5.3.1	ASK、FSK 和 PSK 信号的最佳解调 .....	127
5.3.2	ASK、FSK 和 PSK 信号的非相干检测 .....	130
5.3.3	IR - UWB 信号的最佳解调 .....	132
5.3.4	IR - UWB 信号的非相干检测 .....	134
5.3.5	MB - OFDM 信号解调 .....	136
5.4	RAKE 接收 .....	137
5.5	分集接收 .....	142

---

参考文献 .....	147
<b>第 6 章 人体区域通信性能分析 .....</b>	<b>148</b>
6.1 引言 .....	148
6.2 体表 UWB 通信 .....	148
6.2.1 BER .....	149
6.2.2 链路预算 .....	159
6.2.3 最大通信距离 .....	162
6.3 体内 UWB 通信 .....	164
6.3.1 BER .....	165
6.3.2 链路预算 .....	170
6.4 体内 MICS 频段通信 .....	175
6.4.1 BER .....	175
6.4.2 链路预算 .....	176
6.5 人体通信 .....	179
6.5.1 BER .....	179
6.5.2 链路预算 .....	180
6.6 双模式人体区域通信 .....	181
参考文献 .....	183
<b>第 7 章 电磁兼容性考虑 .....</b>	<b>184</b>
7.1 引言 .....	184
7.2 SAR 分析 .....	185
7.2.1 安全导则 .....	185
7.2.2 分析与评估方法 .....	187
7.2.3 发射功率与 SAR .....	194
7.3 心脏起搏器电磁干扰分析 .....	203
7.3.1 心脏起搏器模型及干扰机理 .....	203
7.3.2 电磁场方法 .....	206
7.3.3 电路方法 .....	207
7.3.4 发射信号强度与干扰电压之间的关系 .....	210
7.3.5 实验评估系统 .....	216
参考文献 .....	219
<b>第 8 章 总结与未来挑战 .....</b>	<b>220</b>



# 第 1 章 认识人体区域通信

电子产品在微型化和低功耗道路上的不断进步，以及近期无线通信技术的不断发展，使得人们对人体区域范围内无线通信的需求快速增长。在人体区域通信的应用场景中，各种通信设备可能处于人体表面、人体内部或者人体附近，构成无线通信链路或小型通信网络，用于共享数据、降低功能冗余和提供新服务。作为一项新兴的通信技术，人体区域通信有望在诸多方面发挥重大作用，尤其是在医疗、保健和消费电子产品应用领域。通过将体表/体内各种主要的传感器连接起来，建立一个能够处理人体健康信息的体域网（BAN），人体区域通信技术将使高质量的医疗服务成为可能。此外，它也将为消费电子产品和用户识别系统带来更高的便利性和安全性。

## 1.1 定义

人体区域通信是一种在人体周围或人体内部进行的短距离无线通信技术。与其他短距离通信技术如蓝牙和 ZigBee 不同，它只在人体区域内进行通信，这个区域指的是紧邻人体的周围环境，它只包含人体周围最近的物体，也可能是人体的一部分。

体域网（BAN）是人体区域通信中最具前景的一个应用场景，目前正受到密切关注，尤其是在医疗和保健应用方面。BAN 这个概念最早由 Zimmermann 提出（1996 年），IEEE 802.15.6 标准任务组（IEEE 802.15 TG6）给出了 BAN 的定义——BAN 借助射频无线电工作在人体区域范围内，提供了一个由可穿戴式及位于人体内部的植入式传感器/装置组成的无线通信网络。这个网络可以持续地测量人体状况，并将人体重要的信号或者生理数据传送出去，从而方便地实现对人体的远程监测，可以用于医疗保健服务、残疾人辅助、娱乐活动以及用户识别等方面。由于 BAN 工作于人体表面或人体内部，并且主要用于处理个人信息，因此一些对网络的要求需要予以考虑，例如在支撑服务质量方面，应考虑如何保持高可靠性的通信链路、以极低的功耗实现长期工作、实现高数据速率用于实时传输等。另外，人体区域通信采用人体作为传输媒质。在人体区域内，发射机和接收机距离非常近。这意味着我们必须考虑人体对发射天线和接收天线的影晌。人体充当传输媒质时，不仅引入了完全不同的传输信道特性，同时还带来了对人体的安全性问题。相对于其他无线通信应用，人体区域通信更需要优先考虑人体的安全性。

此外，根据 BAN 工作在人体表面还是人体内部，可以将其分为可穿戴式 BAN

和植入式 BAN。可穿戴式 BAN 由附着于人体之上的所有通信设备组成, 而植入式 BAN 则包含一些体内设备, 这些体内设备可以与体表或体外设备进行通信。不同的工作环境使得可穿戴式 BAN 和植入式 BAN, 或者说体表通信和体内通信之间, 存在诸多不同。首先, 体表通信主要受到人体形状和结构带来的阴影效应以及人体动作造成的多径衰落的影响, 而体内通信则主要受到电磁波穿过有耗人体组织时产生的信号严重衰减的影响 (Hall 和 Hao, 2006 年), 这些因素使得这两种通信方式所需要的工作频段不同。其次, 体内通信器件由于位于人体内部, 一般受到的功率限制更大, 有时还要求具备更小的体积或特殊的形状。这两种通信方式都需要考虑生物电磁兼容性问题或者发射功率限制问题, 以确保人体的安全。

## 1.2 应用前景

人体区域通信应用和使用模式有许多种不同的类型, 表 1.1 给出了分类结果 (Astrin、Li 和 Kohno, 2009 年): ①医疗与保健应用; ②残疾人辅助; ③消费电子产品及用户识别。

表 1.1 人体区域通信应用的分类

医疗与保健应用	残疾人辅助	消费电子产品及用户识别
医疗检查	盲人	无线耳机
医疗诊断和治疗	语言障碍	音频/视频流共享
身体康复	假肢	用户识别
生理监测	老年人事故预防	自动支付

### 1.2.1 医疗与保健应用

#### 1.2.1.1 医院及家庭保健监测

如今, 人口的老龄化使人们对基于无线通信技术的更加先进、更加有效的医疗与保健手段, 提出了广泛的需求。例如, 以无线的方式对医院及家庭中患者的健康状况进行监测, 这一需求正急剧增长。这是因为通过无线的方式对患者进行监测可以有效地降低有线连接带来的不便, 并且使人们待在家中就可以被远程监测, 这样可以有效地节省时间和资源。

人体区域通信技术为广泛实现这类医疗与保健服务提供了可能 (Li、Yazdandoost 和 Zhen, 2010 年)。这类服务将涵盖 3 个领域: 医疗检查、身体康复和生理监测。作为典型的使用模式, 一套人体区域通信装置包含一个收发机, 同时结合有一个或一组人体健康状况信息传感器。对于医疗检查应用, 这些传感器可以采集脑电图 (EEG) 数据以监测大脑的电活动、采集心电图 (ECG) 数据以监测心脏活动、采集呼吸数据以监测呼吸系统, 另外还可以监测血压、心率和体温等; 对于身

体康复应用，有多种传感器可以作为备选，例如用于监测意外跌倒的倾斜传感器、用于监测步伐的脚步传感器、用于监测人体活动的运动传感器、用于监测呼吸系统的呼吸传感器，还有血压传感器、心率传感器和体温传感器等；对于生理监测应用，则会用到监测瞬时动作的加速度传感器、监测步伐的脚步传感器、监测呼吸系统的呼吸传感器，以及血压传感器、心率传感器和体温传感器等。

这些传感器数据的一个典型用途是在医院里对病人身体状况的实时监测，另一个典型用途是对家中老年人的健康状况进行实时监测。通过将这些传感器附着于病人或者老年人身上，就可以自动采集重要的生理状况数据，并将这些数据传送给医院或者医疗中心的工作人员，用于实施医疗和保健管理（Bonato, 2010 年）。图 1.1 给出了这两种应用的实现原理。传感器数据汇集到位于体表的服务器（用图中人体中心处的圆圈表示），然后被传送到医院或者医疗中心。传感器到体表服务器的无线链路需要采用人体区域通信技术，而将数据传送到医院或医疗中心则可以通过蜂窝通信系统或者局域网（LAN）。这种应用模式可以减轻医务人员的工作负担，提高对病人或家中老年人健康管理的效率。此外，对医院里的病人监测系统简单扩展后，也可以将其应用于体育训练中心，用于监测运动员的生理信息。借助体表通信技术，将生理信息传感器的数据收集起来后传送给教练员，可以用于对训练活动的分析及管理。

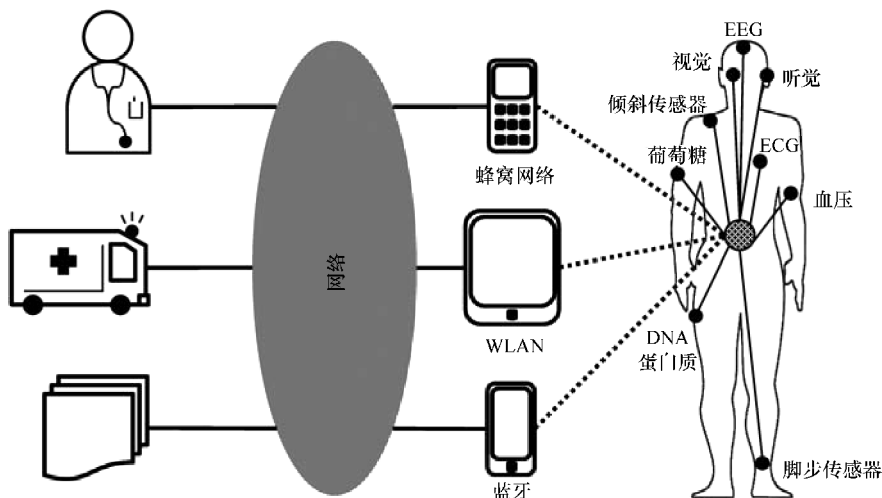


图 1.1 用于医疗保健应用的人体区域通信基本原理

### 1.2.1.2 车内健康监测

人体区域通信技术在健康监测领域的应用非常广泛。其中一种非常有前景的应用是作为车内通信手段对驾驶员的健康状况进行监测。如图 1.2 所示，在这种应用场景下，一些重要的传感器被放置在驾驶员身上，用来收集 ECG、血压和脉搏等

健康状况数据。另外, 这些重要的传感器也可以被嵌入到驾驶员的座椅、安全带或者方向盘内, 从而使驾驶员觉察不到穿戴了这些传感器。之所以选择车内的这些位置是因为在驾驶过程中这些地方会一直与驾驶员的身体相接触。这类系统能够很容易地采集驾驶员的健康状况数据, 并利用人体区域通信技术将这些数据传送至控制单元。然后控制单元对驾驶员的健康状况进行分析, 在必要时发出警示信号或者自动控制车辆, 从而确保行驶安全。

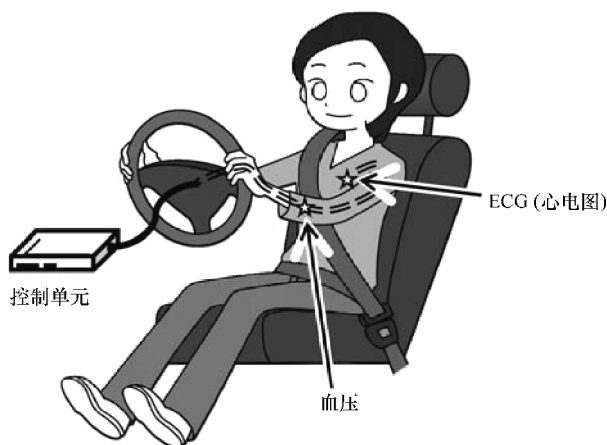


图 1.2 车内健康监测原理

### 1.2.1.3 医疗诊断和治疗

人体区域通信也可以用于医疗诊断和治疗。在这种应用场景下, 一套体内的应用装置将包含一个传感器、一个收发器和一个执行单元。传感器数据由无线收发器传送至体表或体外控制单元, 控制单元实施医疗测量, 并向执行单元发出相应的医疗指令。执行单元根据收到的指令实施医学治疗。这种应用的一个例子是自动控制心脏起搏器 (Bradley, 2007 年)。心脏起搏器是一种电子装置, 用于帮助那些患有心律不齐病症的人们。如图 1.3 所示, 首先, 心脏起搏器通过传感器采集交感神经信号, 并将其发送到控制单元; 然后, 控制单元计算出正确的心跳频率并向起搏器发出指令; 最后, 起搏器帮助人体将心率调整到正确的跳动频率。

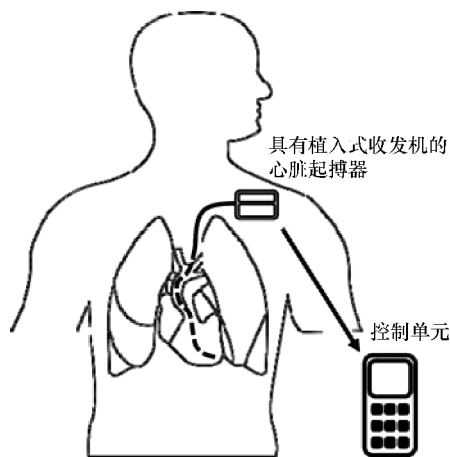


图 1.3 心脏起搏器的体内至体表/体外通信场景



人体区域通信应用于医疗诊断的另一个例子是胶囊内窥镜。这种可吞服的胶囊包含一个摄像头和一个收发器。胶囊被吞服后，在通过消化道时会拍摄图片，并将图片或视频数据实时地由体内收发器传送至体外的医疗仪器。图 1.4 给出了这种应用的原理，这种应用能有效地促进无创医疗诊断的普及与发展。

此外，用于糖尿病患者的自动胰岛素注射也是人体区域通信的一种潜在应用。结合有人体区域通信技术的注射控制单元，根据来自皮下葡萄糖传感器的数据确定胰岛素注射的正确剂量，然后胰岛素泵根据控制单元的指令实施注射。

用于传输各种医疗和保健数据所需要的数据传输速率  $f_b$  可以由公式  $f_b = N_c f_s N_b$  计算得到，其中  $N_c$  为所用信道数， $f_s$  为采样速率， $N_b$  为量化比特数目。对于体表传感器数据，通常以 0.2 ~ 256Hz 的采样速率进行采样，并由 12 或 16 位模 - 数转换器进行量化。另一方面，胶囊内窥镜原始数据的实时传输则可能需要 76Mbit/s 的速率，即使采用图像压缩技术，为保证高质量的图片或视频传输，仍然需要高达 10Mbit/s 的数据传输速率。表 1.2 总结了一些医疗与保健信息在人体区域通信系统中传输时所需数据传输速率的预估值（Mistic J. 和 Mistic V. B.，2010 年）。人体区域通信系统应能够支持从几 bit/s ~ 10Mbit/s 范围的数据传输速率。

表 1.2 医疗与保健信息传输所需数据速率

健康状况信息	数据传输速率
体表	
ECG	36kbit/s
EEG	98kbit/s
脉搏	2.4kbit/s
呼吸频率	1.0kbit/s
血压	1.92kbit/s
心率	1.92kbit/s
体温	2.4bit/s
体内	
胶囊内窥镜	10Mbit/s

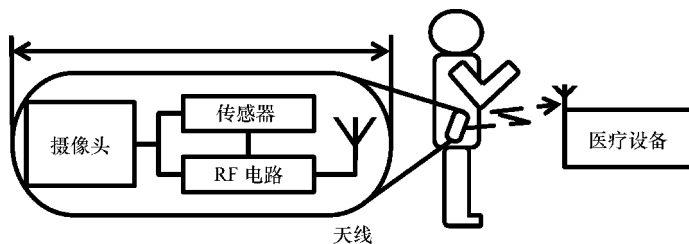


图 1.4 无线胶囊内窥镜应用中的体内至体表/体外通信

### 1.2.2 残疾人辅助

对于第二类应用, 同样存在许多潜在的应用场景 (Li、Takizawa 和 Kohno, 2008 年)。其中一个典型的应用场景是视障人士辅助。在这个应用场景中, 附着于物品上的传感器与穿戴在人体上的收发器之间建立一条人体区域无线通信链路, 并预先设置好这些传感器与收发器之间的合适距离。当一个人遗忘自身携带的物品并且离开它们的距离超出预设的范围时, 收发器将会自动发出报警信号。此外还有一些更为先进的应用, 例如可以将一个具备体表通信功能的摄像头安置于视障人士的身体上, 摄像头拍摄的图片被传送到体表控制单元, 控制单元将图像转换成语音信号, 就可以为视障人士提供引导。类似的原理也可以用于为语言障碍人士提供辅助, 在这种应用中传感器用来捕捉手指以及整只手的运动, 所采集到的信息被转换成语音, 从而帮助语言障碍人士“说话”。

用于对老年人进行事故预防或抢救, 也是人体区域通信一种具有广阔前景的应用。例如, 老年人可以穿戴能监测步伐的脚步传感器或者能监测意外跌倒的倾斜传感器。借助人体区域通信技术, 这些传感器数据被持续地传送到体表接收器。如果传感器探测到任何异常情况, 接收器将给老年人发出报警信号或者向周围发出报警声音。

### 1.2.3 消费电子产品与用户识别

第三类应用是消费电子产品之间的通信连接。一个典型的例子是将耳机和音乐播放器进行无线连接。利用人体区域通信技术, 我们不仅可以取消连接线缆、提高连接的便利性, 还提供了一种对音频或视频流进行资源共享的手段。这类应用有许多例子, 例如, 两人或多人可以通过使用无线耳机共享同一个音乐播放器, 人们也可以通过握手来实现交换名片信息。

另外, 在用户识别和人机接口方面, 人体区域通信技术也提供了一种趋于更加直观的应用范例 (Baldus 等, 2009 年)。通过穿戴一个体表收发器, 我们可以通过触摸机器的方式与机器之间建立人体区域通信链路, 从而实现与机器进行通信。例如, 我们可以将用户识别功能嵌入到体表收发器以及入口的大门中。然后, 当我们触摸到门把手时, 收发器与门把手之间就建立起一条体表通信链路, 门锁就被打开。一个与之类似的应用是将用户识别功能嵌入到个人计算机的鼠标中。这样, 不用输入密码, 我们只需要触摸鼠标, 就能自动完成对用户的识别。一种更为先进的应用是将自动支付功能嵌入到体表收发器中, 这样的系统可以被应用于自动检票口处人们的通行。只要人体接触到检票口出的闸门, 闸门就会打开, 同时完成购票费用的支付。

### 1.3 可用频段

从上面这些非常有前景的应用中我们可以发现，人体区域通信所使用的数据传输速率范围可能会非常宽泛。此外，极低的功耗也是人体区域通信的一个显著特点。图 1.5 将人体区域通信与其他几种短距离无线通信以及无线局域网的应用需求进行了比较。为了满足人体区域通信对如此宽泛的速率范围的需求，可能需要用到多个不同的频段，以便能够最佳地适应这些需求。

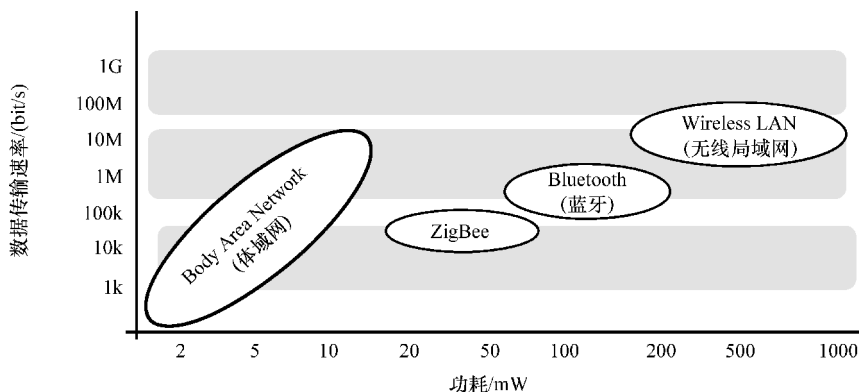


图 1.5 人体区域通信与其他短距离通信的应用需求比较

#### 1.3.1 UWB 频段

超带宽 (Ultra Wide Band, UWB) 技术通常采用很窄或持续时间很短的脉冲作为调制信号，这导致信号占用的频率带宽非常大。UWB 信号被定义为相对带宽 (Fractional Band Width, FBW) 数值大于 0.20 ~ 0.25 或者占用总带宽大于 500MHz 的信号。在所定义的相对带宽频带内，UWB 信号受到功率谱密度 (Power Spectrum Density, PSD) 的限制。PSD 是发射功率  $P_T$  与频率带宽  $B$  的比值，即

$$\text{PSD} = \frac{P_T}{B} \quad (1.1)$$

2002 年，美国联邦通信委员会 (FCC) 批准了第一批关于 UWB 通信系统的规范 (FCC, 2002 年)。规范中提出的计算相对带宽的公式为

$$\text{FBW} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (1.2)$$

式中， $f_H$  是 PSD 的 -10dB 点对应的上界频率； $f_L$  是 PSD 的 -10dB 点处对应的下界频率。

UWB 传输信号的中心频率被定义为 -10dB 点对应的上界频率与下界频率的平

均值, 即  $(f_H + f_L)/2$ 。图 1.6 给出了 FCC 规定的 UWB 传输信号的 PSD 掩模。UWB 发射机的等效全向辐射功率 (Equivalent Isotropic Radiated Power, EIRP) 必须符合这个掩模。EIRP 指的是为了产生在最大增益方向上所观察到的峰值功率密度, 而由一个理论上各向同性的天线所需要辐射出的总功率值。发射机的发射功率与天线增益分别用  $P_T$  和  $G_T$  表示, 我们可以得到

$$\text{EIRP} = P_T G_T \quad (1.3)$$

频率在 3.1 ~ 10.6GHz 之间时, 所测得的 EIRP 不允许超过  $-41.3\text{dBm/MHz}$  或者  $74.13\text{nW/MHz}$ 。这使得在整个 UWB 频段内所允许的最大功率为  $0.556\text{mW}$ 。

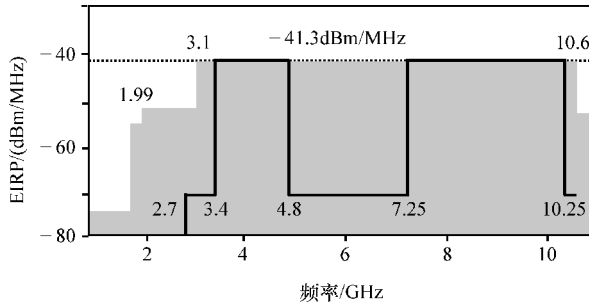


图 1.6 FCC 规范 (灰色区域) 及日本 (粗体实线) 所规定的 UWB 信号的 PSD 掩模

另一方面, 在欧洲和东亚地区, UWB 频段被进一步划分为低频段和高频段 (EC, 2009 年)。这主要是为了移除无线局域网正在使用的 5GHz 频段。低频段范围是 3.1 ~ 4.8GHz, 高频段范围是 6.0 ~ 10.2GHz——尽管在不同的国家和地区会存在一些微小的差别。此外, 在 UWB 低频段, 通常采用低占空比信号或检测避免 (Detected And Avoid, DAA) 算法用于避免与其他系统之间可能产生的干扰。

无论是在短距离高速率传输方面的应用, 还是在强衰落信道中低速率传输方面的应用, UWB 技术都展示出巨大的发展潜力。相对其他通信系统, 如蓝牙、无线局域网和蜂窝电话, UWB 信号具有极低的 PSD, 因此对医疗设备的影响更小。UWB 的宽带特性使其具备精细的时间分辨率, 这对健康监测、人体检查和实时诊断特别有利 (Staderini, 2002 年)。另外, 由于调制和解调方式更加简单, UWB 收发器有望实现硬件的微型化和低功耗化。所有这些特性使得 UWB 成为无线体域通信的一项非常有前景的候选技术, 尤其是在提供高数据传输速率应用方面。

### 1.3.2 MICS 频段

医疗植入通信服务 (Medical Implant Communication Service, MICS) 频段特指 402 ~ 405MHz 之间的频段, 该频段用于外部设备与植入式医疗器件进行通信 (ITU - R SA. 1346, 1998 年)。该频段支持外部医疗设备与心脏起搏器或其他植入式电子器件之间进行双向无线通信。借助 MICS 频段通信技术, 我们可以在体内医

疗装置与体表/体外的监测及控制设备之间，建立无线通信链路。为了降低与同频段其他用户相互干扰的风险，MICS 频段的最大允许发射功率非常低，此时的 EIRP =  $25\mu\text{W}$  或  $-16\text{dBm}$ ，并且最大带宽也被限制为  $300\text{kHz}$ ，因此想要进行高数据传输速率通信是比较困难的。与 UWB 信号相比，MICS 频段信号的主要优势是穿过人体传输时的衰减比较小。这一特性使得 MICS 技术成为人体区域通信应用中一项非常有前景的可选技术，特别是对于体内通信。

在日本，MICS 设备被归属于特殊的低功率设备，最大允许发射功率为  $0.01\text{W}$ 。对最大允许发射功率进行适当的调整，可以显著提高 MICS 频段的作用。此外，无线医疗遥测系统（Wireless Medical Telemetry System, WMTS）被指定工作于  $420\sim 430\text{MHz}$  和  $440\sim 450\text{MHz}$  频段。WMTS 设备也被归属于特殊低功率设备，这类设备同样展现出了在人体区域通信领域的应用潜力。

### 1.3.3 ISM 频段

工业、科学和医疗（Industrial, Scientific and Medical, ISM）频段主要用于满足工业、科学和医疗领域对射频（RF）能量的使用，而不是用于通信。当发射功率低于  $1\text{W}$  时，使用 ISM 频段不需要最终用户具备使用许可证，但可能需要获得当地管理部门的授权。尽管最初此频段分配的意图并不是用于通信，但是近年来许多短距离和低功耗通信系统已经被应用于此频段。

适合人体区域通信应用的 ISM 频段包括  $430\text{MHz}$  频段和  $2.4\text{GHz}$  频段。前者目前在欧洲可以使用，最大有效辐射功率允许达到  $10\text{mW}$ 。后者正在各种快速增长的短距离通信服务中发挥作用，例如蓝牙、ZigBee 和无线局域网。 $2.4\text{GHz}$  频段的不足之处是缺乏对工作于这个频段的通信业务之间相互干扰的防护措施。与已有通信业务的共存问题也限制了人体区域通信在该频段的应用。

### 1.3.4 HBC 频段

人体通信（Human Body Communication, HBC）技术利用人体作为通信路径传输数据。它通常工作在几十  $\text{kHz}$  到几十  $\text{MHz}$  的频率范围内，因为在这些频率上的信号沿人体传播的损耗小于在空气中传播的损耗。基于 IEEE 802.15.6 标准中的描述，这里我们将  $10\sim 50\text{MHz}$  的频段称作 HBC 频段。HBC 技术为低传输速率的体表通信提供了一种新的手段。由于 HBC 频段的传播损耗更低，使得通信性能比 UWB 和 ISM 频段的通信性能更优，并且由于向人体外的辐射更低，也带来了更高的数据安全。

目前还没有针对这个频段的统一规范，实际上它覆盖了包括无线 IC 卡和业余无线电在内的多个频段。在日本，这个频段的收发器被归类属于极低功率无线电设备，这类设备要求在距离收发器  $3\text{m}$  的地方，由收发器辐射出的电场强度不能超过  $500\mu\text{V/m}$ 。满足这个要求的收发器不需要许可证。鉴于 HBC 频段的低辐射特性，

在极低功率无线电规范的约束下, 我们也可以建立基于 HBC 技术的体表通信链路。

## 1.4 标准化工作 (IEEE 802.15.6 - 2012 标准)

IEEE 802 标准委员会是一个制定无线通信国际标准的国际化组织。作为 IEEE 802 下设的工作组之一, IEEE 802.15 工作组致力于无线个域网方面的标准制定。2007 年 12 月, IEEE 802.15.6 任务组成立, 旨在为无线 BAN 制定新的物理层 (PHY) 和媒体访问控制 (Media Access Control, MAC) 层标准。无线 BAN 标准的适用范畴不仅涵盖了医疗健康方面的应用, 还包括消费电子产品方面的应用。然而, 应用范围的广泛性以及技术需求的宽泛性, 也意味着这一标准需要包含多种物理层技术。为了给多种物理层技术提供一个统一的平台, 该标准定义了统一的 MAC 层, 包含信标模式和非信标模式。系统中器件节点的典型数目为 6 个, 并能够最多扩展到 256 个。

《IEEE Standard for local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks》(IEEE 802.15.6 - 2012) 标准于 2012 年 2 月通过。该标准在引言中介绍道:

IEEE 802.15.6 - 2012 标准是一个用于人体邻近区域或人体内部 (但不仅限于人) 的短距离无线通信标准。该标准采用 ISM 频段以及其他一些获得医疗和通信监管部门许可使用的频段。为人体安全考虑, 该标准要求器件以非常低的发射功率工作, 从而使得人体内部的比吸收率 (Specific Absorption Rate, SAR) 数值降至最低, 同时也延长电池的使用寿命。该标准支持服务质量 (Quality of Service, QoS) 要求, 例如, 可提供紧急消息传输服务。由于一些通信服务可能携带敏感信息, 该标准也提供高安全性保障。

IEEE 802.15.6 标准中, 主要的 PHY 标准建议包括: MICS 频段/WMTS 频段/ISM 频段的窄带 PHY 标准, UWB 频段的 PHY 标准和 HBC 频段的 PHY 标准。首先, 窄带 PHY 标准的基本调制方式包括偏移  $\pi/2$  差分二进制相移键控 (Differential Binary Phase Shift Keying, DBPSK)、偏移  $\pi/4$  差分四进制相移键控 (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK) 和高斯最小频移键控 (Gaussian Minimum Shift Keying, GMSK), 数据传输速率为 50kbit/s ~ 1Mbit/s。推荐采用 BCH 纠错码 (一种能够有效纠正多个错误的循环码) 用于提高通信性能。其次, UWB 频段 PHY 标准的基本调制方式包括脉冲无线电 UWB (IR - UWB) 和宽带调频 UWB (FM - UWB), 解调方式包括非相干检测和差分相干检测, 数据传输速率为 0.2 ~ 12Mbit/s。为保证系统的高服务质量, 建议采用自动请求重传 (Automatic Repeat reQuest, ARQ) 算法。最后, HBC 频段的 PHY 标准采用数字信号基带传输方式, 中心频点位于 21MHz, 数据传输速率为 164kbit/s ~ 1.3Mbit/s。

由于本书侧重于人体区域通信的物理层技术, 这里我们只对 IEEE 802.15.6 - 2012 标准中的基本 PHY 规范进行介绍。

### 1.4.1 窄带 PHY 规范

为了传输一个物理层服务数据单元 (PHY Service Data Unit, PSDU), 我们首先要将其转换成物理层协议数据单元 (PHY Protocol Data Unit, PPDU)。如图 1.7 所示, PPDU 由物理层汇聚协议 (PHY Layer Convergence Protocol, PLCP) 前导码、PLCP 报头和 PSDU 字段组成。PLCP 前导码用于辅助接收机进行数据包探测、定时同步和载波恢复; PLCP 报头用于传输必要的物理层参数信息, 以帮助接收机对 PSDU 进行解码。PLCP 报头还包含有 BCH 奇偶校验位, 用于提高数据的鲁棒性。

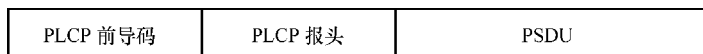


图 1.7 窄带 PPDU 结构

基于上述定义, 一个数据包将按照 PLCP 前导码、PLCP 报头和 PSDU 的顺序进行发送。表 1.3 总结了可用的工作频段及调制方式参数。

**表 1.3 窄带物理层的调制方式参数** (经 IEEE 标准组织许可使用, 引自《IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks》)

数据包组成	频段/MHz	调制方式	符号速率/ (kbit/s)	编码率/ ( $k/n$ )	数据传输速率/ (kbit/s)
PLCP 报头 PSDU	402 ~ 405	$\pi/2$ - DBPSK	187.5	19/31	57.5
		$\pi/2$ - DBPSK	187.5	51/63	75.9
		$\pi/2$ - DBPSK	187.5	51/63	151.8
		$\pi/4$ - DQPSK	187.5	51/63	303.6
		$\pi/8$ - D8PSK	187.5	51/63	455.4
PLCP 报头 PSDU	420 ~ 450	GMSK	187.5	19/31	57.5
		GMSK	187.5	51/63	75.9
		GMSK	187.5	51/63	151.8
		GMSK	187.5	1/1	187.5
PLCP 报头 PSDU	863 ~ 870	$\pi/2$ - DBPSK	250	19/31	76.6
		$\pi/2$ - DBPSK	250	51/63	101.2
		$\pi/2$ - DBPSK	250	51/64	202.4
		$\pi/4$ - DQPSK	250	51/65	404.8
		$\pi/8$ - D8PSK	250	51/66	607.1
PLCP 报头 PSDU	2360 ~ 2400 2400 ~ 2483.5	$\pi/2$ - DBPSK	600	19/31	91.9
		$\pi/2$ - DBPSK	600	51/63	121.4
		$\pi/2$ - DBPSK	600	51/64	242.9
		$\pi/4$ - DBPSK	600	51/65	485.7
		$\pi/4$ - DQPSK	600	51/66	971.4

由表 1.3 可知, PPDU 中的二进制比特流  $b(n)$  被映射到一个旋转差分编码的星座图上, 即采用 DPSK 调制, 或者映射为相应的频率偏移, 即采用 GMSK 调制。在 GMSK 调制中, 频率偏移等于符号速率与调制指数 0.5 的乘积的一半。高斯脉冲成型用于对符号进行滤波并对频谱塑形。在 DPSK 调制中, 编码后的信息被承载于相邻符号的相位变化中。将映射后的序列用复数表达式表示为

$$S(k) = S(k - 1) e^{j\phi_k}, k = 0, 1, \dots, N/\log_2(M) - 1 \tag{1.4}$$

式中, 相位变化  $\phi_k$  由比特流  $b(n)$  决定, 如表 1.4 所示。

表 1.4 比特流与相位变化之间关系

$\pi/2 - \text{DBPSK} (M = 2)$	$b(n)$			$\phi_k$
	0			$\pi/2$
	1			$3\pi/2$
$\pi/4 - \text{DQPSK} (M = 4)$	$b(2n)$		$b(2n + 1)$	$\phi_k$
	0		0	$\pi/4$
	0		1	$3\pi/4$
	1		0	$7\pi/4$
	1		1	$5\pi/4$
$\pi/8 - \text{D8PSK} (M = 8)$	$b(3n)$	$b(3n + 1)$	$b(3n + 2)$	$\phi_k$
	0	0	0	$\pi/8$
	0	0	1	$3\pi/8$
	0	1	0	$7\pi/8$
	0	1	1	$5\pi/8$
	1	0	0	$15\pi/8$
	1	0	1	$13\pi/8$
	1	1	0	$9\pi/8$
	1	1	1	$11\pi/8$

### 1.4.2 UWB 频段 PHY 规范

UWB 频段的 PHY 规范包含有两类技术: IR - UWB 和 FM - UWB。

如图 1.8 所示, UWB 频段的 PPDU 由同步报头 (SHR)、PHY 报头 (PHR) 和 PSDU 组成。SHR 被进一步分为两部分: 第一部分是用于定时同步、数据包探测和载波恢复的前导码, 第二部分是用于帧同步的帧起始分隔符 (Start - of - Frame Delimiter, SFD)。PHR 字段包含数据传输速率、脉冲成型和突发模式等信息。

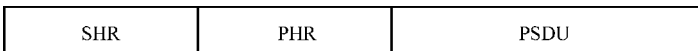


图 1.8 UWB 频段的 PPDU 结构



将 PPDU 的比特流转换为射频信号进行传输, 有 3 种调制方式: 开关键控 (On - Off Keying, OOK) 调制, DBPSK/DQPSK 调制, 以及连续相位 BFSK 与宽带调频相结合的 FM - UWB 调制。表 1.5 列出了 UWB 物理层的工作频段。UWB 器件必须能够工作于信道 1 或者信道 6, 而其他信道则为可选工作信道。

表 1.5 UWB 工作频段

频段	信道数	中心频率/MHz	带宽/MHz
低频段	0	3494.4	499.2
	1	3993.6	499.2
	2	4492.8	499.2
高频段	3	6489.6	499.2
	4	6988.8	499.2
	5	7488.0	499.2
	6	7987.2	499.2
	7	8486.4	499.2
	8	8985.6	499.2
	9	9484.8	499.2
	10	9984.0	499.2

发送脉冲波形没有强制规定, 但是必须满足由式 (1.5) 所规定的发射功率谱掩模。

$$M(f) \begin{cases} 0 & |f-f_c| < \frac{0.5}{T} \\ -60 [ |f-f_c| T - 0.5 ] & \frac{0.5}{T} \leq |f-f_c| < \frac{0.8}{T} \\ -10 [ |f-f_c| T - 0.8 ] - 18 & \frac{0.8}{T} \leq |f-f_c| < \frac{1}{T} \\ -20 & |f-f_c| > \frac{1}{T} \end{cases} \quad (\text{dB}) \quad (1.5)$$

式中,  $T = 1/499.2 \text{ MHz}$ 。

数据传输速率由 PSDU 的符号周期  $T_s$  和调制方式决定。对于未编码数据传输, OOK 和 DBPSK 信号的数据传输速率为  $1/T_s$ , DQPSK 信号的数据传输速率为  $2/T_s$ 。当采用信道编码时, 数据传输速率将受到“信道编码率”的影响, “信道编码率”定义为信息比特数目除以编码后的比特数目。此时, OOK 和 DBPSK 信号编码后的数据传输速率将变成“信道编码率/ $T_s$ ”, DQPSK 信号的数据传输速率为 2 倍的“信道编码率/ $T_s$ ”。表 1.6 和表 1.7 分别总结了采用 OOK 和 DPSK 调制时 IR - UWB 信号的数据传输速率。其中 R0、R1 和 R2 在 PHR 字段中定义, 用于指示数据传输速率。

表 1.6 采用 OOK 调制的 IR-UWB 数据传输速率 (经 IEEE 标准组织许可使用, 引自《IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks》)

R0, R1, R2	符号周期 $T_s/\text{ns}$	未编码数据传输 速率/(Mbit/s)	信道编 码率	编码后数据传输 速率/(Mbit/s)	一个脉冲波形中 的脉冲数目
000	2051.300	0.487	0.81	0.395	32
100	1025.600	0.975	0.81	0.790	16
010	512.820	1.950	0.81	1.579	8
110	256.410	3.900	0.81	3.159	4
001	128.210	7.800	0.81	6.318	2
101	64.103	15.600	0.81	12.636	1

表 1.7 采用 DPSK 调制的 IR-UWB 数据传输速率 (经 IEEE 标准组织许可使用, 引自《IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks》)

R0, R1, R2	符号周期 $T_s/\text{ns}$	调制方式	未编码数据传输 速率/(Mbit/s)	信道编码率	编码后数据传输 速率/(Mbit/s)	一个脉冲波形中 的脉冲数目
000	2051.300	DBPSK	0.487	0.5	0.243	32
100	1025.600	DBPSK	0.975	0.5	0.457	16
010	512.820	DBPSK	1.950	0.5	0.975	8
110	256.410	DBPSK	3.900	0.5	1.950	4
001	128.210	DBPSK	7.800	0.5	3.900	2
101	128.210	DQPSK	15.600	0.5	7.800	2
011	1794.900	DBPSK	0.557	0.5	0.278	4
111	1794.900	DQPSK	1.114	0.5	0.557	4

### 1.4.3 HBC 频段 PHY 规范

如图 1.9 所示, HBC 分组数据包由 PLCP 前导码、帧起始分隔符 (Start Frame Delimiter, SFD)、PLCP 报头和 PSDU 组成。在接收数据包过程中, 接收机通过检测 PLCP 前导码实现包同步, 并通过检测 SFD 找到帧起始位置。PLCP 报头携带了数据传输速率、突发模式、PSDU 长度等一些传输参数。这类数据包通过频率选择性数字传输方案进行传输, 在此方案中, 采用频率选择性扩频码对数据在频域进行扩频。

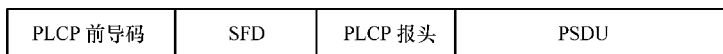


图 1.9 HBC 分组数据包结构

由图 1.10 可知，串并变换器输出的数据每 4bit（一个符号）映射为一个 16bit 的码片序列，得到发送数据序列。然后利用频率偏移码字对这个 16bit 码片序列进行扩频。这种调制方式被称作“频率选择性扩频”，它包含了正交编码和频率偏移编码过程。频率偏移码字可以是重复的  $[0, 1]$  码字，重复的次数称为扩频因子。例如，如果扩频因子为 8，那么频率偏移码字为  $[0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1]$ ，即一共 8bit。在图 1.10 中，无论输入的数据传输速率是多少，最终频率选择性扩频模块输出的码片速率都是一样的。由于 HBC 频段的中心频率是 21MHz，工作时钟频率固定为 42MHz。表 1.8 列出了 HBC 物理层中心频率为 21MHz 时的主要调制参数。

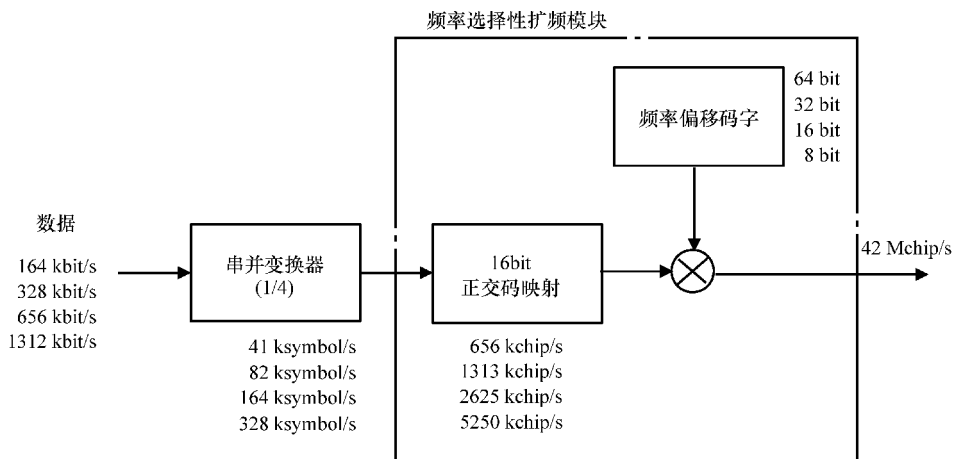


图 1.10 串并变换器与频率选择性扩频模块框图（经 IEEE 标准组织许可使用，引自《IEEE Standard for Local and metropolitan area networks – Part 15.6: Wireless Body Area Networks》）

表 1.8 HBC 物理层 PLCP 报头和 PSDU 字段的调制方式参数

数据包组成	调制方式	符号速率 /(kbit/s)	数据传输速率 /(kbit/s)	工作时钟 频率/MHz
PCLP 报头	频率选择性	41	164	42
PSDU	扩频	41	164	42
		82	328	42
		164	656	42
		328	13 125	42

此外，发射信号的功率谱必须要低于功率谱掩模，以避免与其他频段信号之间可能产生的干扰，尤其是 400MHz 频段的信号。图 1.11 给出了对发射功率谱掩模的规定，信道带宽为 5.25MHz、中心频率为 21MHz。图中纵坐标是相对于信号最大谱密度的 PSD 值（单位为 dB）。一个 HBC 发射器的最大发射功率受到本地规范的限制，这些规范通常规定了在自由空间中距发送机特定距离处的辐射电场强度。

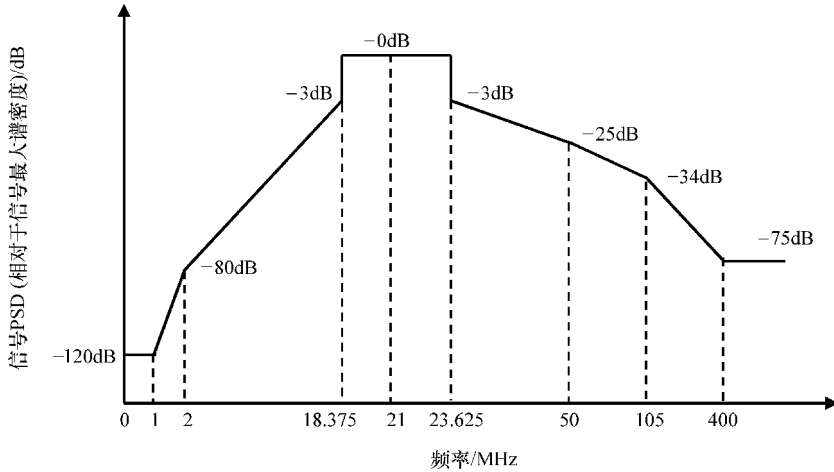


图 1.11 发射功率谱掩模

IEEE 802.15.6-2012 标准是一个适用于人体区域通信, 尤其是无线 BAN 新的国际标准。在这本书中, 虽然我们研究了该标准许多部分的内容, 但是并不局限于此, 我们还将更基础、更广泛的角度对人体区域通信进行阐述。

## 参考文献

- Astrin, A.W., Li, H.-B., and Kohno, R. (2009) Standardization for body area networks. *IEICE Transactions on Communications*, **E92-B** (2), 366–372.
- Baldus, H., Corroy, S., Fazzi, A. *et al.* (2009) Human-centric connectivity enabled by body-coupled communications. *IEEE Communications Magazine*, **47** (6), 172–178.
- Bonato, P. (2010) Wearable sensors and systems for enabling technology to clinical applications. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, **29** (3), 25–36.
- Bradley, P.D. (2007) Implantable ultralow-power radio chip facilitates in-body communications, *RF Design*, June issue, pp. 20–24.
- EC (2009) Commission Decision of 21 April 2009 - amending Decision 2007/131/EC on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the community, 2009/343/EC.
- FCC (2002) Revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission system: first report and order, Technical Report FCC 02-48 (Adopted February 14, 2002; Released April 22, 2002).
- Hall, P.S. and Hao, Y. (eds) (2006) *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*, Artech House, Norwood, MA.
- IEEE Std 802.15.6-2012 (2012) IEEE Standard for local and metropolitan area networks – Part 15.6: Wireless Body Area Networks.
- ITU-R SA.1346 (1998) Sharing between the meteorological aids services and medical implant communication systems (MICS) operating in the mobile service in the frequency band 401–406 MHz.
- Li, H.-B., Takizawa, K., and Kohno, R. (2008) Trends and standardization of body area network (BAN) for medical healthcare. *Proceedings of European Wireless Technology Conference*, pp. 1–4.

- 
- Li, H.-B., Yazdandoost, K.Y., and Zhen, B. (2010) *Wireless Body Area Network*, River Publishers, Aalborg.
- Misic, J. and Misic, V.B. (2010) Bridge performance in a multitier wireless network for healthcare monitoring. *IEEE Wireless Communications*, **17** (1), 90–95.
- Staderini, E. (2002) UWB radars in medicine. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, **17** (1), 13–18.
- Zimmerman, T.G. (1996) Personal area networks: near-field intrabody communications. *IBM System Journal*, **35** (3&4), 609–617.

## 第 2 章 人体电磁特性

### 2.1 人体的组成

构成人体的基本要素可以划分成不同的级别，例如原子、分子、细胞、组织与内部器官。当人体暴露在外部的电磁场中时，我们一般从细胞或组织的级别上去研究其电磁特性。

从细胞的级别上看，人体的电特性主要取决于细胞膜以及具备导电性的细胞内液和细胞外液。细胞膜主要由磷脂双分子层及夹裹在其中的蛋白质构成，它将细胞的内部物质与外部环境分隔开。虽然细胞膜的厚度最多只有 10nm，但是它的电阻及电容都非常大。细胞外液的成分与海水的成分相似，这是由于生命最初源自大海。细胞内液的成分中蛋白质约占 20%，细胞内液是新陈代谢活动发生的地方。人体的电特性随细胞内液成分的变化而变化。

另一方面，细胞外液的电阻值要比细胞内液的电阻值小一些。人体细胞在细胞外液中结合在一起构成人体组织。因此大体上可以通过细胞之间结合方式的不同而将不同类别的人体组织区分开，这样从组织的级别上来看，人体的电特性可以由人体组织不同的含水量及组成来表征。有一类人体组织属于含水量较少的组织，包括皮肤和骨骼。这类人体组织中细胞结合得非常紧密，并且所含的细胞内液与细胞外液极少。另一类人体组织属于含水量较高的人体组织，例如血液和肌肉，这类人体组织中含有较多的细胞外液。此外，人体脂肪中的含水量是变化的，腹部脂肪的含水量与肌肉的含水量相似，而其他部位脂肪的含水量则可能与骨骼的含水量相似。从本质上来看，各类人体组织的构造是相同的。从组织的级别上来反映人体电特性的一种等效电路如图 2.1 所示（日本 IEE 协会，1995 年），其中角标 m、e 和 i 分别表示细胞膜、细胞外液和细胞内液。

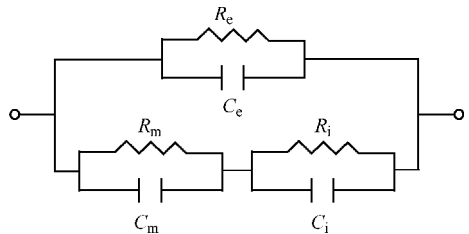


图 2.1 生物组织的等效电路

在低频率段，图 2.1 中的等效电路只需要考虑  $R_e$  和  $C_e$ ，因为在低频率段时细胞膜的阻抗非常高，电流主要在细胞外液中流动。随着频率的升高，细胞膜的阻抗减小。当频率足够高时，细胞膜可以看作短路而忽略不计，电流将流入细胞内部。此时，等效电路将变成为由  $R_i$ 、 $C_i$  和  $R_e$ 、 $C_e$  并联构成的电路。不过， $C_i$  和  $C_e$  也可

以忽略不计——只要频率不是非常高，例如在微波频段。在中等频率段时，我们需要同时考虑在细胞外液及细胞内液中流动的电流，这意味着图 2.1 所给出的等效电路只适用于中等频率段。总而言之，人体组织的等效电路与频率密切相关。

## 2.2 与频率相关的介电特性

极化是人体与电磁场相互作用过程中所产生的最重要的效应。极化来源于人体内部电荷在外部电磁场作用下的运动。这种电荷的运动同时产生电荷迁移及传导电流。由于这个原因，人体也被归属于有耗介电媒质。一般的，人体的介电特性可以用人体复介电常数  $\dot{\epsilon}$  来代表， $\dot{\epsilon}$  包括相对介电常数  $\epsilon_r$  及电导率  $\sigma$ ，即

$$\dot{\epsilon} = \epsilon_0 \dot{\epsilon}_r = \epsilon_0 (\epsilon_r' - j\epsilon_r'') = \epsilon_0 (\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}) \quad (2.1)$$

式中， $\epsilon_0$  是自由空间介电常数； $\omega$  是角频率。

式 (2.1) 中， $\epsilon_r''$  是与电导率有关的损耗因子。电导率  $\sigma$  可以表示为

$$\sigma = \sigma_d + \sigma_0 \quad (2.2)$$

式中， $\sigma_d$  是迁移电导率 (displacement conductivity)<sup>⊖</sup>； $\sigma_0$  是离子电导率 (ionic conductivity)。

人体组织的介电特性之所以与频率有关，主要源于 3 种内部交互机理，每种机理都有其自身的特性。如果以图形的方式来系统地阐述人体组织的复介电常数与频率之间的关系，我们可以在人体组织的介电谱中发现 3 个主要的色散区域，如图 2.2 所示 (Schwan, 1957 年)。通过实验可以发现介电常数的色散发生在 Hz、MHz 及 GHz 三个频率区域，分别称之为  $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$  色散。

低频段的  $\alpha$  色散与细胞膜中的离子扩散过程有关。而  $\beta$  色散则主要是由于细胞膜中分子的极化，细胞膜对于细胞内部与外部之间的离子流充当着壁垒的

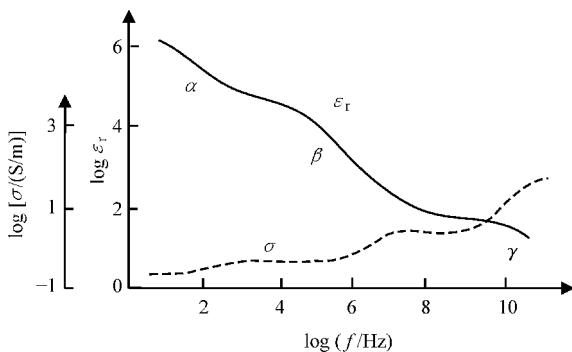


图 2.2 生物组织介电谱中的色散

⊖ 也称电子电导率。——译者注

角色。 $\beta$  色散其他方面的原因还包括蛋白质与人体器官中大分子的极化。至于发生在 GHz 频段的  $\gamma$  色散, 水分子的极化是其主要原因, 而水是人体主要的组成部分。

总之, 从人体组织的级别上考量人体的特性时, 我们通常考量人体的介电特性。人体的介电特性可以通过作为频率函数的  $\varepsilon_r'$  与  $\varepsilon_r''$ , 或者  $\varepsilon_r$  与  $\sigma$  的数值来表征, 如式 (2.1) 所示。

### 2.3 人体组织特性建模

在人体区域通信应用及研究中, 人体建模从解剖学的角度看, 应该在组织级别和器官级别上足够精确。目前高分辨率的人体计算机模型是以医学影像数据作为基础。这些计算机模型的精细度非常高, 所使用的人体组织类型超过 30 种, 分辨率达到了数毫米的级别。应用这些模型时, 需要明确各个不同类型的组织和器官在所考虑的频段内所具有的介电特性, 从而能够采用麦克斯韦方程组来分析人体内部及外部的电磁场。因此, 一个能够反映人体介电特性的解析表达式, 亦即作为频率函数的人体复介电常数, 对于人体区域通信应用及研究是非常有用的。

有关生物组织介电特性的数据库主要基于 Gabriel 的测量数据 (Gabriel, 1996 年) 而建立。对介电特性的测量在 1MHz ~ 20GHz 频率范围进行, 涵盖了 20 余种类型的生物组织。测量中的生物组织样本来自动物 (主要是新宰杀的绵羊)、人体尸检材料, 以及人体的皮肤和舌头。所有的生物组织样本要求尽可能新鲜, 动物组织样本大多数都是在动物死后的 2h 内获得, 而人体组织样本则是在死后的 24 ~ 48h 内获得。测量的基本原理是采用双端口扫频式网络分析仪或者阻抗分析仪进行散射参量 (即 S 参量) 的测量。测量设备输入端口接有一个终端开路的同轴探头, 作为与被测组织样本之间的接口。首先测量得到的是输入端口处的反射系数  $S_{11}$ 。然后, 在假设组织样本横切面足够大的前提下, 从反射系数推导出作为频率函数的复介电常数 (Misra, 1987 年)。Gabriel 对过去公开发表的介电特性数据进行了全面的分析, 并且发现她自己的测量数据很好地落在了过去已有测量数据的范围之内, 并且填补了过去已有测量数据中的部分空白。

对介电特性与频率之间的关系进行建模的依据, 是人体组织介电谱中的色散现象。介电谱的主要特征是包含了多个色散区间。每一个色散区间都可以由唯一的一个松弛时间常数  $\tau$ , 以及下面给出的介电特性参数与频率之间的关系式来表征:

$$\dot{\varepsilon}_r(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\Delta\varepsilon}{1 + j\omega\tau} \quad (2.3)$$

式 (2.3) 正是我们所熟知的德拜 (Debye) 公式。色散程度由  $\Delta\varepsilon$  描述,  $\varepsilon_\infty$  是频



率趋于无穷大时的介电常数。

这样,人体的介电特性参数就可以表示成与各个色散机理相对应的参数项之和。对于从几 Hz 到 10GHz 的频率范围,4 个与色散区间相对应的 Debye 型表达式可以用来对大部分人体组织的介电特性进行很好的建模。所构成的表达式也称为 4 重柯尔-柯尔 (4-Cole-Cole) 公式,如式 (2.4) 所示:

$$\dot{\varepsilon}_r(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_{n=1}^4 \frac{\Delta\varepsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{1-\alpha_n}} + \frac{\sigma_0}{j\omega\varepsilon_0} \quad (2.4)$$

式中,参数  $\alpha_n$  用于表征对 Debye 行为的偏离度,求和项中的每一项可以看作是修正的 Debye 公式。需要注意的是,上面的 4 重柯尔-柯尔公式从本质上看对应于  $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$  色散,只是新增加了一个高频色散项。该表达式实际上是一个半经验型的多重柯尔-柯尔公式,式中增加了一个离子电导率  $\sigma_0$  的参数项,用于对零频率时的传导电流进行建模。在每一个色散区间,  $\tau_n$  是松弛时间常数,  $\Delta\varepsilon$  表示色散程度。为每个人体组织选择合适的参数,式 (2.4) 就可以给出在所期望的频率范围内作为频率函数的人体组织的介电特性。为每个人体组织确定 4 重柯尔-柯尔公式中的参数时,应该使得公式给出的结果与测量结果尽可能吻合。但是,由于在低频率段时进行测量比较困难,因此 4 重柯尔-柯尔公式只有在频率高于 1MHz 时才是比较准确的。

表 2.1 给出了采用式 (2.4) 对 10GHz 以下任意感兴趣频率点处的人体组织或器官的复介电常数进行计算时,所用到的相应参数 (Gabriel, 1996 年)。含水量较多的人体组织,其介电常数也更高,这样的人体组织称为高含水组织。相反,含水量较少的人体组织,其介电常数较低,这样的人体组织称为低含水组织。图 2.3 给出了通过式 (2.4) 计算得到的典型高含水组织——肌肉,以及典型低含水组织——脂肪的电导率及相对介电常数与频率之间的数值关系。从图中可以看出,相对介电常数随着频率的升高而减小,电导率则随着频率的升高而增大。高含水组织的相对介电常数及电导率的数值,明显大于低含水组织的对应数值。表 2.2 ~ 表 2.5 给出了人体的一些主要组织和器官分别在 10MHz、400MHz、2.45GHz 及 5GHz 频率时的电导率  $\sigma$ 、相对介电常数  $\varepsilon_r$  和损耗角正切 (定义为  $\sigma/\omega\varepsilon_0\varepsilon_r$ ) 值。这些所选频率覆盖了用于人体区域通信的主要备选频段,人体的介电特性对于这些频段中人体区域通信信道的特性有重要影响。更为全面的各类人体组织介电特性的数据库,可以通过美国 FCC 网站 [http://transition.fcc.gov/oetlrf\\_safety/safety/dielectric.html](http://transition.fcc.gov/oetlrf_safety/safety/dielectric.html) 或者意大利国家研究委员会网站 <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlcli-elhtmlclie.htm> 查阅得到。

表 2.1 通过式 (2.4) 计算低于 10GHz 的一些特定频率下人体组织或器官介电常数所用参数值

人体组织	$\epsilon_{\infty}$	$\Delta\epsilon_1$	$\tau_1/\text{ps}$	$\alpha_1$	$\Delta\epsilon_2$	$\tau_2/\text{ns}$	$\alpha_2$	$\sigma_0/(\text{S/m})$	$\Delta\epsilon_3$	$\tau_3/\mu\text{s}$	$\alpha_3$	$\Delta\epsilon_4$	$\tau_4/\text{ms}$	$\alpha_4$
干燥皮肤	4.0	32.0	7.234	0.00	1100.0	32.481	0.20	0.00	0.00E+00	159.155	0.20	0.00E+00	15.915	0.20
湿润皮肤	4.0	39.0	7.958	0.10	280.0	79.577	0.00	0.00	3.00E+04	1.592	0.16	3.00E+04	1.592	0.20
脂肪	2.5	9.0	7.958	0.20	35.0	15.915	0.10	0.04	3.30E+04	159.155	0.05	1.00E+07	15.915	0.01
肌肉	4.0	50.0	7.234	0.10	7000.0	353.678	0.10	0.20	1.20E+06	318.31	0.10	2.50E+07	2.274	0.00
骨松质	2.5	18.0	13.263	0.22	300.0	79.577	0.25	0.07	2.00E+04	159.155	0.20	2.00E+07	15.915	0.00
骨皮质	2.5	10.0	13.263	0.20	180.0	79.577	0.20	0.02	5.00E+03	159.155	0.20	1.00E+05	15.915	0.00
骨髓	2.5	9.0	14.469	0.20	80.0	15.915	0.10	0.10	1.00E+04	1591.55	0.10	2.00E+06	15.915	0.10
脑灰质	4.0	45.0	7.958	0.10	400.0	15.915	0.15	0.02	2.00E+05	106.103	0.22	4.50E+07	5.305	0.00
脑白质	4.0	32.0	7.958	0.10	100.0	7.958	0.10	0.02	4.00E+04	53.052	0.30	3.50E+07	7.958	0.02
玻璃体液	4.0	65.0	7.234	0.00	30.0	159.155	0.10	1.50	0.00E+00	159.155	0.00	0.00E+00	15.915	0.00
血液	4.0	56.0	8.377	0.10	5200.0	132.629	0.10	0.70	0.00E+00	159.155	0.20	0.00E+00	15.915	0.00
心脏	4.0	50.0	7.958	0.10	1200.0	159.155	0.05	0.05	4.50E+05	72.343	0.22	2.50E+07	4.547	0.00
肾	4.0	47.0	7.958	0.10	3500.0	198.944	0.22	0.05	2.50E+05	79.577	0.22	3.00E+07	4.547	0.00
肝	4.0	39.0	8.842	0.10	6000.0	530.516	0.20	0.02	5.00E+04	22.736	0.20	3.00E+07	15.915	0.05
无气肺	4.0	45.0	7.958	0.10	1000.0	159.155	0.10	0.20	5.00E+05	159.155	0.20	1.00E+07	15.915	0.00
充气肺	2.5	18.0	7.958	0.10	500.0	63.662	0.10	0.03	2.50E+05	159.155	0.20	4.00E+07	7.958	0.00
胃	4.0	60.0	7.958	0.10	2000.0	79.577	0.10	0.50	1.00E+05	159.155	0.20	4.00E+07	15.915	0.00
结肠	4.0	50.0	7.958	0.10	3000.0	159.155	0.20	0.01	1.00E+05	159.155	0.20	4.00E+07	1.592	0.00
小肠	4.0	50.0	7.958	0.10	10000.0	159.155	0.10	0.50	5.00E+05	159.155	0.20	4.00E+07	15.915	0.00

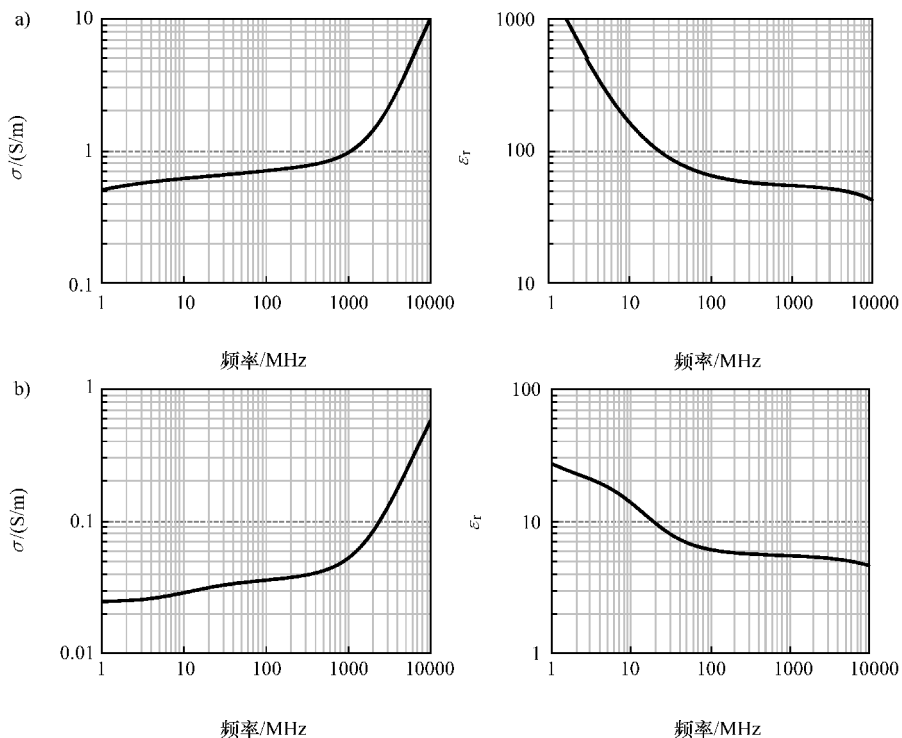


图 2.3 典型的 (图 a) 高含水组织——肌肉及 (图 b) 低含水组织——脂肪的电导率及复介电常数与频率之间的关系

表 2.2 10MHz 时一些主要组织和器官的介电特性参数

人体组织	电导率/ (S/m)	相对介电常数	损耗角正切
干燥皮肤	0.20	361.66	0.98
湿润皮肤	0.37	221.81	2.97
脂肪	0.03	13.77	3.81
肌肉	0.62	170.73	6.49
骨松质	0.12	70.78	3.12
骨皮质	0.04	36.77	2.09
骨髓	0.01	19.27	1.02
脑灰质	0.29	319.67	1.64
脑白质	0.16	175.72	1.62
玻璃液体	1.50	70.01	38.56
血液	1.10	280.03	7.04

(续)

人体组织	电导率/ (S/m)	相对介电常数	损耗角正切
心脏	0.50	293.47	3.07
肾	0.51	371.15	2.46
肝	0.32	223.12	2.55
无气肺	0.44	180.32	4.37
充气肺	0.23	123.66	3.27
食道	0.78	246.43	5.72
胃	0.78	246.43	5.72
结肠	0.49	271.45	3.24
十二指肠	0.78	246.43	5.72
小肠	1.34	488.46	4.95

表 2.3 400MHz 时一些主要组织和器官的介电特性参数

人体组织	电导率/ (S/m)	相对介电常数	损耗角正切
干燥皮肤	0.69	46.79	0.66
湿润皮肤	0.67	49.90	0.60
脂肪	0.04	5.58	0.33
肌肉	0.80	57.13	0.63
骨松质	0.23	22.44	0.47
骨皮质	0.09	13.15	0.31
骨髓	0.03	5.67	0.23
脑灰质	0.74	57.44	0.58
脑白质	0.44	42.07	0.47
玻璃体液	1.53	69.00	1.00
血液	1.35	64.18	0.94
心脏	0.96	66.10	0.66
肾	1.09	66.42	0.74
肝	0.65	51.24	0.57
无气肺	0.68	54.58	0.56
充气肺	0.37	23.81	0.71
食道	1.00	67.49	0.67
胃	1.00	67.49	0.67
结肠	0.86	62.59	0.62
十二指肠	1.00	67.49	0.67
小肠	1.90	66.14	1.29

表 2.4 2.45GHz 时一些主要组织和器官的介电特性参数

人体组织	电导率/ (S/m)	相对介电常数	损耗角正切
干燥皮肤	1.46	38.01	0.28
湿润皮肤	1.59	42.85	0.27
脂肪	0.10	5.28	0.15
肌肉	1.74	52.73	0.24
骨松质	0.81	18.55	0.32
骨皮质	0.39	11.38	0.25
骨髓	0.10	5.30	0.13
脑灰质	1.81	48.91	0.27
脑白质	1.22	36.17	0.25
玻璃体液	2.48	68.21	0.27
血液	2.54	58.26	0.32
心脏	2.26	54.81	0.30
肾	2.43	52.74	0.34
肝	1.69	43.04	0.29
无气肺	1.68	48.38	0.26
充气肺	0.80	20.48	0.29
食道	2.21	62.16	0.26
胃	2.21	62.16	0.26
结肠	2.04	53.88	0.28
十二指肠	2.21	62.16	0.26
小肠	3.17	54.43	0.43

表 2.5 5GHz 时一些主要组织和器官的介电特性参数

人体组织	电导率/ (S/m)	相对介电常数	损耗角正切
干燥皮肤	3.06	35.77	0.31
湿润皮肤	3.57	39.61	0.32
脂肪	0.24	5.03	0.17
肌肉	4.04	49.54	0.29
骨松质	1.81	16.05	0.41
骨皮质	0.96	10.04	0.34
骨髓	0.23	5.04	0.17
脑灰质	4.10	45.15	0.33
脑白质	2.86	33.44	0.31

(续)

人体组织	电导率/ (S/m)	相对介电常数	损耗角正切
玻璃体液	5.41	65.81	0.30
血液	5.40	53.95	0.36
心脏	4.86	50.27	0.35
肾	4.94	48.06	0.37
肝	3.83	39.26	0.35
无气肺	3.94	44.86	0.32
充气肺	1.72	18.97	0.33
食道	5.16	57.89	0.32
胃	5.16	57.89	0.32
结肠	4.58	49.72	0.33
十二指肠	5.16	57.89	0.32
小肠	5.75	49.98	0.41

虽然式 (2.4) 是一个能够比较好地表示人体组织介电特性的表达式, 但是这个表达式过于复杂, 不便于在实际的电磁场分析中应用。另一方面, 正如图 2.2 所示的, 人体组织的介电特性主要由位于几个不同频段的色散区间所决定。例如在图 2.3 中, 电导率及相对介电常数在 100MHz ~ 1GHz 频率之间的变化相对比较小, 这意味着我们只需要一重柯尔 - 柯尔公式, 即式 (2.4) 的一种简化表示形式, 就可以用来表征人体组织在某个特定频段内的介电特性。在这样的情况下, 参数  $\alpha_n$  近似为零, 复相对介电常数可以采用 Debye 公式来近似表示。一阶 Debye 公式可以表示为

$$\dot{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\Delta\epsilon_1}{1 + j\omega\tau_1} \quad (2.5)$$

或者

$$\dot{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\Delta\epsilon_1}{1 + j\omega\tau_1} + \frac{\sigma_0}{j\omega\epsilon_0} \quad (2.6)$$

式中包含有人体离子电导率参数  $\sigma_0$ 。不过, 当频率很高时, 包含有离子电导率参数的第三项也可以忽略掉。图 2.4 给出了利用一阶 Debye 公式对 3.4 ~ 4.8GHz 频率之间的人体肌肉介电特性进行近似计算的例子, 这一频段也是人体区域通信中 UWB 频段的低频部分。图中的菱形及三角形符号表示实际测量数值, 实线表示一阶 Debye 公式计算的结果, 其中  $\epsilon_\infty = 4.0$ ,  $\Delta\epsilon_1 = 48.5$ ,  $\tau_1 = 7.6\text{ps}$ ,  $\sigma_0 = 1.0\text{S/m}$ 。从图中可以看出计算结果与实测结果之间的最大误差小于 5%, 这个计算精度是合理的, 也说明采用一阶 Debye 公式来进行近似计算是可行的。

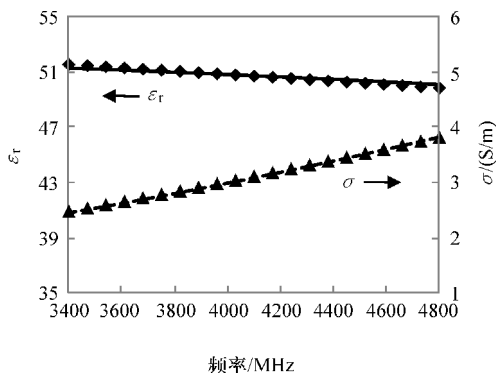


图 2.4 采用一阶 Debye 公式对人体肌肉在 UWB 低频段的介电特性进行近似计算

## 2.4 与年龄相关的人体组织特性

对于生物组织的复相对介电常数，我们可以将式 (2.1) 重新写成如下形式：

$$\dot{\epsilon}_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r = \epsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} = \epsilon_r \left(1 - j\frac{1}{\omega\tau_A}\right) \quad (2.7)$$

式中， $\tau_A = \epsilon_0\epsilon_r/\sigma$ 。对于  $\dot{\epsilon}_r$  有一种更为有用的表示方式，称为“柯尔-柯尔图” (Cole-Cole plot)。柯尔-柯尔图是以  $\epsilon''_r$  为  $y$  轴（虚部）、 $\epsilon'_r$  为  $x$  轴（实部）画成的曲线图。图 2.5 给出了一幅根据测量得到的大龄老鼠部分组织的复介电常数结果绘制的“柯尔-柯尔图” (Peyman, Rezazadeh 及 Gabriel, 2001 年)。从图中可以看出，所有 5 个组织（即皮肤、肌肉、颅骨、大脑及涎腺）对应的  $\epsilon''_r$  与  $\epsilon'_r$  的比值几

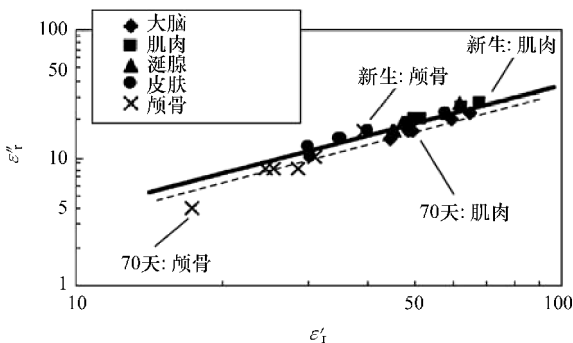


图 2.5 900MHz 时介电特性的柯尔-柯尔图实线与虚线分别

表示高含水组织与低含水组织的介电特性近似结果 (Wang, Fujiwara 与 Watanabe, 2006 年)。(经 Wang J., Fujiwara O. 及 Watanabe S. 允许复制, 引自 “Approximation of aging effect on dielectric tissue properties for SAR assessment of mobile telephones,”

*IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 48, 2, 408-413, 2006. ©2006 IEEE)

乎是相同的, 或者说参数  $\tau_A$  几乎是常数。这个结果表明  $\tau_A$  与年龄近似是无关的。

另一方面, 生物组织可以被看作是由水和有机物组成。生物组织中的总含水量是随着年龄的变化而变化的, 但有机物质的含量则主要取决于组织的类型。因此, 式 (2.7) 中的参数  $\varepsilon_r$  将决定介电特性随年龄的变化关系。此外, 我们知道 Lichteneker 对数法则对于复合介电材料的  $\varepsilon_r$  是成立的 (Lichtenecker, 1926 年)。因此我们可以将任意人体组织的  $\varepsilon_r$  表示为

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{rw}^\alpha \varepsilon_{rt}^{1-\alpha} \quad (2.8)$$

式中,  $\varepsilon_{rw}$  是水的相对介电常数 (温度为 37°C 时, 变化区间为从 10MHz 时的 74.3 到 5GHz 时的 71.6);  $\varepsilon_{rt}$  是有机物质的相对介电常数;  $\alpha$  是与人体的质量密度  $\rho$  及总体水 (Total Body Water, TBW) 有关的含水率, 其定义为  $\alpha = \rho \cdot \text{TBW}$ 。需要注意的是  $\varepsilon_{rt}$  只取决于组织类型, 而与年龄无关。对于成人的人体组织, 将式 (2.8) 代入式 (2.7), 我们可以得到用相对介电常数  $\varepsilon_{rA}$ 、松弛时间常数  $\tau_A$  以及成人人体组织含水率常数  $\alpha_A$  来表示的  $\varepsilon_{rt}$ 。通过简单运算消去式 (2.7) 中的  $\varepsilon_{rt}$ , 我们可以得到

$$\dot{\varepsilon}_r = \varepsilon_{rw}^{\frac{\alpha-\alpha_A}{1-\alpha_A}} \cdot \varepsilon_{rA}^{\frac{1-\alpha}{1-\alpha_A}} \left( 1 - j \frac{1}{\omega\tau_A} \right) \quad (2.9)$$

式 (2.9) 给出了含水率为  $\alpha$  的人体组织复相对介电常数的一个经验表达式。这样一来, 只要已知含水率  $\alpha$  与年龄之间的函数关系, 就可以通过式 (2.9) 来推导计算不同年龄成年人的人体介电特性参数。

实际上, 含水率与总体水 TBW 有关, 即  $\alpha = \rho \cdot \text{TBW}$ 。图 2.6 给出了基于 Altman 和 Dittmer 的数据 (1974 年) 绘制的作为年龄函数的人体 TBW 数据曲线。从图中可以看出, 在 3 岁以下时 TBW 变化非常大, 超过 3 岁以后则变化不明显。从整体变化的趋势来看, TBW (mL/kg) 可以用下面的公式进行拟合 (Wang, Fujiwara 及 Watanabe, 2006 年):

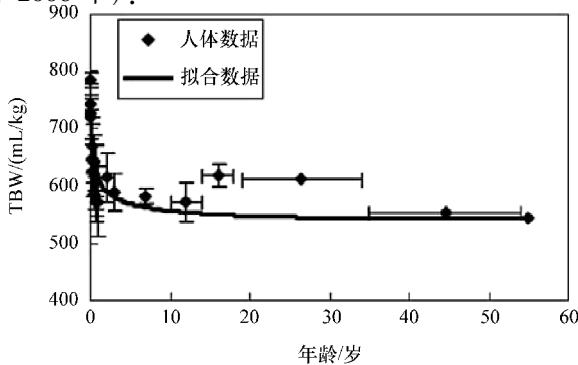


图 2.6 人体的总体水 (TBW) 与年龄之间的函数关系 (Wang, Fujiwara 与 Watanabe, 2006 年)

注: 经 Wang J., Fujiwara O. 及 Watanabe S. 允许复制, 引自 “Approximation of aging effect on dielectric tissue properties for SAR assessment of mobile telephones,”

IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 48, 2, 408-413, 2006. ©2006 IEEE.



$$TBW = 784 - 241e^{-\left[\frac{\ln(\text{Age}/55)}{6.9589}\right]^2} \quad (2.10)$$

这样就可以来计算得到式 (2.9) 中的含水率  $\alpha$ 。需要注意的是由于人体组织生长发育的差异性, 并不能保证不同的人体组织中的总体水 TBW 是相同的。但是, 作为对不同人体组织的介电常数与年龄之间函数关系进行近似计算的第一步, 式 (2.10) 可以作为计算含水率  $\alpha$  的一个合理的近似公式。另外, 对于人体组织的质量密度  $\rho$ , 目前还没有足够的数据来支持我们考虑其随着人体总含水量而发生的变化。因此我们假定含水率  $\alpha$  与总体水 TBW 之间的直接关联系数为一个固定的组织质量密度值。

我们可以根据测量得到的数据来验证式 (2.9) 的有效性。图 2.7 给出了频率为 900MHz 时对皮肤、肌肉、颅骨及大脑 4 类人体组织, 分别采用式 (2.9) 计算得到的相对介电常数  $\epsilon_r$  及电导率  $\sigma$ 。图中也用符号标示出了 Peyman、Rezazadeh 和

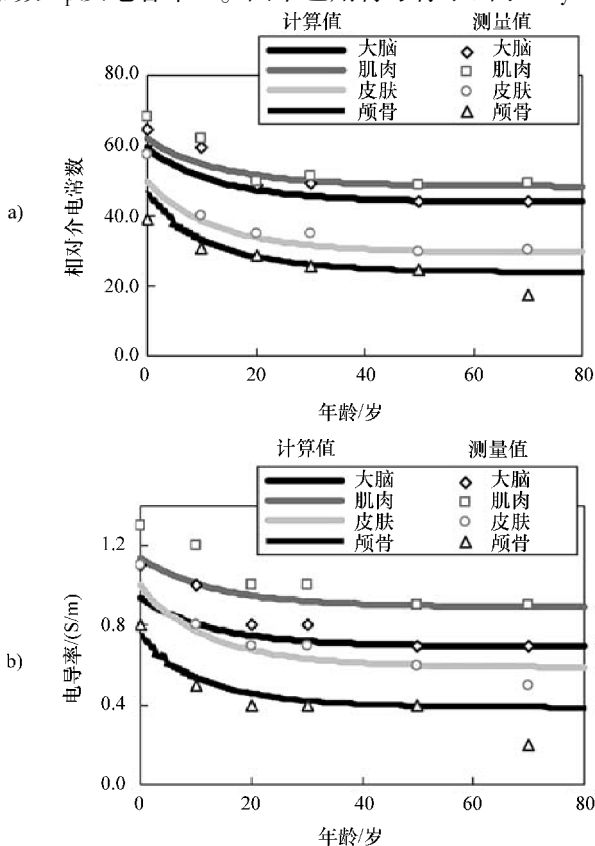


图 2.7 采用公式计算与测量得到的不同年龄人体组织的介电特性结果比较

a) 相对介电常数 b) 电导率 (Wang, Fujiwara 与 Watanabe, 2006 年)

注: 经 Wang J., Fujiwara O. 及 Watanabe S. 允许复制, 引自 “Approximation of aging effect on dielectric tissue properties for SAR assessment of mobile telephones,”

*IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 48, 2, 408–413, 2006. ©2006 IEEE.

Gabriel 对实验白鼠进行测量得到的数据结果 (2001 年)。从图中可以看出对于所有分析的组织, 计算结果与测量结果之间的差值在  $\pm 20\%$  之间。因此, 经验公式 (2.9) 是计算不同年龄人体组织的复相对介电常数的一个合理表达式。

基于上述结果, 我们可以得到计算不同年龄及不同频率条件下人体组织相对介电常数和电导率的方法。计算步骤如下:

1) 利用近似式 (2.10) 计算总体水 TBW, 然后利用  $\alpha = \rho \cdot \text{TBW}$  得到含水率  $\alpha$ 。

2) 查询数据库得到人体组织相对介电常数  $\epsilon_{rA}$  和电导率  $\sigma_A$ , 例如可以从 FCC 网站查询得到 Gabriel 的测量数据, 并计算得到  $\tau_A = \epsilon_0 \epsilon_{rA} / \sigma_A$ 。

3) 利用式 (2.9) 计算特定年龄和频率下的复相对介电常数  $\dot{\epsilon}_r$ , 然后计算得到相对介电常数和电导率结果。

图 2.8 ~ 图 2.10 给出了在频率为 400MHz、2.45GHz 及 5GHz 时分别计算得到的不同年龄的人体组织相对介电常数和电导率的结果。从图中可以看出, 随着年龄增长相对介电常数和电导率都有下降的趋势, 这主要是由于随着年龄增长人体内的含水量是逐渐下降的。从图中还可以发现人体介电特性受年龄影响显著的时期主要是在 10 岁之前。

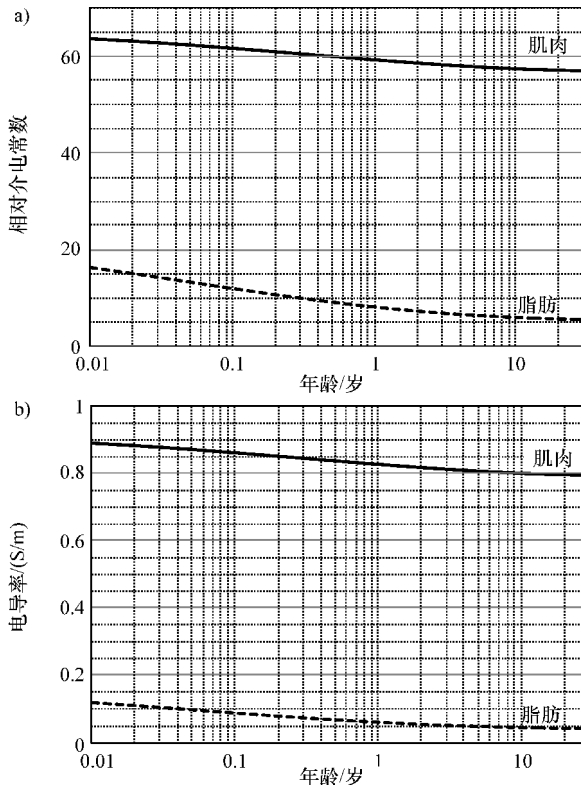


图 2.8 频率为 400MHz 时计算得到的 (图 a) 相对介电常数、(图 b) 电导率与年龄之间的关系

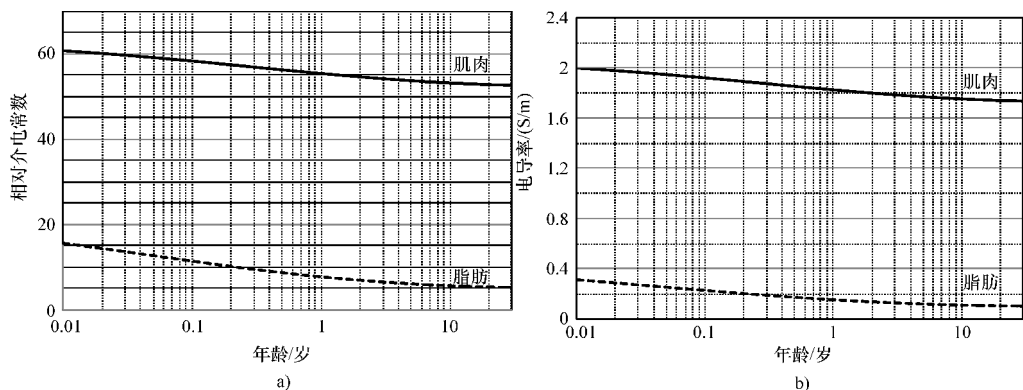


图 2.9 频率为 2.45GHz 时计算得到的 (图 a) 相对介电常数、(图 b) 电导率与年龄之间的关系

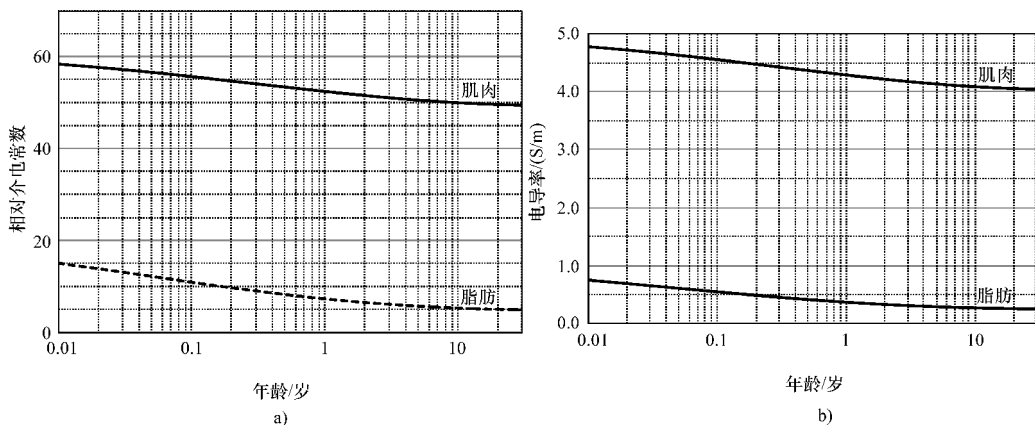


图 2.10 频率为 5GHz 时计算得到的 (图 a) 相对介电常数、(图 b) 电导率与年龄之间的关系

当我们必须考虑年龄对人体组织介电特性的影响时，近似计算式 (2.9) 是一个非常有用的公式。但是，这个公式具有局限性，即只有当人体组织的相对介电常数低于水的相对介电常数时这个公式才能被确认是有效的。实际当中，特别是在低频段（例如 10MHz 以下），人体组织的相对介电常数有可能远大于水的相对介电常数。在这种情况下式 (2.9) 是否仍然有效，需要进一步的验证。

## 2.5 透入深度与频率的关系

由于人体是一个有耗媒质，与频率有关的人体介电特性参数具有实部部分，因此电磁波透入人体后波长将会变短。这也使得人体内电磁波的衰减也随着频率而发

生变化。采用式 (2.1) 中的符号表示, 我们可以将电磁波的波数表示成

$$k = k' - jk'' = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon} = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \left( \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right)} \quad (2.11)$$

该波数为复数, 其中  $\mu_0$  是真空中磁导率。我们来考虑一个半无限大的由均匀人体组织构成的平面媒质, 平面电磁波垂直入射其中, 如图 2.11 所示。人体组织内的电场强度可以表示为沿  $x$  轴传播距离  $d$  的函数, 即

$$E_z = E_{z0} e^{j(\omega t - kd)} = E_{z0} e^{-k''d} e^{j(\omega t - k'd)} \quad (2.12)$$

式中,  $E_{z0}$  是空气与人体分界面处的电场强度;  $e^{-k''d}$  表示电磁波沿着传播方向的衰减因子, 并且有

$$k'' = -\omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \sqrt{\varepsilon_r} \operatorname{Im} \left[ \sqrt{1 - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r}} \right] \quad (2.13)$$

式中,  $\omega (\mu_0 \varepsilon_0)^{1/2} = 2\pi/\lambda_0$ , 这是因为真空中的光速为  $c = 1/(\mu_0 \varepsilon_0)^{1/2}$ 。这样可以将人体组织中电磁波的波长表示为

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r} \operatorname{Re} \left[ \sqrt{1 - j\sigma/\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \right]} \quad (2.14)$$

电磁波进入人体后波长变短产生的影响, 使得电磁波在人体中的传播速度  $v = c/t$  小于真空中的光速  $c$ 。此外, 如果  $\sigma \gg \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r$ , 表明该媒质为良导体, 我们可以得到  $k'' \approx (\omega \mu_0 \sigma / 2)^{1/2}$ 。从式 (2.12) 可以看出电磁场在人体内随着波数  $k''$  呈指数衰减。这种按指数衰减的传播特性与电磁波在自由空间的传播特性是不一样的。这种衰减特性是电磁波在人体内的主要传播机理。

在式 (2.12) 中, 使电场强度  $E_z$  衰减为初始值  $E_{z0}$  的  $1/e$  (即 0.368 或 -8.68dB) 的距离称为趋肤深度或透入深度, 用符号  $\delta$  表示。该定义可以表示为  $k''\delta = 1$ , 或者

$$\delta = \frac{1}{k''} \quad (2.15)$$

表 2.6 给出了典型人体区域通信频率下的一些主要人体组织和器官的透入深度值。从表中可以看出, 频率越高, 透入深度越小。对于高含水组织, 例如肌肉, 频率为 10MHz 时透入深度大约在 20cm, 频率时为 5GHz 时大约在 1cm。但是, 对于低含水组织, 例如脂肪, 透入深度在 10MHz 和 5GHz 频率时分别达到 100cm 和 5cm 左右。在进行应用系统设计和开发时, 必须要考虑到透入深度的这种显著差异, 尤其对于体内通信应用。

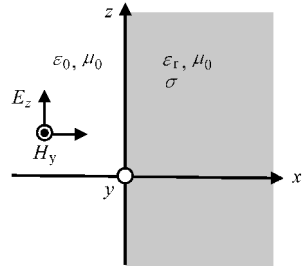


图 2.11 平面电磁波垂直入射到半无限大均匀人体组织中

表 2.6 一些主要人体组织和器官的透入深度 (单位: cm)

人体组织	10MHz	400MHz	2.45GHz	5GHz
干燥皮肤	56.06	5.53	2.26	1.05
湿润皮肤	31.04	5.84	2.20	0.95
脂肪	106.14	30.90	11.70	4.93
肌肉	21.88	5.26	2.23	0.93
骨松质	53.17	11.00	2.87	1.20
骨皮质	96.86	21.32	4.58	1.77
骨髓	235.38	43.49	12.88	5.11
脑灰质	39.32	5.66	2.07	0.88
脑白质	53.52	7.95	2.65	1.09
玻璃体液	13.16	3.17	1.78	0.80
血液	16.31	3.43	1.61	0.73
心脏	26.38	4.69	1.76	0.79
肾	27.22	4.19	1.61	0.76
肝	34.24	6.03	2.09	0.88
无气肺	26.94	5.95	2.21	0.91
充气肺	38.98	7.30	3.02	1.36
食道	19.60	4.56	1.91	0.79
胃	19.60	4.56	1.91	0.79
结肠	26.47	5.11	1.93	0.83
十二指肠	19.60	4.56	1.91	0.79
小肠	15.17	2.60	1.26	0.67

下面我们回到图 2.11 中考虑路径损耗。我们假定有耗媒质为一种典型的人体组织——肌肉。路径损耗的定义式为  $20\lg(E_{z0}/E_z)$ 。根据衰减因子  $e^{-k''d}$ ，我们可以得到体内消化器官到体表的肌肉组织中距离  $d$  的两个典型值（分别为 10cm 和 5cm）所对应的路径损耗与频率之间的关系，如图 2.12 所示。从图 2.12 中可以看出，在距离体表 10cm 的深度，如果要求体内传输的路径损耗最大为 50dB，则需要选择 3GHz 以下的频率。如果接收端允许最大 100dB 的路径损耗，所用频率可以上升到 5GHz。另一方面，在距离体表 5cm 的深度，即使频率升高到 6GHz 时路径损耗也不会超过 50dB。这些结果表明，从透入深度的角度看，较低的频段更适合体内通信应用。因此，透入深度是选择合适的通信频段时需要参考的一个重要指标，特别是对于体内通信应用。

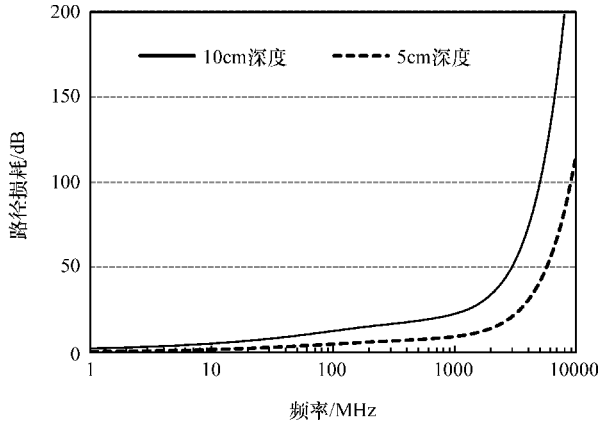


图 2.12 肌肉组织中路径损耗与频率之间的关系 (深度分别为 10cm 和 5cm)

## 2.6 体内吸收特性

电磁波在人体内传输时功率衰减的原因是人体组织吸收了电磁能量。人体组织对电磁能量的吸收特性与频率有关。在低频段, 透入深度的数值较大, 因此电磁波能够进入人体内部更深的地方。然而在高频段, 透入深度变小, 因此电场主要集中于人体的表面。虽然电导率  $\sigma$  在高频段的值比在低频段的值要大, 但是在高频段时透入到人体组织深处的电场强度更弱一些, 因此对应的人体组织深处比吸收率 (Specific Absorption Ratio, SAR) 的数值通常更小。

我们来考虑平面电磁波入射到一个半无限大的人体组织厚片的场景, 这样就容易理解人体组织的这种吸收特性。在这个场景下我们可以得到一个解析表达式, 该表达式使我们对研究结果能够有一个直观的认识。作为获得直观认识的起始步骤, 我们考虑一个平面电磁波垂直入射到厚度为  $l$  的半无限大人体组织厚片, 如图 2.13a 所示。假定该半无限大的人体

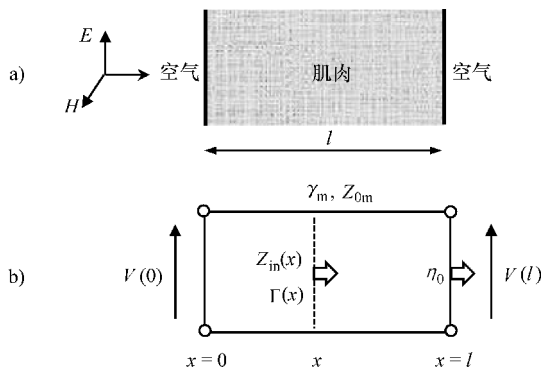


图 2.13

- a) 平面电磁波垂直入射到半无限大人体组织厚片  
b) 等效传输线模型

组织厚片为肌肉层, 终端处为空气。对应的等效传输线模型如图 2.13b 所示。接下

来我们就可以利用传输线理论得到该组织厚片内部 SAR 的分布概况。

我们首先来考虑如图 2.14 所示的传输线系统的基本概念。图中传输线在终端  $x=l$  处接有阻抗值为  $Z_L$  ( $Z_L$  为复数) 的负载, 矢量信号源输出电压为  $V_S$ 。定义传输线上坐标为  $x$  处复电压的反射系数为  $\Gamma(x)$ , 该反射系数即传输线上反向传输与正向传输的相量电压之比。借助电压反射系数  $\Gamma(x)$ , 我们可以将传输线上的电压与电流表示成

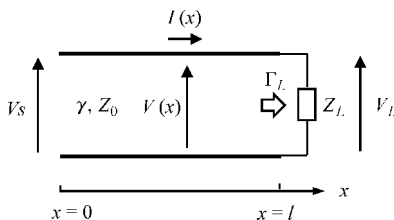


图 2.14 基本传输线模型

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} [1 + \Gamma(x)] \quad (2.16a)$$

$$I(x) = \frac{V^+}{Z_0} e^{-\gamma x} [1 - \Gamma(x)] \quad (2.16b)$$

式中,  $V^+$  表示正向传输的行波的电压幅值;  $\gamma$  和  $Z_0$  分别表示传播常数和传输线特征阻抗。

则传输线上任意一点坐标为  $x$  处的输入阻抗可以表示为

$$Z_{in}(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (2.17)$$

传输线负载处的反射系数为

$$\Gamma_L = \Gamma(l) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.18)$$

并且传输线上任意一点坐标为  $x$  处的反射系数与负载处的反射系数之间的关系可以表示为

$$\Gamma(x) = \Gamma_L e^{-2\gamma(l-x)} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma(l-x)} \quad (2.19)$$

将式 (2.19) 代入式 (2.16a) 中, 我们可以得到传输线上任意一点坐标为  $x$  处的总电压为

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} \left[ 1 + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma(l-x)} \right] \quad (2.20)$$

基于上述传输线理论的基本知识, 下面我们来考虑图 2.13b 中所所示的等效传输线模型。人体肌肉组织中的传播常数  $\gamma_m$  可以表示为

$$\gamma_m = j\omega \sqrt{\mu_0 \dot{\epsilon}_m} = j\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 (\epsilon_{rm} - j\sigma/\omega \epsilon_0)} \quad (2.21)$$

特征阻抗  $Z_{0m}$  可以表示为

$$Z_{0m} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\dot{\epsilon}_m}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 (\epsilon_{rm} - j\sigma/\omega \epsilon_0)}} \quad (2.22)$$

另外, 令负载阻抗  $Z_L$  等于空气的本征阻抗  $\eta_0$ , 我们可以得到传输线上任意一

点坐标为  $x$  处的电压为

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma_m x} \left[ 1 + \frac{\eta_0 - Z_{0m}}{\eta_0 + Z_{0m}} e^{-2\gamma_m(l-x)} \right] \quad (2.23)$$

人体对电磁波的吸收功率与体内电场强度的二次方以及人体组织的电导率成一定比例。因此在上述的传输线模型中, 吸收功率应与电压幅值的二次方及人体组织的电导率成一定比例。假定传输线长度  $l = 20\text{cm}$ , 我们给出频率分别为  $10\text{MHz}$ 、 $400\text{MHz}$  及  $4\text{GHz}$  (接近 UWB 低频段的中心频率) 时吸收功率与透入深度  $x$  之间的函数关系, 如图 2.15 所示。为了便于比较, 将吸收功率用  $10\text{MHz}$  时  $x = 0$  处的吸收功率值进行了归一化。从图中可以看出, 频率较高时在人体组织表面处的吸收功率非常高, 这也导致了频率较高时透入深度比较小。当频率降低后, 集中在人体组织表面的吸收功率变得不那么显著, 电磁波因而能够透入人体更深的位置。

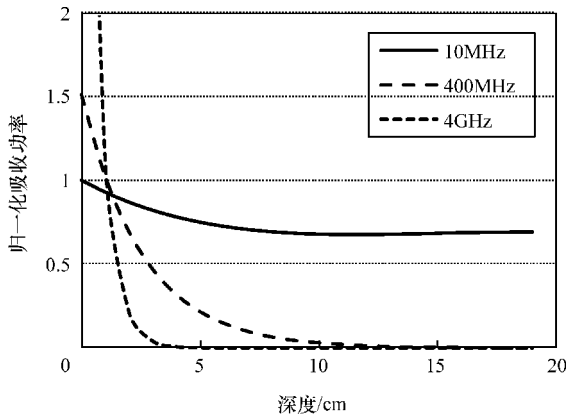


图 2.15 不同频率下归一化吸收功率与组织内部深度之间的关系

通常采用比吸收率 (SAR) 对吸收功率进行定量描述。SAR 定义为人体单位质量所吸收的功率 ( $\text{W}/\text{kg}$ ), 即

$$\text{SAR} = \frac{\sigma}{\rho} E^2 \quad (2.24)$$

式中,  $\rho$  是人体组织的质量密度;  $E$  是人体内电场强度的方均根。

由于电磁场作用在人体上时会导致人体温度升高, 因此 SAR 的数值通常被用来评估电磁场对人体的安全性。简而言之, 人体吸收的功率越多, 导致电磁波在人体内的路径损耗就越大。从体内通信的角度看, 我们必须关注路径损耗, 因为在系统设计过程中需要用到这一参数 (例如链路预算评估)。但是, 从安全性评估的角度看, 我们应该关注 SAR, 因为它与人体温度的升高有关, 而人体温度升高超过  $1^\circ\text{C}$  就被认为是不安全的。

当处于热平衡状态下的人体暴露于电磁场中时, 最终的温升结果可以通过“生物传热方程”来计算, 该方程考虑到了热传导、血液流动及电磁场加热等各种



热交换机理。生物传热方程可以写为 (Pennes, 1948 年)

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial n} = \nabla(K \nabla T) + \rho \text{SAR} - b(T - T_b) \quad (2.25)$$

其边界条件为

$$K \frac{\partial T}{\partial n} = -h(T - T_a) \quad (2.26)$$

式中,  $T$  为温度;  $C_p$  为比热;  $K$  为热传导系数;  $b$  是与血流量有关的常数;  $T_b$  为血液温度;  $T_a$  为环境温度;  $h$  为对流换热系数;  $n$  为沿人体表面法线方向的单位向量; SAR 为电磁场热源输入。

需要注意的是, 对流换热系数  $h$  有两种。其中一种是  $h_a$ , 它是从人体表面到周围环境的对流换热系数; 另外一种是  $h_b$ , 它是从人体皮肤内表面到人体内部腔体的对流换热系数, 通常要大于  $h_a$ 。这些热学参数可以从一些生理学教材中找到 (Guyton 和 Hall, 1996 年), 但是关于这些热学参数的综合数据库目前还没有建立。将 SAR 作为热源激励, 通过求解方程 (2.25), 可以得到以时间作为参数的人体内部温度分布函数。对于稳态下的温升, 可以通过计算温度  $T$  与  $T_0$  之间的差值得到, 这里  $T_0$  是未暴露在电磁场中的人体 (SAR = 0) 在热平衡状态下的标准温度。

## 2.7 体表传播机理

电磁场在体表的传播机理不像体内传播机理那样简单。体表传播机理取决于工作频率, 因此, 其中可能会包含多种不同的类型。

这里我们尝试基于电磁场理论, 来推导用于表示电磁波在不同频段传播机理的一般表达式。我们首先考虑自由空间中垂直电偶极子的电场 (见图 2.16)。在球坐标系  $(r, \phi, \theta)$  下, 离球心距离为  $r$  处沿  $\theta$  方向的电场可以表示为

$$E_\theta = j \frac{I \Delta z}{4\pi} \eta_0 k_0^2 \left[ \frac{1}{k_0 r} - j \frac{1}{(k_0 r)^2} - \frac{1}{(k_0 r)^3} \right] \sin \theta e^{-jk_0 r} \quad (2.27)$$

式中,  $I$  是线电流强度, 单位为 A;  $\Delta z$  是偶极子长度, 单位为 m;  $\eta_0 = (\mu_0/\epsilon_0)^{1/2}$  是自由空间本征阻抗;  $k_0$  是自由空间波数。

式 (2.27) 中包含有  $1/r$ 、 $1/r^2$ 、 $1/r^3$  三项。距离较近的场中,  $1/r^3$  项起主导作用, 这一项也称为静电场分量。当距离  $r$  增大时,  $1/r^2$  与  $1/r^3$  项迅速衰减, 因此距离较远的场中,  $1/r$  项占据主导地位, 称其为辐射场。也就是说,  $1/r$ 、 $1/r^2$ 、 $1/r^3$  这三项分量分别对应于偶极子电场的远场区域、感应场区域及近场区域。这个基本概念有助于我们理解电磁场在体表传播的机理。

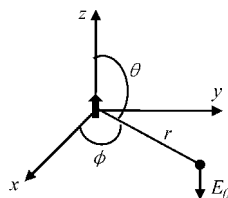


图 2.16 球坐标系中自由空间垂直电偶极子的电场

为了从理论上对体表传播机理进行推导, 我们将人体简化为一个半无限大的有耗电介质, 其介电常数为  $\varepsilon_r$ , 电导率为  $\sigma$ 。如图 2.17 所示, 一对单位电偶极子垂直放置于边界平面上, 该偶极子的电场可以表示为 (Norton, 1937 年)

$$E = jk_0 \left[ H + \frac{1}{k_0^2} \nabla \nabla \cdot H \right] \quad (2.28)$$

这里  $H$  是波势, 只含有沿  $z$  方向的单独一项分量, 即

$$H_z = \int_0^\infty \frac{2}{l + u^2 m} J_0(\lambda_0 r) \lambda_0 d\lambda_0 \quad (2.29)$$

上式中  $J_0$  是第一类零阶贝塞尔函数, 且有

$$l^2 = \lambda_0^2 - k_0^2 \quad (2.30)$$

$$m^2 = \lambda_0^2 - k^2 \quad (2.31)$$

$$k^2 = k_0^2 \left( \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) \quad (2.32)$$

$$u = k_0/k \quad (2.33)$$

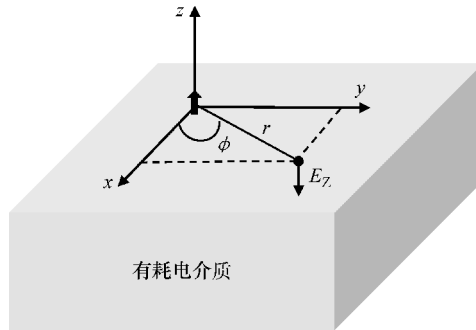


图 2.17 垂直放置于半无限大有耗电介质上的单位电偶极子的电场

在圆柱坐标系  $(r, \phi, z)$  中, 我们有

$$E_z = jk_0 \left[ H_z + \frac{1}{k_0^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} H_z \right] \quad (2.34)$$

$$E_r = \frac{j}{k_0} \frac{\partial^2}{\partial r \partial z} H_z \quad (2.35)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.36)$$

因此, 计算有耗电介质平板上的电场强度问题, 就可以简化为计算  $H_z$ 。通过一些比较复杂的数学运算, 我们得到有耗电介质表面上沿  $z$  轴方向的电场为 (Bae 等, 2012 年)

$$E_z = 2jk_0 \left[ G_S + j \frac{1}{k_0 r} - \frac{1}{(k_0 r)^2} \right] \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (2.37)$$

其中

$$G_S = (1 - u^2 + u^4)F \quad (2.38)$$

$$F \equiv 1 + j \sqrt{\pi w} e^{-w} \operatorname{erfc}(-j\sqrt{w}) \quad (2.39)$$

$$w = \frac{1}{2} j k_0 r u^2 (1 - u^2) \quad (2.40)$$

以及

$$\operatorname{erfc}(-j\sqrt{w}) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-j\sqrt{w}}^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (2.41)$$

式(2.37)中, 第一项与有耗电介质表面传播距离的倒数(即 $1/r$ )成比例, 该项包含一个附加的增益因子 $G_S = (1 - u^2 + u^4)F$ 。 $G_S$ 与有耗电介质的介电特性有关, 因此式(2.37)中的第一项可以近似看作沿着介质表面传播的波。严格来讲, 表面波是沿着两种不同媒质分界面传播的信号, 并且不向外界产生辐射。从这种意义上看, 式(2.37)中的第一项并不是一个严格意义上的表面波, 因为它也向分界面以外的区域产生辐射。但是, 考虑到这一项所表示的场分量随着表面传播距离 $r$ 的增加而减小, 我们仍然称其为表面传播分量。此外, 式(2.37)中其他的两项分量(包含 $1/r^2$ 及 $1/r^3$ 项)分别与电偶极子的感应场及静电场分量相对应。在传播距离较远处, 表面波分量将占据主导地位, 而在传播距离较近处则仅由感应场及静电场分量起主导作用。

这样一来, 我们就可以将体表通信中电磁波的传播机理分为三部分: 与 $1/r$ 项对应的表面传播机理, 与 $1/r^2$ 项对应的电抗性感应机理, 以及与 $1/r^3$ 项对应的静电耦合机理。哪一项分量占据主导地位, 并不是由实际传播距离 $r$ 决定, 而是由相对于工作波长归一化之后的距离来决定。这也就是说, 在一个特定的传播距离 $r$ 处, 这三种传播机理贡献的大小取决于工作频率。当频率较低时, 波长较大, 因此归一化距离较小, 这使得静电耦合分量对体表传播信号的贡献更大。另一方面, 当频率升高时, 波长的减小使得归一化距离逐渐变大。这使得 $1/r$ 项(亦即表面传播分量), 开始对体表传播信号发挥主导作用, 而静电耦合分量则变得可以忽略。不过还需要注意的是, 由于表面传播项中包含增益因子 $G_S = (1 - u^2 + u^4)F$ , 增益因子越大, 表面传播分量也就越大。

下面我们来看一下增益因子 $G_S$ 与频率之间的关系。假定半无限大的有耗电介质为肌肉。根据式(2.33)及式(2.38)~式(2.41), 我们可以得到增益因子与频率之间的函数关系。采用式(2.41)来计算包含复数自变量的互补误差函数时, 我们可以采用下面的泰勒级数表达式对其进行展开:

$$\operatorname{erfc}(z) = 1 - \operatorname{erf}(z) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n z^{2n+1}}{n!(2n+1)} \quad (2.42)$$

图2.18给出了在单位传播距离(1m)处对增益因子的计算结果。另一种表示方式是根据传播距离为1m处的增益因子与 $k_0 r$ 之间的函数关系进行绘图, 如图2.19所示。从这两幅图中可以看出, 表面传播分量的增益因子 $G_S$ 随着频率或 $k_0 r$

的增加而降低。从图 2.18 中可以看出, 当频率低于 100MHz 时, 随着频率的升高, 增益因子的下降相对比较平滑, 并且总是大于 0.85。但是当频率高于 100MHz 时, 增益因子随频率的升高迅速下降, 当频率升高到 5GHz 时下降为 0.27。类似的, 从图 2.19 中可以看出, 表面传播分量的增益因子大于 0.85 时所对应的  $k_0r$  大约为 2.0。

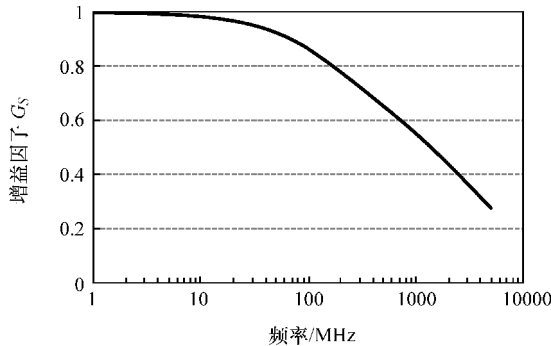


图 2.18 单位传播距离 (1m) 处增益因子  $G_S$  与频率之间的关系

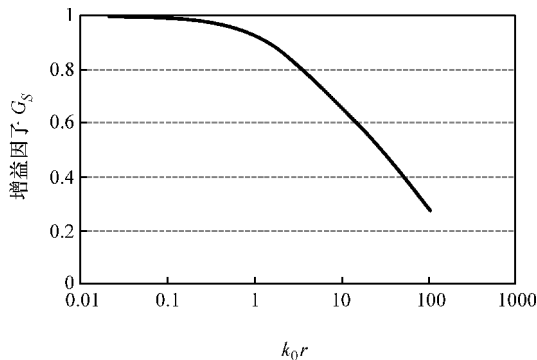


图 2.19 单位传播距离 (1m) 处增益因子  $G_S$  与  $k_0r$  之间的关系

为了区分每一种传播机理对接收场强贡献的大小, 我们来计算式 (2.37) 中所示的 3 种场分量, 即表面传播分量、感应场分量以及静电场分量, 在总的场强中所占的百分比。图 2.20 给出了这 3 种分量的贡献百分比与频率之间函数关系的计算结果, 图 2.21 给出了贡献百分比与  $k_0r$  之间函数关系的计算结果。从图 2.20 中可以看出, 在频率为 50MHz 时, 接收场强中三种分量所占的比例相等。在图 2.21 中可以看到此时对应的  $k_0r$  值为 1.0。当频率低于 50MHz 时, 静电场分量在总场强中占据主导地位, 静电耦合是体表通信中的主要传播机理。另一方面, 当频率超过 50MHz 后, 表面传播分量占据主导地位。特别是当频率大于 100MHz 以后, 表面传播分量所占比例的大小比其他两个分量所占比例之和还要大, 表面传播成为此时体

表通信中的主要传播机理，此时对应的  $k_0r$  的值大约为 2.0。

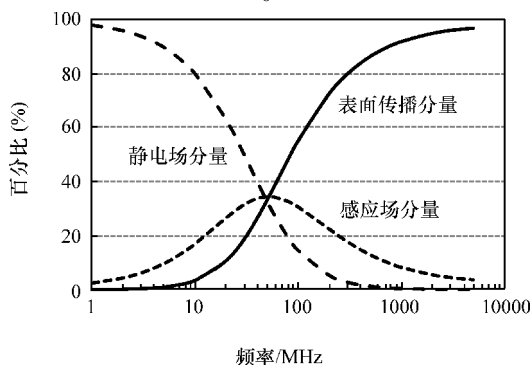


图 2.20 单位传播距离 (1m) 处不同传播机理贡献百分比与频率之间的关系

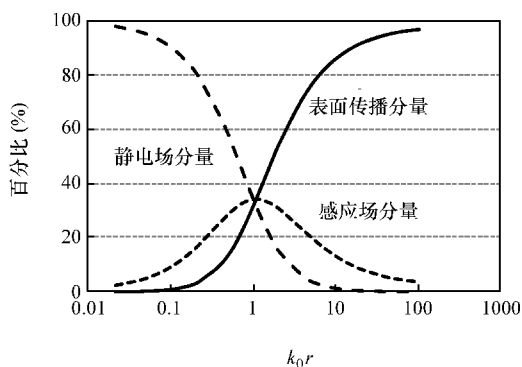


图 2.21 单位传播距离 (1m) 处不同传播机理贡献百分比与  $k_0r$  之间的关系

基于以上分析结论，下面我们来对人体区域通信中几个典型备选频段的体表传播机理进行总结，这几个典型频段是 10MHz 频段、400MHz 频段以及 UWB 频段。

1) 在 10MHz 频段，体表通信在单位距离 (1m) 处的接收场信号中，静电场分量所占比例大约为 80%。因此在该频段中信号的传输主要通过静电耦合方式实现。

2) 在 400MHz 频段，接收场信号中表面传播分量所占比例大约为 80%，表面传播是该频段上体表通信的主要传播机理。

3) 在 UWB 频段，接收场信号中表面传播分量所占比例超过 95%。在该频段体表通信中，信号的传播几乎全部由表面传播机理主导。

虽然以上结论是基于具备肌肉组织介电特性的半无限大平板媒质推导出来的，这些结论对于我们理解体表通信中电磁信号的基本传播机理仍然是有帮助的。当然，实际人体组织的介电特性及形状会导致数值结果与图 2.20 及图 2.21 所示的结果有所偏差。

此外, 我们可以将式 (2.37) 重写如下:

$$E_z = 2j \left[ \frac{2\pi}{c} G_s f + j \frac{1}{r} - \frac{c}{2\pi} \frac{1}{r^2} \frac{1}{f} \right] \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (2.43)$$

式中,  $k_0 = 2\pi f/c$  (其中  $c$  是光速)。这样可以得到接收电场强度与频率之间的函数关系表达式。显然, 频率较低时第三项静电耦合分量表现出低通滤波特性, 而频率较高时第一项表面传播分量表现出高通滤波特性。总之, 体表通信中电磁信号的传播呈现出带阻滤波特性。阻带取决于人体组织的特性及传播距离。这一特性使得较低的 HBC 频段或者较高的 UWB 频段, 对于体表通信来说是更为合理的选择。另外, 静电耦合分量受传播距离的影响较小, 而增益因子  $G_s$  则在 UWB 频段下降迅速。这些特性说明 HBC 频段可能要比 UWB 频段更适合于体表通信应用。

## 2.8 绕射特性

由于人体表面具有复杂的形状, 电磁波在人体表面的实际传播情况与沿着光滑平面传播时的情况不一样。如果发射机和接收机之间的直射路径被障碍物遮挡, 电磁波有可能进入障碍物后面的阴影区域。波的传播方向在微小障碍物附近发生弯曲的现象称为绕射。当障碍物的尺寸不超过波长的数十倍时将可能发生绕射。而这一条件在人体区域通信中通常都是满足的, 人体区域通信中所用的波长一般都在几米以上。在体表通信中, 障碍物可能是身体的某部分或者身体表面的弯曲处; 而在体内通信中, 障碍物可能是人体的某些器官。由于在人体表面绕射的电磁波在以光速传播, 我们也将其称为爬行波。爬行波实际上可以被认为是上一节所介绍的表面传播分量, 不同之处在于它沿着人体弯曲的表面传播。从这种意义上看, 绕射将充当频率较高时电磁波在人体弯曲部分表面的传播机理。

我们来考虑如图 2.22 所示的半径为  $a$  的无限长圆柱体。有一个沿  $z$  轴方向、单位强度大小的磁线源位于坐标  $(x, y) = (a, 0)$  处, 该磁线源作为发射机并激发出横电 (Transverse Electric, TE) 场。圆柱体表面对应的磁场也沿着  $z$  轴方向, 并可以写成如下形式 (Paknys, 1993 年):

$$H_z(\phi) = \frac{j\omega\epsilon_0}{2\pi ka} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{H_{\eta}^{(2)}(ka)}{H_{\eta}^{(2)'}(ka)} e^{-j\eta\phi} d\eta \quad (2.44)$$

式中,  $k$  是波数;  $H_{\eta}^{(2)}(ka)$  和  $H_{\eta}^{(2)'}(ka)$  分别是第二类 Hankel 函数及其导数。

为了计算磁场  $H(\phi)$  的数值, 将式 (2.44) 中分子和分母上的 Hankel 函数用 Watson 近似公式来替换, 可以得到

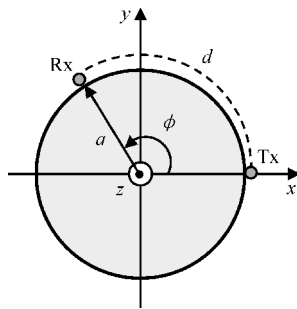


图 2.22 圆柱体表面绕射计算示意图

$$H_z(\phi) \approx -\frac{f\epsilon_0\sqrt{\xi}}{\sqrt{2kd}}e^{-jkd}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{w_2(\tau)}{w_2'(\tau)}e^{-j\xi\tau}d\tau \quad (2.45)$$

其中

$$w_2(\tau) = \sqrt{\pi}[Bi(\tau) - jAi(\tau)] \quad (2.46)$$

上式即 Fock 型艾里 (Airy) 函数, 其中  $Ai(\tau)$  是 Airy 函数, 而  $Bi(\tau)$  是第二类 Airy 函数, 并且还有

$$\xi = (ka/2)^{1/3}\phi \quad (2.47)$$

$$\tau = \frac{\eta - ka}{(ka/2)^{1/3}} \quad (2.48)$$

此外  $d$  为圆柱体表面的线源型发射机与接收点之间的距离。这样, 发射机与接收点之间以角度  $\phi$  为函数变量的 TE 极化波绕射场, 就能通过式 (2.45) 来进行计算。计算绕射场时, MATLAB® 软件提供了处理式 (2.45) 中 Airy 函数的常用工具。

图 2.23 给出了频率分别为 10MHz 及 5GHz 时, 计算得到的圆柱体表面绕射场与角度  $\phi$  之间的函数关系结果。计算中假定该圆柱体为肌肉组织, 半径  $a = 15\text{cm}$ 。绕射场的场强用临近激励源位置处的场强值进行了归一化。正如我们所预料的, 绕射场的场强随着角度的增大而减小。并且频率越高, 绕射场衰减越大。当角度  $\phi = 180^\circ$  时, 此时发射机和接收点的位置恰好位于圆柱体正对的两侧, 绕射场在频率为 10MHz 时的衰减为 40dB, 在频率为 5GHz 时的衰减为 50dB。当频率为 400MHz 时, 绕射场的衰减将位于图 2.23 中两条曲线之间, 但是更靠近 5GHz 的曲线。这些衰减或者路径损耗的大小, 对于体表通信来说属于可以接受的范围。因此, 绕射现象是一种有用的电磁波传播机理, 它使得沿着弯曲人体表面进行的体表通信成为可能。

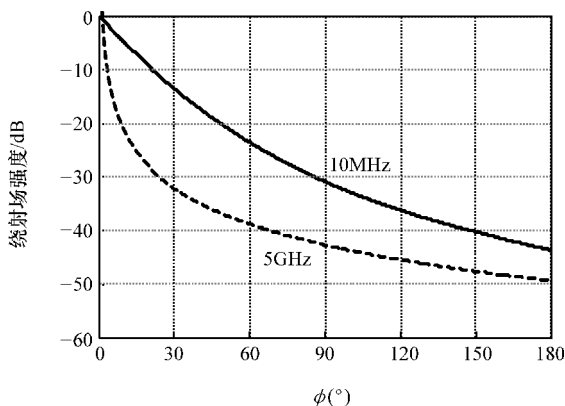


图 2.23 沿半径为 15cm 的肌肉圆柱体表面的绕射场 (TE 极化)

另一方面, 对于图 2.22 中所示的无限长圆柱体, 如果我们假设有一个沿着  $\phi$

方向的磁线源位于圆柱坐标系中  $(r, \phi) = (a, 0)$  位置处, 它将激发出一个同时具有  $r$  分量及  $\phi$  分量的横磁 (Transverse Magnetic, TM) 场。所激发的磁场可以表示为

$$H = \hat{r}H_r + \hat{\phi}H_\phi \quad (2.49)$$

但是, 在人体表面, 也就是当  $r = a$  时,  $H_r$  项将消失, 因此我们只需要考虑  $H_\phi$  分量。对于单位强度的磁线源,  $H_\phi$  可以表示为

$$H_\phi(\phi) = -j \frac{\sqrt{\varepsilon_0/\mu_0}}{2\pi a} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{H_\eta^{(2)'}(ka)}{H_\eta^{(2)}(ka)} e^{-j\eta\phi} d\eta \quad (2.50)$$

为了推导出式 (2.50) 的简化近似表达式, 可以再次应用式 (2.46) 中的 Fock 型 Airy 函数  $w_2(\tau)$ 。这样式 (2.50) 将变为

$$H_\phi(\phi) \approx \frac{\sqrt{\varepsilon_0/\mu_0}}{\sqrt{2k\pi}} \left(\frac{\xi}{d}\right)^{3/2} e^{-jkd} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{w_2'(\tau)}{w_2(\tau)} e^{-j\xi\tau} d\tau \quad (2.51)$$

式中,  $\xi$  和  $\tau$  可以分别通过式 (2.47) 和式 (2.48) 得到。

图 2.24 给出了频率分别为 10MHz 及 5GHz 时, 采用式 (2.51) 计算得到的圆柱体表面 TM 极化波的绕射场与角度  $\phi$  之间的函数关系结果。假定该圆柱体为肌肉组织, 半径  $a = 15\text{cm}$ 。绕射场的场强用临近激励源位置处的场强值进行了归一化。正如从图中所看到的, TM 极化波绕射场的衰减比 TE 极化波绕射场的衰减要大。当角度  $\phi = 180^\circ$  时, TM 极化波绕射场在 10MHz 时的衰减大约为 80dB, 在 5GHz 时的衰减大约为 90dB。绕射场的这些特性表明, 当绕射场具有垂直于弯曲表面的电场分量时, 更容易在弯曲表面传播。

虽然这一章节中对于绕射特性的推导都是针对圆柱体得出的, 但这些推导结果基本上也适用于人体。从绕射波 (特别是 TE 极化波) 的衰减或路径损耗程度在可接受的范围内这一角度来看, 绕射现象应该被看成是体表通信中一种有利的传播机理。但是, 需要注意的是, 当频率较低时透入深度数值较高, 使得电磁波可能会穿透人体, 则发射机与接收机之间除了绕射波的传播路径之外, 还会存在一条直射路径。在这种情况下, 接收到的场信号将是直射波与绕射波信号的叠加。

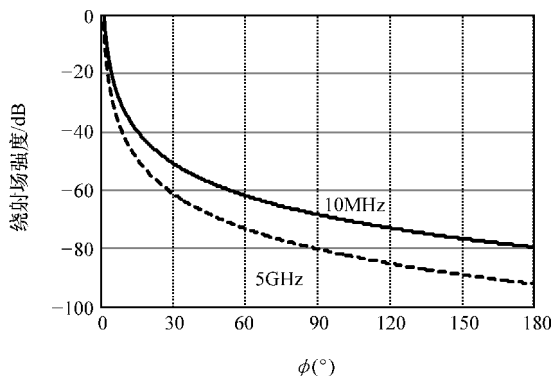


图 2.24 沿半径为 15cm 的肌肉圆柱体表面的绕射场 (TM 极化)



## 参 考 文 献

- Altman, P.L. and Dittmer, D.S. (1974) *Biology Data Book: Blood and Other Body Fluids*, Federation of American Societies for Experimental Biology, Washington, DC.
- Bae, J., Cho, H., Song, K., Lee, H., and Yoo, H.-J. (2012) The signal transmission mechanism on the surface of human body for body channel communication. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **60**(3), 582–593.
- Gabriel, C. (1996) Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies. Brooks Air Force Technical Report, AL/OE-TR-1996-0037.
- Guyton, A.C. and Hall, J.E. (1996) Body temperature, temperature regulation, and fever, in *Textbook of Medical Physiology*, W. B. Saunders, Philadelphia, PA, pp. 889–904.
- IEE of Japan (1995) *Biological Effects of Electromagnetic Fields and Measurement*, Corona Publishing, Tokyo, pp. 51–54.
- Lichtenecker, K. (1926) Die dielektrizitätskonstante natürlicher und künstlicher mischkörper. *Physikalische Zeitschrift*, **27**, 115–158.
- Misra, D. (1987) A quasi-static analysis of open-ended coaxial line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **35**, 925–928.
- Norton, K.A. (1937) The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere Part II. *Proceedings of the IRE*, **25** (9), 1203–1236.
- Paknys, R. (1993) Uniform asymptotic formulas for the creeping wave field on or off a cylinder. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **41** (8), 1099–1104.
- Pennes, H.H. (1948) Analysis of tissue and arterial blood temperature in resting forearm. *Journal of Applied Physics*, **1**, 93–122.
- Peyman, A., Rezazadeh, A.A., and Gabriel, C. (2001) Changes in the dielectric properties of rat tissue as a function of age at microwave frequencies. *Physics in Medicine and Biology*, **46** (6), 1617–1629.
- Schwan, H.P. (1957) Electrical properties of tissue and cell suspensions, in *Advances in Biological and Medical Physics*, vol. 5, Academic Press, New York, pp. 147–209.
- Wang, J., Fujiwara, O., and Watanabe, S. (2006) Approximation of aging effect on dielectric tissue properties for SAR assessment of mobile telephones. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, **48** (2), 408–413.

## 第 3 章 电磁分析方法

由于测量实际人体，特别是人体内部的电磁场存在困难，使得电磁场数值分析方法在人体区域通信中发挥着重要作用。电磁场数值分析方法对于阐明体内和体表区域中电磁场传播特性以及建立信道模型，尤其有帮助。计算机技术的快速发展，使得借助于高分辨率的人体模型来进行高级别的数值仿真成为可能。在本章中，我们将介绍 3 种有代表性的电磁场数值分析方法：时域有限差分（Finite - Difference Time - Domain, FDTD）方法、有限元法（Finite Element Method, FEM）以及结合了矩量法（Method of Moments, MoM）与 FDTD 的混合方法。在介绍完上述 3 种数值分析方法的基本概念及算法之后，我们还将介绍用于数值分析的人体模型。

### 3.1 时域有限差分方法

#### 3.1.1 公式表述

时域有限差分（FDTD）方法（Taftove 和 Hagness, 2000 年）是目前最被大家广泛认可的适用于人体的电磁场数值分析方法。

FDTD 方法的数学公式是通过下面的时域 Maxwell 方程推导得出

$$\begin{aligned}\nabla \times E &= -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \\ \nabla \times H &= \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} + \sigma E\end{aligned}\quad (3.1)$$

式中， $E$  是电场强度； $H$  是磁场强度； $\varepsilon$  是介电常数； $\mu$  是磁导率； $\sigma$  是电导率。为了推导得出 FDTD 方法的数学公式，我们将式 (3.1) 重新写成如下形式：

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial t} &= -\frac{\sigma}{\varepsilon} E + \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times H \\ \frac{\partial H}{\partial t} &= -\frac{1}{\mu} \nabla \times E\end{aligned}\quad (3.2)$$

FDTD 方法基于 Yee 氏元胞分析方法对上面的方程进行离散化，如图 3.1 所示。Yee 氏元胞的一个特点是，电场分量  $E$  与磁场分量  $H$  在空间上间隔半个元胞的距离交错排列。也就是说，电场分量  $E$  一般位于 Yee 氏元胞的边上，而磁场分量  $H$  一般位于 Yee 氏元胞的面上，这样使得差分运算更加方便。定义空间位置为  $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$  处、时间步为  $n\Delta t$  时刻的场量  $F$ （代表  $E$  或者  $H$ ）为

$$F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(i, j, k) \quad (3.3)$$

采用中心差分近似方法, 即

$$\frac{\partial F}{\partial x} \approx \frac{F^n\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) - F^n\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta x}$$

$$\frac{\partial F}{\partial t} \approx \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - F^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.4)$$

我们可以将式 (3.2) 进行离散化, 并随后能够推导得到电场及磁场分量结果。在 Yee 氏元胞的定义中, 电场  $E$  出现于  $t = (n-1)\Delta t$ 、 $n\Delta t$ 、 $(n+1)\Delta t$  时刻, 磁场  $H$  出现于  $(n-1/2)\Delta t$ 、 $(n+1/2)\Delta t$  时刻。因此式 (3.2) 中电场  $E$  对时间的微分必须在  $t = (n-1/2)\Delta t$  时刻进行, 式 (3.2) 中磁场  $H$  对时间的微分必须在  $t = n\Delta t$  时刻进行。根据式 (3.4) 表示的方法, 可以将式 (3.2) 写成

$$\frac{E^n - E^{n-1}}{\Delta t} = -\frac{\sigma}{\varepsilon} E^{n-1/2} + \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times H^{n-1/2}$$

$$\frac{H^{n+1/2} - H^{n-1/2}}{\Delta t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times E^n \quad (3.5)$$

其中

$$E^{n-1/2} = \frac{E^{n-1} + E^n}{2} \quad (3.6)$$

这样, 我们得到

$$E^n = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} E^{n-1} + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \nabla \times H^{n-1/2}$$

$$H^{n+1/2} = H^{n-1/2} - \frac{\Delta t}{\mu} \nabla \times E^n \quad (3.7)$$

这也就是说, 从  $t = (n-1)\Delta t$  时刻的电场  $E^{n-1}$  以及  $t = (n-1/2)\Delta t$  时刻的磁场  $H^{n-1/2}$ , 我们可以得到  $t = n\Delta t$  时刻的电场  $E^n$ ; 从  $t = (n-1/2)\Delta t$  时刻的磁场  $H^{n-1/2}$  以及  $t = n\Delta t$  时刻的电场  $E^n$ , 我们可以得到  $t = (n+1/2)\Delta t$  时刻的磁场  $H^{n+1/2}$ 。

在笛卡儿坐标系下, 式 (3.2) 可以写成

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.8a)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.8b)$$

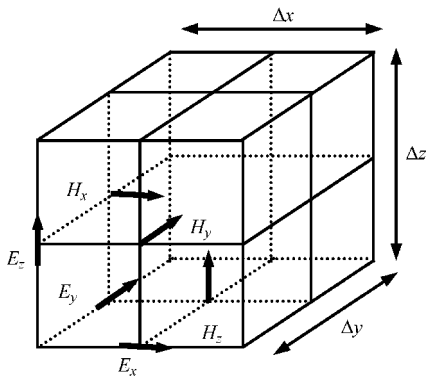


图 3.1 FDTD 算法中的 Yee 氏元胞

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.8c)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (3.8d)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (3.8e)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (3.8f)$$

以电场及磁场的  $z$  分量为例, 根据式 (3.7), 可以得到  $z$  分量如下所示:

$$E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) = \frac{1 - \frac{\sigma(i, j, k + 1/2)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k + 1/2)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k + 1/2)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k + 1/2)}} E_z^{n-1}(i, j, k + \frac{1}{2}) + \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k + 1/2)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k + 1/2)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k + 1/2)}} \times \left[ \frac{H_y^{n-1/2}(i, j, k + \frac{1}{2}) - H_y^{n-1/2}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2})}{\Delta x} - \frac{H_x^{n-1/2}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n-1/2}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})}{\Delta y} \right] \quad (3.9)$$

$$H_z^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) = H_z^{n-1/2}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) + \frac{\Delta t}{\mu(i + 1/2, j + 1/2, k)} \times \left[ \frac{E_y^n(i + 1, j + \frac{1}{2}, k) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i + \frac{1}{2}, j + 1, k) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.10)$$

同理可以得到电场及磁场的  $x$  和  $y$  分量。将 FDTD 方法应用于人体时, Yee 氏元胞完全对应于人体模型中划分的元胞。通过给每一个元胞赋以对应的介电常数及电导率, 我们就能很容易建立人体组织和器官的解剖模型, 并对人体内部的电场及磁场进行计算。

为每一个元胞赋以介电常数及电导率时, 一个值得注意的问题是: 根据图 3.1 及式 (3.7), 元胞的边同样需要有介电常数及电导率的数值。也就是说, 在不同人体组织的边界处也需要配置介电常数及电导率。这是因为在数字人体模型中, 每一个元胞都经过严格辨识并归属于某一种类型的人体组织。

我们来考虑如图 3.2 所示的 4 个元胞边界处的介电常数及电导率。根据安培定律, 沿着所包围面积为  $S(S = S_1 + S_2 + S_3 + S_4)$  的封闭曲线  $C$  (图中虚线所示), 我们有

$$\begin{aligned}
 & \int_S \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} dS + \int_S \sigma E dS \\
 &= \left( \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 + \varepsilon_4}{4} \right) \frac{\partial E}{\partial t} \Delta x \Delta y + \\
 & \left( \frac{\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 + \sigma_4}{4} \right) E_z \Delta x \Delta y \\
 &= \oint_C H dl \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

上式表明在4个相邻元胞的边界处所用的介电常数及电导率,应该取这4个相邻元胞的介电常数及电导率的平均值。

### 3.1.2 吸收边界条件

FDTD方法需要将整个待求解的空间域进行离散化。但是,要离散化一个无限大的空间是不可能的,因为计算机的存储能力有限。因此,计算区域必须截断为有限尺寸空间,即使处理开域问题也需如此。一旦将开域问题中的无限大空间截断为有限尺寸大小,就必须将吸收边界条件应用于计算区域的外侧边界,以模拟开域空间的无反射特性。

目前应用非常广泛并且非常有效的一类吸收边界条件是完美匹配层(Perfectly Matched Layer, PML)吸收边界条件(Berenger, 1994年)。PML吸收边界条件的基本思想是通过阻抗匹配来实现反射最小化。如图3.3所示,考虑一个平面波垂直入射到一个PML媒质,自由空间及PML媒质的特征阻抗分别为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \quad (3.12)$$

以及

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0 + \frac{\sigma^*}{j\omega}}{\varepsilon_0 + \frac{\sigma}{j\omega}}} \quad (3.13)$$

这里 $\sigma^*$ 称为磁导率。根据阻抗匹配条件,即 $Z = Z_0$ ,我们有

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (3.14)$$

这也就是说,只要满足式(3.14),电磁波垂直入射到PML媒质后的反射即

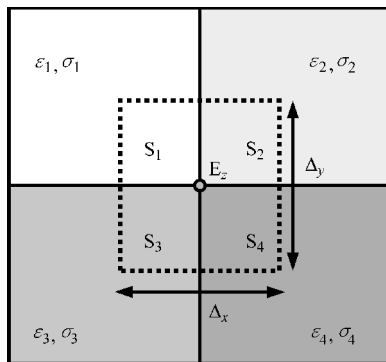


图3.2 具有不同介电常数及电导率的4个元胞的 $x-y$ 平面视图

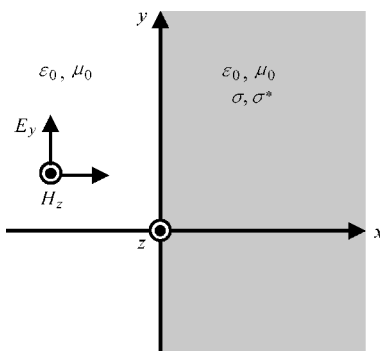


图3.3 平面波垂直入射到PML媒质

为零。

对于带有一定角度的入射, 我们仍然需要使 PML 媒质平面上的反射为零。为做到这一点, 我们首先将每一个电场分量及磁场分量分别拆成两个虚拟的子分量, 即

$$\begin{aligned} E_x &= E_{xy} + E_{xz} \\ E_y &= E_{yx} + E_{yz} \\ E_z &= E_{zx} + E_{zy} \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} H_x &= H_{xy} + H_{xz} \\ H_y &= H_{yx} + H_{yz} \\ H_z &= H_{zx} + H_{zy} \end{aligned} \quad (3.16)$$

其中第二个脚标代表波的传播方向。在每一个传播方向, 分别设定电导率和磁导率参数 ( $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z, \sigma_x^*, \sigma_y^*, \sigma_z^*$ ), 用于表征 PML 媒质特性。通过这样的表示方法, PML 媒质中的麦克斯韦方程组, 在笛卡尔坐标系下将变成 12 个方程:

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 \frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \sigma_y E_{xy} &= \frac{\partial H_z}{\partial y} \\ \varepsilon_0 \frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \sigma_z E_{xz} &= -\frac{\partial H_y}{\partial z} \end{aligned} \quad (3.17a)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 \frac{\partial E_{yz}}{\partial t} + \sigma_z E_{yz} &= \frac{\partial H_x}{\partial z} \\ \varepsilon_0 \frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \sigma_x E_{yx} &= -\frac{\partial H_z}{\partial x} \end{aligned} \quad (3.17b)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} &= \frac{\partial H_y}{\partial x} \\ \varepsilon_0 \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} &= -\frac{\partial H_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (3.17c)$$

$$\begin{aligned} \mu_0 \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{xy} &= -\frac{\partial E_z}{\partial y} \\ \mu_0 \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{xz} &= \frac{\partial E_y}{\partial z} \end{aligned} \quad (3.17d)$$

$$\begin{aligned} \mu_0 \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{yz} &= -\frac{\partial E_x}{\partial z} \\ \mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} &= \frac{\partial E_z}{\partial x} \end{aligned} \quad (3.17e)$$

$$\begin{aligned} \mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} &= -\frac{\partial E_y}{\partial x} \\ \mu_0 \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} &= \frac{\partial E_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (3.17f)$$

根据式 (3.14), 将 PML 媒质的匹配条件写成下面的形式。

在 PML 平面上垂直于  $x$  轴方向有

$$\begin{aligned}\frac{\sigma_x}{\varepsilon_0} &= \frac{\sigma_x^*}{\mu_0} \\ \sigma_y &= \sigma_z = 0\end{aligned}\quad (3.18)$$

在 PML 平面上垂直于  $y$  轴方向有

$$\begin{aligned}\frac{\sigma_y}{\varepsilon_0} &= \frac{\sigma_y^*}{\mu_0} \\ \sigma_x &= \sigma_z = 0\end{aligned}\quad (3.19)$$

在 PML 平面上垂直于  $z$  轴方向有

$$\begin{aligned}\frac{\sigma_z}{\varepsilon_0} &= \frac{\sigma_z^*}{\mu_0} \\ \sigma_y &= \sigma_x = 0\end{aligned}\quad (3.20)$$

为了将 PML 吸收边界条件应用于 FDTD 求解过程中, 需要对方程 (3.17) 同样采用 Yee 氏元胞的方法来进行离散化。例如, 对方程 (3.17a) 中的  $E_{xy}$  进行离散化得到

$$\begin{aligned}E_{xy}^n\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) &= \frac{1 - \frac{\sigma_y(j)\Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y(j)\Delta t}{2\varepsilon_0}} E_{xy}^{n-1}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) + \frac{\Delta t/\varepsilon_0}{1 + \frac{\sigma_y(j)\Delta t}{2\varepsilon_0}} \frac{1}{\Delta y} \\ &\quad \times \left[ H_z^{n-1/2}\left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k\right) - H_z^{n-1/2}\left(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k\right) \right]\end{aligned}\quad (3.21)$$

以及对方程 (3.17f) 中的  $H_{zx}$  进行离散化得到

$$\begin{aligned}H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k\right) &= \frac{1 - \frac{\sigma_x\left(i + \frac{1}{2}\right)\Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x\left(i + \frac{1}{2}\right)\Delta t}{2\varepsilon_0}} H_{zx}^{n-\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k\right) \\ &\quad - \frac{\Delta t/\mu_0}{1 + \frac{\sigma_x\left(i + \frac{1}{2}\right)\Delta t}{2\varepsilon_0}} \frac{1}{\Delta x} \left[ E_y\left(i + 1, j + \frac{1}{2}, k\right) - E_y\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) \right]\end{aligned}\quad (3.22)$$

其中  $\sigma_x$  仅沿着  $x$  轴方向变化,  $\sigma_y$  仅沿着  $y$  轴方向变化。

从理论上讲, PML 媒质对任意角度入射的行波均能够完全吸收。但是, 在实际应用中, 由于计算机的存储空间有限, PML 媒质也必须被截断。典型的端接负载可以采用理想的电导体, 这使得行波被完全反射回到计算域中。这样, PML 媒

质的性能可以由 3 个参数来表征: 厚度; 电导率分布; 对垂直入射波的反射系数。

我们来考虑一个平行于  $w$  ( $w = x, y$  或  $z$ ) 平面的  $L$  层 PML 媒质, 电磁波以角度  $\phi$  入射, 如图 3.4 所示。PML 媒质的所有层均需要满足阻抗匹配条件, 即  $Z_0 = Z_1 = \dots = Z_L$ , 或者写成

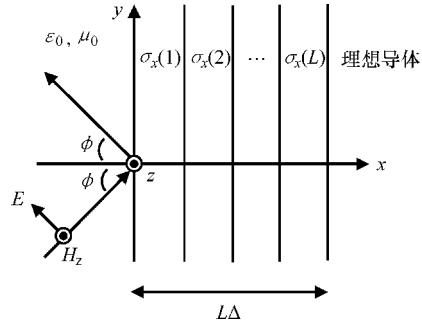


图 3.4 电磁波以角度  $\phi$  入射到  $L$  层 PML 媒质

$$\frac{\sigma_w(1)}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma_w^*(1)}{\mu_0}, \frac{\sigma_w(2)}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma_w^*(2)}{\mu_0}, \dots, \frac{\sigma_w(L)}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma_w^*(L)}{\mu_0} \quad (3.23)$$

如果我们选择

$$\sigma_w = \begin{cases} \sigma_{\max} \left( \frac{L\Delta - w}{L\Delta} \right)^M & w < L\Delta \\ 0 & L\Delta < w < (N - L - 1)\Delta \\ \sigma_{\max} \left( \frac{w - (N - L - 1)\Delta}{L\Delta} \right)^M & w > (N - L - 1)\Delta \end{cases} \quad (3.24)$$

其中  $\Delta = \Delta x, \Delta y$  或  $\Delta z$ ,  $N$  是  $x, y, z$  轴方向上元胞数目的最大值, 则反射系数可以表示为

$$|R(\phi)| \cong \exp \left[ - \frac{2\sigma_{\max}L\Delta}{(M+1)\varepsilon_0c} \cos(\phi) \right] \quad (3.25)$$

因此, 所要求的反射系数由层数  $L$ 、电导率分布参数  $M$  及  $\sigma_{\max}$  决定。一般, 可以取  $M=2 \sim 4$ ,  $L=4 \sim 16$ , 而  $\sigma_{\max}$  由  $\phi=0$  时所要求的反射系数决定, 即

$$\sigma_{\max} = - \frac{(M+1)\varepsilon_0c}{2L\Delta} \ln |R(0)| \quad (3.26)$$

其中  $R(0)$  的典型值可以取  $-120\text{dB}$ 。

### 3.1.3 场的激励

在 FDTD 方法的计算过程中, 必须要有能量源以激发出电场和磁场。在人体区域通信中, 典型的能量源是发射天线。对于一根发射天线, 通常在天线的馈入间隙采用电压源  $v(t)$  来激励, 再通过公式  $E(t) = v(t)/\Delta$  将电压转化为电场强度, 其中  $\Delta$  是元胞尺寸。馈入电流可以通过公式  $i(t) = \oint_C H(l)dl$  来计算, 即根据安培定律将磁场沿着一个封闭曲线进行积分。天线的输入阻抗  $Z_{in}(\omega)$  可以通过下面公式计算得到



$$Z_{in}(\omega) = \frac{V(\omega)}{I(\omega)} = \frac{F\{v(t)\}}{F\{i(t)\}} \quad (3.27)$$

式中, 符号  $F\{\}$  表示傅里叶变换。

电压源  $v(t)$  可以是一个角频率为  $\omega$  的正弦电压, 也可以是一个脉冲电压, 脉冲电压可以有效地产生宽带频谱特征。高斯脉冲是 FDTD 仿真中用到的一种典型的激励源, 它具有频谱光滑以及便于运算的优点。高斯脉冲可以表示为

$$v(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma_t} e^{-\frac{(t-t_0)^2}{2\sigma_t^2}} \quad (3.28)$$

式中, 系数  $\sigma_t$  通常设定为  $\sigma_t = \tau_0/4\sqrt{2}$ 。

图 3.5 给出了高斯脉冲的时域波形以及频谱。该频谱图中包含了一个直流 (DC) 分量。如果不需要直流分量, 可以采用微分高斯脉冲来作为电压源。微分高斯脉冲电压的一般表达式是

$$v^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\sigma_t^2} v^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma_t^2} v^{(n-1)}(t) \quad (3.29)$$

式中,  $n$  表示微分阶数。

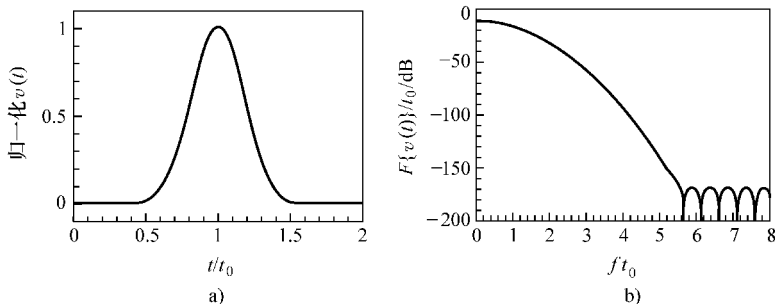


图 3.5

a) 高斯脉冲的时域波形 b) 高斯脉冲的频谱

### 3.1.4 FDTD 方法流程图及代码

图 3.6 给出了 FDTD 计算方法的流程图。首先对各种场分量进行初始化, 并设置好分析计算对象的各项参数。在“更新计算电场  $E$ ”步骤中,  $E^{n-1}$  和  $H^{n-1/2}$  为输入参量,  $E^n$  为计算得到的输出结果。在“应用电场吸收边界条件”步骤中, 根据 PML 原理通过边界内部的  $E^n$  和  $E^{n-1}$  计算得到边界上的电场  $E^n$ 。类似的, 在“更新计算电场  $H$ ”步骤中,  $E^n$  和  $H^{n-1/2}$  为输入参量,  $H^{n+1/2}$  为计算得到的输出结果。在“应用磁场吸收边界条件”步骤中, 根据 PML 原理通过边界内部的  $H^{n+1/2}$  和  $H^{n-1/2}$  计算得到边界上的磁场  $H^{n+1/2}$ 。重复上述过程, 直到激励电压信号通过了整个分析域并达到稳定状态。

FDTD 计算方法的两个 Fortran 语言代码可以从网站 [www.wiley.com/go/wang/bodyarea](http://www.wiley.com/go/wang/bodyarea) 下载。第一个代码适用于矢量处理器计算机。所处理的场景为自由空间中

高斯脉冲电压信号激励一根短偶极子天线。计算输出结果为短偶极子天线上的馈电电压和馈电电流，以及在某些观察点位置处的电场和磁场。

第二个代码适用于具有消息传递接口 (Message Passing Interface, MPI) 库 (Wang 等, 2004 年) 并具备并行处理能力的个人计算机。如图 3.7 所示, 整个 FDTD 的计算域被分成 8 个子空间。每个子空间的计算由一个 CPU 来处理, 所有的 CPU 都运行相同的程序。为了计算边界元胞中的场, 我们需要知道属于相邻子空间的元胞中场的分布结果。这可以通过利用 MPI 库将数据从一个 CPU 传递到另外一个 CPU 来实现。为简单起见, 我们来考虑如图 3.8 所示的一维情况。我们将整个 FDTD 空间分成两个子空间: 在本例中, 为  $S_0$  和  $S_1$ ,  $S_0$  和  $S_1$  分别由  $CPU_0$  和  $CPU_1$  来处理。在电场的计算过程中, 我们将子空间  $S_0$  中的  $H_M$  传递到子空间  $S_1$  中,  $H_M$  在  $S_1$  中被用作  $H_0$ , 用于计算  $S_1$  中的  $E_1$ 。在磁场的计算过程中, 我们将子空间  $S_1$  中的  $E_1$  传递到子空间  $S_0$  中,  $E_1$  在  $S_0$  中被用作  $E_{M+1}$ , 用于计算  $S_0$  中的  $H_M$ 。很容易将本例的计算方法推广到三维的情况, 从而得到实际中可用的并行 FDTD 计算代码。CPU 之间的数据传输可以通过吉比特速率的网卡来实现。

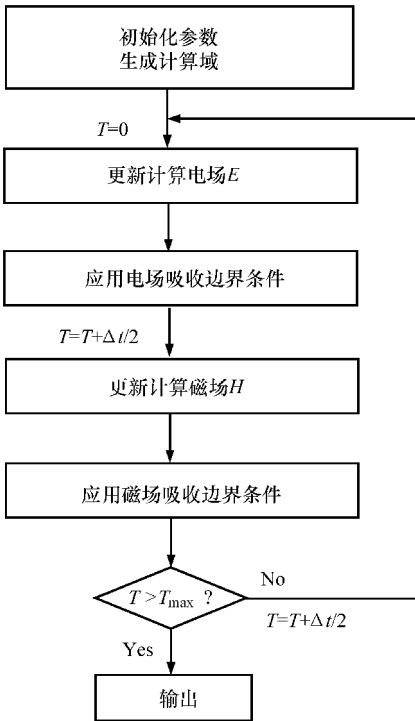


图 3.6 FDTD 方法流程图

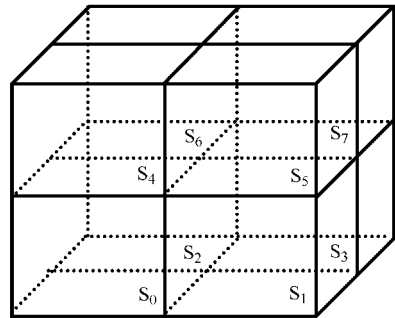


图 3.7 将 FDTD 空间分成 8 个子空间, 每个子空间由一个 CPU 处理

图 3.9 给出了基于 MPI 的并行 FDTD 计算代码流程图。在分别对电场和磁场应用吸收边界条件之后, 调入 MPI 子程序。图 3.10 给出了对采用 8 个 CPU 时并行计

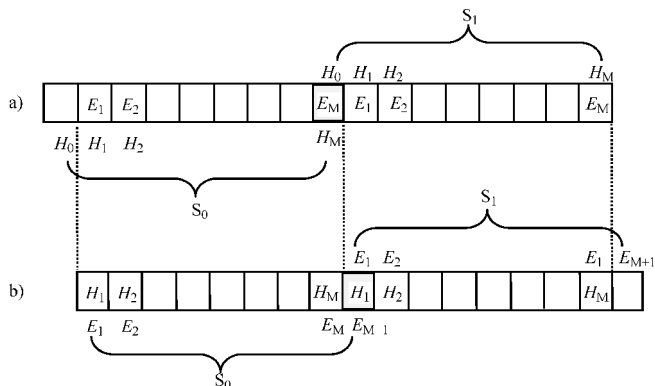


图 3.8 并行 FDTD 代码中子空间之间基于 MPI 的数据交互流程的一维图解

a)  $S_0$  中的  $H_M$  被传给  $S_1$  中的  $H_0$  用于计算  $S_1$  中的  $E_1$

b)  $S_1$  中的  $E_1$  被传递到  $S_0$  中的  $E_{M+1}$  用于计算  $S_0$  中的  $H_M$  (Wang 等, 2004 年)

注: 经 Wang J., Fujiwara O., Watanabe S. 及 Yamanaka Y. 许可使用, 参见 “Computation with a parallel FDTD system of human-body effect on electromagnetic absorption for portable telephones,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52, 1, 966-971, 2004. © 2004 IEEE。

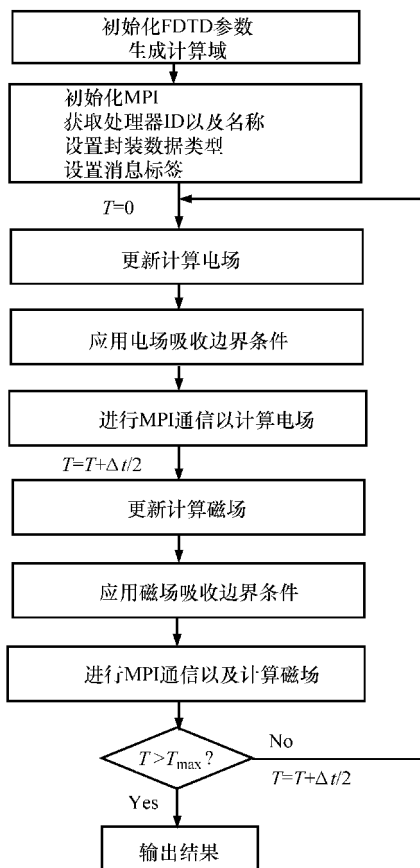


图 3.9 基于 MPI 的并行 FDTD 方法流程图

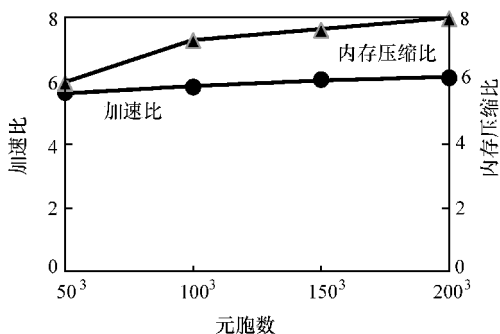


图 3.10 并行 FDTD 代码的性能评估

(Wang 等, 2004 年)

注: 经 Wang J., Fujiwara O., Watanabe S. 及 Yamanaka Y. 许可使用, 参见 “Computation with a parallel FDTD system of human-body effect on electromagnetic absorption for portable telephones,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52, 1, 966-971, 2004. ©2004 IEEE。

算代码性能的评估结果。图中横坐标表示整个 FDTD 计算域中元胞的数目, 左侧及右侧坐标轴分别表示加速比及内存压缩比。加速比定义为单个 CPU 情况下的运行时间与 8 个 CPU 并行情况下的运行时间之比; 内存压缩比定义为所有计算运行在单个 CPU 中时所需要的内存, 与所有计算并行运行在 8 个 CPU 中时每个 CPU 所需要的内存之比。从图中可以看出, 该并行代码所具有的加速比几乎为固定的一个数值 6, 这对应于一个合理的 CPU 效率值 75%; 内存压缩比大约为 8, 这表明并行代码所带来的内存开销几乎可以忽略。

### 3.1.5 频率相关的 FDTD 方法

在 FDTD 方法中, 频率带宽很宽的脉冲信号经常被用来作为激励源, 特别是当需要利用信号的宽带传播特性的时候。正如上一章中所述, 生物组织的介电常数和电导率均与频率有关。在第 2.3 节中给出的德拜 (Debye) 近似式, 是一个描述与频率有关的生物组织介电特性的有用公式。结合这个近似式, 我们可以将生物组织与频率有关的介电特性纳入到 FDTD 方法的计算过程中。

用于表示生物组织复介电常数的 Debye 近似式可以写为如下形式

$$\dot{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_\infty + \chi(\omega) + \frac{\sigma_0}{j\omega\epsilon_0} \quad (3.30)$$

式中,  $\epsilon_\infty$  是频率为无穷大时的相对介电常数;  $\chi(\omega)$  是频域磁化系数;  $\sigma_0$  是频率为零时的离子电导率。

我们可以将式 (3.30) 中的第一项和第二项与电通量密度  $D(\omega)$  相关联, 将第三项与电流密度  $J_0(\omega)$  相关联, 因为只有前两项取决于生物组织的频率弥散性。这样我们得到

$$D(\omega) = \epsilon_0[\epsilon_\infty + \chi(\omega)]E(\omega) \quad (3.31)$$

$$J_0(\omega) = \sigma_0 E(\omega) \quad (3.32)$$

由于采用 FDTD 方法以迭代的方式求解麦克斯韦方程组是在时域中进行的, 因此我们需要将式 (3.31) 与式 (3.32) 转化成时域中的表达式。这可以通过傅里叶逆变换来实现。因此我们可以得到

$$\begin{aligned} D(t) &= \epsilon_0\epsilon_\infty E(t) + \epsilon_0\chi(t) * E(t) \\ &= \epsilon_0\epsilon_\infty E(t) + \epsilon_0 \int_0^t \chi(\tau) * E(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$J_0(t) = \sigma_0 E(t) \quad (3.34)$$

其中星号表示卷积。借助电通量密度  $D(t)$ , 麦克斯韦方程组 (3.1) 中的一个方程可以表示成

$$\nabla \times H(t) = \frac{\partial D(t)}{\partial t} + \sigma_0 E(t) \quad (3.35)$$

为了将式 (3.33) 和式 (3.34) 代入方程 (3.35) 以推导得出与频率相关的

FDTD 计算公式, 我们首先对时域中的式 (3.33) 进行离散化, 计算其在  $t = n\Delta t$  及  $t = (n-1)\Delta t$  时刻的值, 这样我们有

$$\begin{aligned} D^n &= \varepsilon_0 \varepsilon_\infty E^n + \varepsilon_0 \sum_{m=0}^{n-1} E^{n-m} \chi^m \\ &= \varepsilon_0 (\varepsilon_\infty + \chi^0) E^n + \varepsilon_0 \sum_{m=0}^{n-2} E^{n-1-m} \chi^{m+1} \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$D^{n-1} = \varepsilon_0 \varepsilon_\infty E^{n-1} + \varepsilon_0 \sum_{m=0}^{n-2} E^{n-1-m} \chi^m \quad (3.37)$$

从而可以得到

$$\frac{D^n - D^{n-1}}{\Delta t} = \nabla \times H^{n-\frac{1}{2}} - \sigma_0 E^{n-\frac{1}{2}} \quad (3.38)$$

将式 (3.36) 和式 (3.37) 代入式 (3.38) 中, 我们得到电场  $E$  的更新计算公式如下

$$\begin{aligned} E^n &= \frac{2\varepsilon_\infty - \sigma_0 \Delta t / \varepsilon_0}{2\varepsilon_\infty + 2\chi^0 + \sigma_0 \Delta t / \varepsilon_0} E^{n-1} + \frac{2}{2\varepsilon_\infty + 2\chi^0 + \sigma_0 \Delta t / \varepsilon_0} \Phi^{n-1} \\ &\quad + \frac{2\Delta t / \varepsilon_0}{2\varepsilon_\infty + 2\chi^0 + \sigma_0 \Delta t / \varepsilon_0} \nabla \times H^{n-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (3.39)$$

其中

$$\Phi^{n-1} = \sum_{m=0}^{n-2} E^{n-1-m} (\chi^m - \chi^{m-1}) \quad (3.40)$$

以及

$$\chi^m = \int_{m\Delta t}^{(m+1)\Delta t} \chi(t) dt \quad (3.41)$$

时域磁化系数  $\chi(t)$  取决于 Debye 近似式的阶数。对于一阶 Debye 表达式有

$$\chi(\omega) = \frac{\Delta\varepsilon}{1 + j\omega\tau} = \frac{\varepsilon_S - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (3.42)$$

我们可得

$$\chi(t) = \frac{\varepsilon_S - \varepsilon_\infty}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} U(t) \quad (3.43)$$

式中,  $\varepsilon_S$  为零频率时的静态介电常数;  $\tau$  是松弛时间常数。

得到  $\chi(t)$  之后再应用式 (3.41) 的定义, 我们可以得到

$$\chi^m = (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty) e^{-\frac{m\Delta t}{\tau}} [1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}] \quad (3.44)$$

以及

$$\Delta\chi^m = \chi^m - \chi^{m-1} = (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty) e^{-\frac{m\Delta t}{\tau}} [1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}]^2 \quad (3.45)$$

将上面两个公式代入式 (3.40) 中, 可以得到一个更新计算  $\Phi^{n-1}$  的简化公式

$$\Phi^{n-1} = E^{n-1} \Delta\chi^0 + e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \Phi^{n-2} \quad (3.46)$$

利用这个更新计算公式, 就可以很好地将与频率相关的介电常数及电导率纳入到 FDTD 计算过程中。上述方法很容易推广应用于高阶 Debye 表达式。图 3.11 给出了与频率相关的 FDTD 计算方法的流程图。这一方法对于采用脉冲激励信号以利用人体宽带传输特性情况下的分析和计算, 尤其有效。

### 3.2 MoM - FDTD 混合方法

矩量法 (MoM) 是另外一种应用广泛的电磁问题求解方法, 特别适用于解决电磁散射问题。当电磁波入射到一个导体表面时, 将会在导体表面产生电流。这些电流产生辐射并形成散射场。这样的散射问题可以用格林函数进行描述。基于频域的格林函数, 矩量法为导体表面的电流建立关于电场或磁场的积分方程。通过将导体表面用大量的小网格进行建模, 并设定这些小网格的每一条边上表面电

流的分布情况, 矩量法将基于格林函数建立的算子方程简化为一个线性方程组, 该线性方程组可以写成矩阵形式。通过求解线性方程组可以确定每一个网格边上的表面电流, 根据所有表面电流就可以计算散射场。

矩量法的一个突出优点是对复杂表面结构的建模具有很高的精确性。这一特性使其在求解小尺寸、高精度天线的电磁问题方面尤其有效。但是, 矩量法通常只限于处理均匀媒质的相关问题, 因为该方法只要求计算出媒质表面网格边界处的电磁场, 而不需要计算分布于媒质体中的电磁场。这使得将矩量法应用于体内通信方面时具有非常大的局限性, 因为在体内通信的研究中我们需要知道人体内部的接收场信号情况。

在这一节中, 我们将介绍一种结合矩量法与 FDTD 方法的混合分析技术, 用于分析人体区域中的电磁传播问题。矩量法用来对人体外部的发射天线进行建模, 并计算当人体不存在时发射天线在整个分析区域内所产生的电场。将这一电场作为对

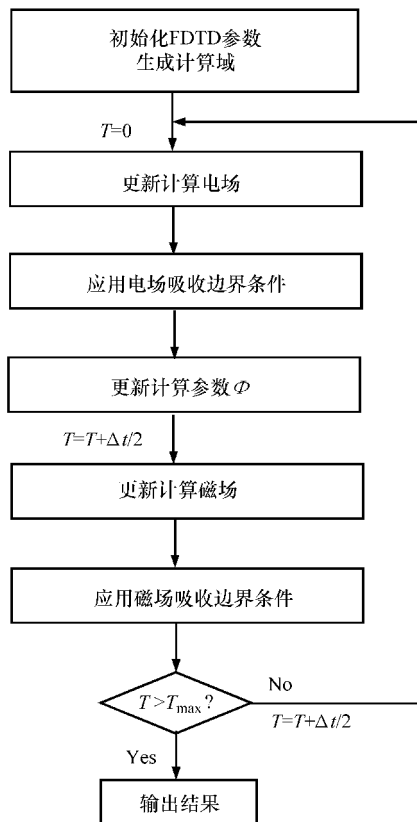


图 3.11 频率相关的 FDTD 方法的流程图

人体的入射场，然后通过散射场 FDTD 方法就可以计算得到人体内部或人体表面总的场分布结果，因为 FDTD 方法适合于对人体的详细解剖结构进行建模。这种混合分析技术结合了矩量法与 FDTD 方法的优点。

### 3.2.1 矩量法的公式表述

理想电导体 (Perfectly Electric Conductor, PEC) 表面的边界条件表明，导体表面的切向电场必须为零，即

$$\mathbf{n} \times [E_i(r) + E_s(r)] = 0 \quad (r \text{ 在 PEC 上}) \quad (3.47)$$

式中， $\mathbf{n}$  是垂直于导体表面指向外侧的方向矢量； $E_i$  是入射电场； $E_s$  是散射电场且可以表示为电流密度  $J$  与频率域的自由空间格林函数两者之间的空间卷积，即

$$E_s(r) = -jk_0\eta_0 \int_s G(r, r') \left[ J(r') + \frac{1}{k_0^2} \nabla' \nabla' J(r') \right] dr' \quad (3.48)$$

式中， $k_0$  是波数； $\eta_0$  是自由空间本征阻抗，并且

$$G(r, r') = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-jk_0|r-r'|}}{|r-r'|} \quad (3.49)$$

表示自由空间格林函数。将式 (3.48) 代入式 (3.47) 中，可以得到理想电导体的电场积分方程 (Electric Field Integral Equation, EFIE)，如式 (3.50) 所示

$$\mathbf{n} \times E_i(r) = jk_0\eta_0 \mathbf{n} \times \int_s \left[ J(r') + \frac{1}{k_0^2} \nabla' \nabla' J(r') \right] G(r, r') dr' \quad (3.50)$$

对于发射天线，可以将其考虑成一个理想电导体。在矩量法中，理想电导体表面的建模通常采用线格划分方式——称之为线网格模型 (wire-grid model)，或者采用光滑或分段光滑的贴片划分方式——称之为表面贴片模型 (surface patch model)。线网格模型使矩量矩阵中的所有数值积分变为一个维度，特别适合于求解远场辐射问题。但是，线网格模型在计算近场和表面电流时不太适用，原因是存在一些难以解决的问题，例如解中存在虚环流 (fictitious loop current)、难以解释计算得出的线电流并将线电流与等效表面电流建立起关联等。表面贴片模型则可以解决这些难题。为了对任意形状的表面进行建模，采用平面三角形形状的贴片模型是非常合适的，其中的原因包括多方面，例如三角形贴片能够比较精准地契合任意几何形状的表面或边界、贴片实施方案容易导入计算机中、可以根据对表面几何形状及表面电流精度的要求来灵活调整贴片密度，等等。

采用三角贴片模型时，贴片上的表面电流分布可以通过一组基函数的和来表示，即

$$J(r) = \sum_{n=1}^N a_n f_n(r) \quad (3.51)$$

式中,  $N$  是边的总数<sup>⊖</sup>;  $a_n$  是未知系数;  $f_n(r)$  是与第  $n$  条边相关的基函数, 用于近似表示表面电流<sup>⊖</sup>。图 3.12 中给出了两个三角形面元  $T_n^+$  和  $T_n^-$ , 它们与采用三角贴片建模后的散射体表面第  $n$  条边相对应 (Rao, Wilton 和 Glisson, 1982 年)。  $T_n^+$  内的任意一点可以通过位置矢量  $\rho_n^+$  来表示,  $\rho_n^+$  是由  $T_n^+$  的自由顶点<sup>⊖</sup>指向  $T_n^+$  内任意一点的矢量。位置矢量  $\rho_n^-$  代表的含义与此类似, 不同之处在于  $\rho_n^-$  的方向是由  $T_n^-$  内的任意一点指向  $T_n^-$  的自由顶点。三角形面元符号中的上角标 “+” 与 “-”, 取决于为第  $n$  条边选择的电流参考方向的正方向, 电流的正方向规定为从  $T_n^+$  流向  $T_n^-$ 。参考图 3.12, 与第  $n$  条边对应的电流矢量基函数可以定义为

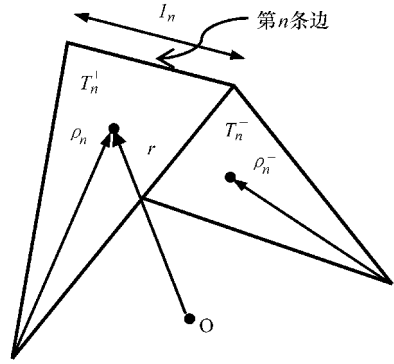


图 3.12 三角贴片模型中与一条边相关联的两个三角形面元及几何参数<sup>⊗</sup>

$$f_n(r) = \begin{cases} \frac{l_n}{2A_n^+} \rho_n^+ & r \text{ 在 } T_n^+ \text{ 内} \\ \frac{l_n}{2A_n^-} \rho_n^- & r \text{ 在 } T_n^- \text{ 内} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3.52)$$

式中,  $l_n$  是公共边的长度;  $A_n^\pm$  是三角形面元  $T_n^\pm$  的面积。

将式 (3.51) 代入式 (3.50), 并用电流矢量基函数的旋度, 即  $\hat{n} \times f_m(r)$ , 来对电场积分方程 (EFIE) 进行变换, 最后得到电场积分方程的矩阵形式, 可以表示为

$$[z_{mn}]_{N \times N} [a_n]_{N \times 1} = [v_m]_{N \times 1} \quad m, n = 1, 2, \dots, N \quad (3.53)$$

$$z_{mn} = \int_{f_m} \int_{f_n} [f_m(r) f_n(r') - \frac{1}{k_0^2} [\nabla \cdot f_m(r)] [\nabla' \cdot f_n(r')] G(r, r')] dr' dr \quad (3.54)$$

$$v_m = -\frac{j}{k_0 \eta_0} \int_{f_m} f_m(r) E_i(r) dr \quad (3.55)$$

⊖  $N$  实际上是非边界或公共边的总数。——译者注

⊖  $f_n(r)$  表示流过两个三角形公共边  $l_n$  的电流矢量。——译者注

⊖ 自由顶点即与公共边  $l_n$  相对的顶点。——译者注

⊗ 图 3.12 有误, 参考 “RAO S M, WILTON D R, GLISSON A W. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1982, 30 (3): 409-418.”, 正确的图为公共边为  $l_n$  的两个三角形, 且  $\rho_n^-$  的方向应为指向自由顶点。——译者注



矩阵方程 (3.53) 可以采用线性方程组的直接求解法进行求解, 典型的方法为 LU 分解法, 或者采用以及线性方程组的迭代求解算法进行求解。一旦得到表面电流, 在接下去的处理过程中就可以计算得到感应出的电磁场。

### 3.2.2 散射场 FDTD 的公式表述

媒质表面总的电磁场是入射场与散射场的叠加, 即

$$E = E_i + E_s \quad (3.56)$$

$$H = H_i + H_s \quad (3.57)$$

式中,  $E$ 、 $E_i$  和  $E_s$  分别为总电场、入射电场及散射电场;  $H$ 、 $H_i$  和  $H_s$  则是它们各自分别对应的磁场。

式 (3.56) 及式 (3.57) 中的所有参量都是时间与空间的函数。一般, 分离场分量形式的麦克斯韦方程组, 可以表示为

$$\nabla \times E_s = -u \frac{\partial H_s}{\partial t} - (\mu - \mu_0) \frac{\partial H_i}{\partial t} \quad (3.58)$$

$$\nabla \times H_s = \varepsilon \frac{\partial E_s}{\partial t} + \sigma E_s + \left[ (\varepsilon - \varepsilon_0) \frac{\partial E_i}{\partial t} + \sigma E_i \right] \quad (3.59)$$

由于人体是一个有耗电介媒质, 且电特性参量分别为  $\varepsilon$ 、 $\sigma$  及  $\mu_0$ , 方程 (3.58) 可以简化为

$$\nabla \times E_s = -u_0 \frac{\partial H_s}{\partial t} \quad (3.60)$$

因此, 计算人体的散射场时不需要知道入射磁场的信息。只要我们知道入射电场 (例如可以采用 3.2.1 节中所介绍的矩量法计算得到), 就可以通过方程 (3.59) 及 (3.60) 来计算由人体引起的散射场, 最后得到总的电磁场。

通过对方程 (3.59) 及 (3.60) 进行离散化处理, 可以直接推导出散射场 FDTD 计算方法的公式表述如下

$$E_s^n = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} E_s^{n-1} + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \nabla \times H_s^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\frac{\sigma \Delta t}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} E_i^{n-\frac{1}{2}} - \frac{(\varepsilon - \varepsilon_0) \frac{\Delta t}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \frac{\partial E_i^{n-\frac{1}{2}}}{\partial t} \quad (3.61)$$

$$H_s^{n+\frac{1}{2}} = H_s^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu_0} \nabla \times E_s^n \quad (3.62)$$

式中,  $\Delta t$  是时间步长;  $n$  是时间步序号。

### 3.2.3 MoM 和 FDTD 方法的混合

图 3.13 给出了 MoM - FDTD 混合方法的原理示意图。计算过程中包含有两个分析域: 一个是矩量法 (MoM) 域, 包含发射天线系统; 另外一个 FDTD 域,

包含人体, 人体受到天线辐射出的电磁场照射后形成新的辐射。 $J_a$  表示天线上的电流密度,  $J_s$  和  $M_s$  分别表示包围人体的封闭面上的电流密度和磁流密度。封闭曲面可以任意选取, 只要它能够完全包裹住人体。MoM - FDTD 混合方法的计算过程如下 (Chakarothai 等, 2012 年):

1) 采用许多小网格对天线结构进行建模, 并在天线馈电点位置所对应网格的边上采用电压进行激励。馈电边处的电压激励采用脉冲间隙馈电方法, 即

$$v_n^{\text{feed}} = -\frac{j}{k_0 \eta_0} V^{\text{in}} l_n \quad (3.63)$$

式中,  $V^{\text{in}}$  是天线输入电压;  $l_n$  是馈电边长度。

根据矩量法, 我们可以推导出矩阵方程式 (3.53), 并通过 LU 分解方法求解该矩阵方程, 从而得到天线上的电流密度  $J_a$ 。在这一步计算中, 人体被排除在外, 不需要考虑。

2) 确定  $J_a$  之后, 由天线辐射出的电场在矩量法分析域中任意观察点位置处形成的对应场强  $E_{s1}$ , 就可以通过式 (3.48) 进行数值计算, 如图 3.13 所示。由于计算得到的电场  $E_{s1}$  是在频域中的取值, 我们再通过相量表达式将其变换到时域。然后将时域的电场  $E_{s1}$  作为入射场, 应用于散射场 FDTD 方法的计算式 (3.61) 中, 即

$$E_i(r, t) \Big|^{t=n\Delta t} = |E_{s1}(r)| \cos[\omega n\Delta t + \angle E_{s1}(r)] \quad (3.64)$$

$$\frac{\partial E_i(r, t)}{\partial t} \Big|^{t=n\Delta t} = -\omega |E_{s1}(r)| \sin[\omega n\Delta t + \angle E_{s1}(r)] \quad (3.65)$$

式中,  $\omega$  表示角频率;  $|E_{s1}(r)|$  和  $\angle E_{s1}(r)$  分别表示散射电场的幅度和相位。

3) 通过散射场 FDTD 方法计算人体位置处的散射电场  $E_s$  和散射磁场  $H_s$ 。在这一步骤中, 天线被排除在 FDTD 分析域之外, 并将吸收边界条件应用于 FDTD 分析域的截断边界。

4) 通过电磁场理论中的等效原理, 计算包围人体的封闭面上的电流密度  $J_s$  和磁流密度  $M_s$ , 即

$$J_s(r) = \mathbf{n}(r) \times H_s(r) \quad (3.66)$$

$$M_s(r) = -\mathbf{n}(r) \times E_s(r) \quad (3.67)$$

其中封闭面上的  $E_s$  和  $H_s$  由散射场 FDTD 方法计算得到。由于 FDTD 元胞尺寸很小, 大约在波长 1/10 的量级, 我们可以将封闭面上位置矢量为  $\mathbf{r}$  处的 FDTD 元胞面上的  $J_s(r)$  和  $M_s(r)$ , 分别转化为元胞面上的无限小电偶极矩和磁偶极矩进行

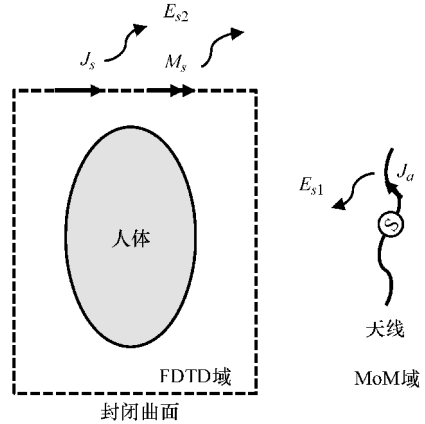


图 3.13 MoM - FDTD 混合方法原理示意图

考虑。在封闭曲面上第  $i$  个元胞处的无限小电偶极矩和磁偶极矩可以分别表示为

$$\mathbf{j}_i = \mathbf{J}_s(r_i) \Delta s \quad (3.68)$$

$$\mathbf{m}_i = \mathbf{M}_s(r_i) \Delta s \quad (3.69)$$

式中,  $r_i$  是指向第  $i$  个元胞中心点的位置矢量;  $\Delta s$  是元胞的面积。

然后, 人体散射的电场在包裹人体的封闭曲面外任意一点处的值, 可以通过下面的公式进行解析计算得到

$$E_{s2}(r) = jk_0 \sum_{i=1}^{N_d} \left[ \eta_0 (\mathbf{p}_i - \mathbf{j}_i) + \frac{3\mathbf{p}_i - \mathbf{j}_i}{j\omega\epsilon_0} D + (\mathbf{R}_i \times \mathbf{m}_i) D \right] \frac{e^{jk_0 R_i}}{4\pi R_i} \quad (3.70)$$

$$\mathbf{p}_i = \frac{(\mathbf{R}_i \cdot \mathbf{j}_i) \mathbf{R}_i}{R_i^2}, \quad D = \frac{1}{R_i} \left( 1 + \frac{1}{jk_0 R_i} \right), \quad R_i = r - r_i$$

式中,  $N_d$  是电偶极矩和磁偶极矩的总数目。

这种解析计算不需要对自由空间区域进行离散化, 能够极大节省计算资源。

5) 将式 (3.70) 中的散射场  $E_{s2}$  代入式 (3.55) 中, 得到矩量法分析域中网格单元的每条边上新的感应电压值, 如式 (3.71) 所示。

$$v_m = - \frac{j}{k_0 \eta_0} \int_{f_m} f_m(r) E_{s2}(r) dr \quad (3.71)$$

由于在矩量法中, 每个矢量元素  $v_m$  均被当作一个新的激励源, 因此这一步计算得到的电流密度  $J_a$  必须加到上一轮迭代中计算得到的电流密度上。重复步骤 1~4, 直到某个需要求解的参量 (例如电场) 达到收敛。

当采用 FDTD 方法对一根尺寸小、结构复杂的发射天线进行建模存在困难时, MoM - FDTD 混合方法提供了一种非常有用的替代手段。采用 MoM - FDTD 混合方法, 一般经过数次迭代之后计算结果即能达到收敛。

### 3.3 有限元法

对于一个时谐场, 即场分量为某个角频率  $\omega$  的谐振函数的场, 麦克斯韦方程组可以借助于复相量表示法表示成一个简单的形式, 即

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{E} + j\omega \mathbf{B} &= 0 \\ \nabla \times \mathbf{H} - j\omega \mathbf{D} &= \mathbf{J} \end{aligned} \quad (3.72)$$

为了求解方程 (3.72), 我们可以首先将同时包含电场  $\mathbf{E}$  及磁场  $\mathbf{H}$  的一阶微分方程, 转化为仅包含电场  $\mathbf{E}$  或者磁场  $\mathbf{H}$  的二阶微分方程。根据参量之间的本构关系  $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$ 、 $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$  以及  $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ , 我们可以消去磁场  $\mathbf{H}$ , 得到电场  $\mathbf{E}$  的微分方程, 即有

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{E} \right) - \omega^2 \epsilon \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{J}_s \quad (3.73)$$

式中,  $\mathbf{J}_s$  为外加电流源。

类似的, 我们也可以消去电场  $\mathbf{E}$ , 推导得到磁场  $\mathbf{H}$  的微分方程为

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\epsilon} \nabla \times H \right) - \omega^2 \mu H = \nabla \times \left( \frac{1}{\epsilon} J_s \right) \quad (3.74)$$

有限元法 (Finite Element Method, FEM) (Jin, 1993 年) 是一种数值计算方法, 可以用来求解上述偏微分方程, 它将上述偏微分方程转化为一个方程组进行求解。有限元法的原理是将整个分析域用一些子域来替代, 并在子域中将未知函数表示成一些系数待定的简单插值函数的组合。也就是说, 用有限数量的待定系数及插值函数来逼近整个系统的解。在结合数字人体模型 (将在下一节介绍) 进行分析计算时, 有限元法不如 FDTD 方法应用普遍, 因此这里我们只对有限元法的基本原理做一个简单的介绍。

通常, 偏微分方程可以用一个微分算子  $L$  来统一表示, 即

$$L(u) = s \quad (3.75)$$

式中,  $s$  为激励;  $u$  为未知量。

有限元法采用变分法来求解这一方程, 在变分法中待求解问题被写成变分表达式形式, 也被称为泛函。泛函 (用字母  $F$  表示) 被定义为一种从函数空间到数域的映射。我们知道函数的概念是将一个数映射为另一个数, 因此泛函的概念是对函数概念的逻辑扩展。例如, 假如  $v$  是一个已知函数, 则  $F[v]$  是与函数  $v$  对应的唯一的一个数。泛函的极小值问题与给定边界条件下的微分方程求解问题等价。因此, 方程 (3.75) 的近似解, 可以通过求解使泛函取得极小值的自变量函数来得到。

有限元法通常包含 4 个步骤: 分析域离散化; 选择插值函数; 建立方程组; 求解方程组。

有限元法的第一步, 是对分析域  $\Omega$  进行离散化, 将分析域  $\Omega$  划分成许多小的子域。这些子域被称为“单元”, 并按照序号  $m = 1, \dots, M$  进行编号。这些单元的形状可能为四面体、三棱柱或者长方体, 如图 3.14 所示。四面体在适应任意形状的实体方面是最好的, 长方体则更加适用于常用的数字人体模型。在有限元法的求解过程中, 待求解问题是单元节点处的未知函数  $u$ 。一个四面体包含 4 个节点, 而一个长方体包含 8 个节点。对一个节点的完整描述包括它的坐标值、局部序号和全局序号。局部序号和全局序号分别表示该节点在单元以及整个系统中所处的位置。图 3.15 解释了局部序号和全局序号的含义。

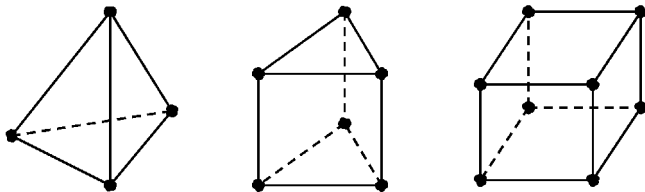


图 3.14 三维单元形状: 四面体, 三棱柱及长方体

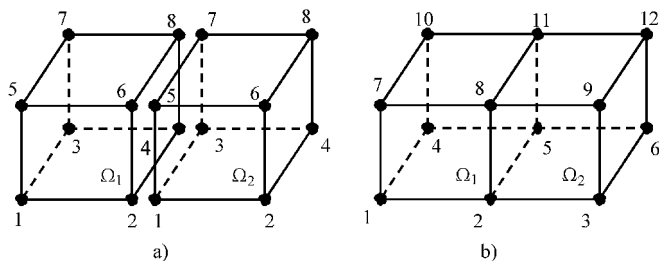


图 3.15 局部序号及全局序号的含义

a) 局部序号 b) 全局序号

有限元法的第二步,是选择插值函数用于逼近每个单元中的待求解函数。为简化计算,一般选择一阶多项式作为插值函数。则第  $m$  个单元中的待求解函数可以表示为

$$\tilde{u}^m = \sum_{l=1}^{N_m} w_l^m u_l^m = [u^m]^T [w^m] \quad (3.76)$$

式中,  $N_m$  是第  $m$  个单元的节点总数;  $u_l^m$  是第  $m$  个单元中第  $l$  个节点处函数  $u$  的取值;  $w_l^m$  是插值函数且仅在单元  $m$  内为非零值。

在这个方程中,待定系数为  $u_l^m$ 。

在介绍有限元法的第三步——建立方程组之前,我们首先给出两个函数  $u$  和  $v$  内积的定义,用尖括号表示,即

$$\langle u, v \rangle = \int_{\Omega} u \cdot v d\Omega \quad (3.77)$$

式中,  $\Omega$  是函数  $u$  及  $v$  的定义域。

根据这一定义,如果微分算子  $L$  满足

$$\langle Lu, v \rangle = \langle u, Lv \rangle \quad (3.78)$$

则下面的泛函

$$F(\tilde{u}) = \frac{1}{2} \langle \tilde{u}, L(\tilde{u}) \rangle - \langle s, \tilde{u} \rangle \quad (3.79)$$

取得极小值时对应的自变量函数  $\tilde{u}$  即为方程 (3.75) 的解。换言之,方程 (3.75) 与泛函  $F$  的极小值问题,在数学意义上是等价的。为使泛函  $F$  取得极小值,它关于自变量函数  $\tilde{u}$  的一阶导数应该等于零。

在  $M$  个单元组成的整个分析域内,泛函  $F$  可以表示为

$$F(\tilde{u}) = \sum_{m=1}^M F^m(\tilde{u}^m) \quad (3.80)$$

⊖ 原文为  $n$ , 有误,应为  $l$ 。—译者注

同时有

$$F^m(\tilde{u}^m) = \frac{1}{2} \langle \tilde{u}^m, L(\tilde{u}^m) \rangle - \langle s, \tilde{u}^m \rangle \quad (3.81)$$

其中自变量函数  $\tilde{u}^m$  的定义域为  $\Omega_m$ 。将式 (3.76) 代入式 (3.81) 中, 我们得到

$$F^m = \frac{1}{2} [u^m]^T [K^m]^T [u^m] - [u^m]^T [b^m] \quad (3.82)$$

式中,  $[K^m]$  是一个  $N_m \times N_m$  的矩阵;  $[b^m]$  是一个  $N_m \times 1$  的列向量, 且有

$$K_{nl}^m = \langle w_n^m, L(w_l^m) \rangle \quad (3.83)$$

以及

$$b_n^m = \langle s, w_n^m \rangle \quad (3.84)$$

将  $F^m$  代入式 (3.80), 并采用节点的全局序号, 我们得到

$$F = \frac{1}{2} [u]^T [K][u] - [u]^T [b] \quad (3.85)$$

式中,  $[K]$  是一个  $N \times N$  的矩阵;  $N$  为所有未知量 (或节点) 的总数;  $[u]$  是一个  $N \times 1$  的未知系数向量;  $[b]$  是一个  $N \times 1$  的已知向量。

为使泛函  $F$  取得极小值, 我们让  $F$  关于  $u_n (n=1, 2, \dots, N)$  的偏导均为零, 这样就得到一个线性代数方程组, 写成矩阵形式为

$$[K][u] = [b] \quad (3.86)$$

有限元法的第四步或最后一步, 是求解方程组 (3.86) 得到向量  $[u]$ 。虽然方程组的维度或未知量的数目可能达到数十万之巨, 不过目前研究人员已经开发出许多功能完善的“黑盒”程序包, 可以用来求解这类方程组。通过这种方式, 我们就可以采用有限元法来对向量波动方程 (3.73) 和式 (3.74) 进行求解, 从而能够对人体区域通信中的电磁传播特性进行分析。

在分析人体区域的电磁传播特性时, 需要注意电磁辐射可能发生在开域中, 此时用有限数量的单元来覆盖整个分析域是不可能的。因此需要采用一个域终止边界, 将分析域截断为有限尺寸大小。在这个终止边界上, 必须强制施加辐射条件或吸收边界条件, 使得分析域内辐射出来的电磁波到达边界上时不会发生反射。最简单的边界条件是在位置  $\rho$  处设置一个圆形边界, 并强制施加 Sommerfeld 辐射条件, 即

$$\frac{\partial u}{\partial \mathbf{n}} = -jk u(\rho) \quad (3.87)$$

式中,  $\mathbf{n}$  是圆形边界的法线向量;  $k$  是波数。

Sommerfeld 辐射条件假设辐射的电磁波完全为行波, 因此终止边界应该位于离分析对象相当远的地方。为克服这一距离要求问题, 在 FDTD 方法中介绍的“完全匹配层 (PML)”吸收边界条件也可以用在有限元法中。这种应用方式相当于是在有限元分析域中引入了一个附加层, 附加层使得入射到上面的电磁波产生衰减而不

产生反射，就好似电磁波穿透了该层一样。

### 3.4 数字人体模型

基于解剖学建立的人体模型对于人体区域通信中的数值仿真是必需的。这类数字人体模型通常是依据磁共振成像 (Magnetic Resonance Imaging, MRI) 或计算机断层扫描 (Computed Tomography, CT) 数据而建立。MRI 或 CT 可以提供人体从头到脚横截面切片的灰度图像数据, 这些切片之间的间距可以指定。每个切片图像的分辨率在几毫米的量级。通常从 CT 图像中识别出骨骼比较容易, 但是要识别出人体内部的器官则困难得多。在识别人体内部组织方面, MRI 数据一般要优于 CT 数据, 因为 MRI 数据具有更高的对比度。因此, 在建立数字人体模型时, 更多的会采用 MRI 数据。MRI 方法的缺点是采集图像数据非常费时, 并且要从图像数据中自动识别出各种器官也非常困难。

为了建立数字人体模型以便对电磁场进行数值分析, 必须要从原始灰度数据中识别出不同类型的人体组织, 这一过程被称之为“分割”。之所以需要这么做是因为在求解麦克斯韦方程组的过程中, 我们需要知道每一个人体组织的介电常数和电导率。然而, 磁共振图像中的灰度值与人体组织类型之间并没有直接对应关系。不同类型的人体组织可能具有相同的灰度值, 这使得目前所能采用的图像处理技术都无法保证以足够的准确度从原始图像中自动识别出各个对应的组织或器官。因此, 目前所有的组织和器官识别过程, 从很大程度上讲都是靠人工或以半自动的方式来完成。来自医学专家的指导对于实现精准的图像分割也是非常必要的。

对灰度图像进行分割时, 首先重新调整灰度比例以生成大小合适的像元。然后辨识图像中的每一个像元, 严格确定其归属于哪一种类型的组织 (例如, 可以通过为每一个像元指定一个“红—绿—蓝”颜色代码, 标示该像元所属的组织类型)。这一过程可以借助商业软件来完成 (例如 Adobe Photoshop 软件)。接下来将所有经过辨识后的横截面图像合并在一起, 得到一个三维的数字人体模型。最后一般还需要一个精细调整的过程, 使得在 3 个正交扫描平面 (轴位、矢状位、冠状位) 内各个切片图像之间的连接变得平滑。

图 3.16 给出了一个数字人体模型的例子 (Nagaoka 等, 2004 年)。该数字人体模型正是采用刚才介绍的方法, 依据 MRI 数据建立的。模型中包含有 51 种人体组织类型, 例如皮肤、脂肪、肌肉、骨骼、白质、灰质、心脏、肝脏、肺等。整个模型由数量巨大的立方体单元组成, 立方体单元尺寸为  $2\text{mm} \times 2\text{mm} \times 2\text{mm}$ 。基于该模型来进行电磁场数值分析, 复杂度非常高。这个模型的数据可以从日本情报通信研究机构 (National Institute of Information and Communications Technology, NICT) 获得, 仅限于学术研究使用。

上面介绍的方法对于建立数字人体模型来说, 显然过于烦琐和费时。为了克服

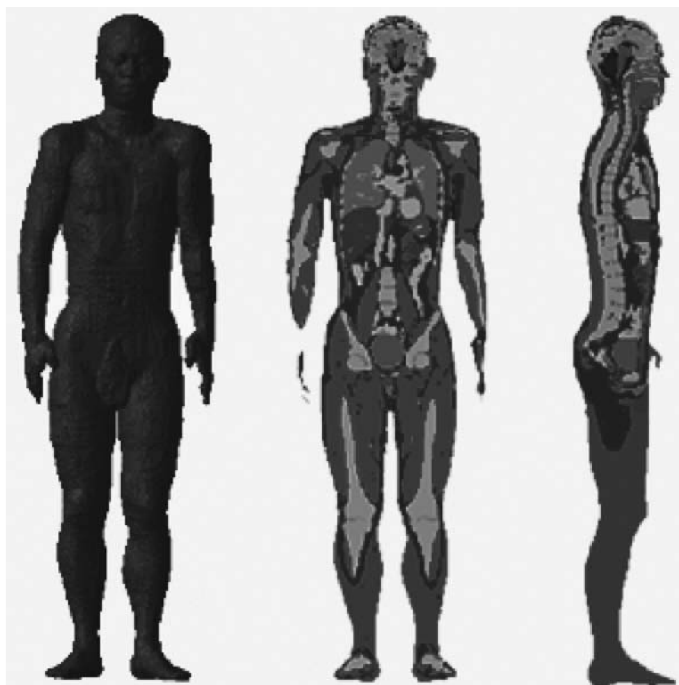


图 3.16 基于 MRI 数据建立的数字人体模型 (Nagaoka 等, 2004 年)

这些缺点, 一种更有前景的方法是建立数字拟人模型, 即我们所熟知的人体“介电解剖模型”(Mazzurana 等, 2003 年)。在这种方法中, 通过一些连续变换函数将磁共振图像的灰度值与复介电常数之间建立对应关系。这种方法使得从原始 MRI 数据中以半自动方式建立数字人体模型成为可能。

根据这个方法, 我们首先需要连续采集两个快速自旋回波序列以获得 MRI 数据, 其中回波时间为  $T_E$ , 两个序列的重复时间分别为短时间  $T_{R,short}$  和长时间  $T_{R,long}$ 。磁共振图像中每个像素的自旋-回波信号强度与自旋-晶格弛豫时间  $T_1$  相关联,  $T_1$  反映了人体组织的特性。对每一个像素, 将短重复时间图像的自旋-回波信号强度除以长重复时间图像的自旋-回波信号强度, 我们可以得到比值图像强度为

$$I_{ratio} = k_{ratio} \frac{1 - 2e^{-\frac{T_{R,short} - T_E/2}{T_1(r)}} + e^{-\frac{T_{R,short}}{T_1(r)}}}{1 - 2e^{-\frac{T_{R,long} - T_E/2}{T_1(r)}} + e^{-\frac{T_{R,long}}{T_1(r)}}} \quad (3.88)$$

其中 MRI 数据的灰度值仅取决于  $T_1$  及因子  $k_{ratio}$  ( $= k_{short}/k_{long}$ )。因子  $k$  与序列类型及采集参数有关, 而与位置矢量  $r$  无关<sup>⊖</sup>由于短重复时间图像中每个像素的灰度

⊖ 因子  $k$  用于计算像素的自旋回波信号强度, 参见文献《A semi-automatic method for developing an anthropomorphic numerical model of dielectric anatomy by MRI》中的公式 (1)。——译者注



值小于长重复时间图像的灰度值，因此  $I_{ratio}$  在 0~1 的范围内取值。

接下来，我们可以根据比值图像中的  $T_1$  来自动确定人体组织的介电常数，而不需要先对图像进行组织分割，再确定人体组织复介电常数这样的过程。之所以能够这样做是因为，在弛豫时间  $T_1$  与人体的含水量之间存在着一种对应关系，同时人体的含水量与复介电常数之间也存在着一种对应关系。弛豫时间  $T_1$  的值通常受频率以及人体中的总含水量影响。具体来说，在高含水量人体组织中，水可能以两种状态存在：自由水，对应于较长的弛豫时间；结合水，对应于较短的弛豫时间。测量得到的自旋-晶格弛豫时间  $T_1$ ，实际上是自由水与结合水对应弛豫时间的加权平均值。人体组织中含水量越高，自旋-晶格弛豫时间  $T_1$  越大。基于这个单调变化关系，我们可以推导出一个方程将各种不同人体组织的含水率与弛豫时间  $T_1$  联系起来，即

$$\frac{1}{f_w} = A + \frac{B}{T_1} \quad (3.89)$$

式中， $A$  和  $B$  是取决于磁场强度的两个因子。

另一方面，我们知道人体组织的含水量与复介电常数之间存在关联性。由于弛豫时间  $T_1$  决定了比值图像中的灰度值，并且也与含水量相关联，因此我们可以根据实验数据为一些具有代表性的人体组织建立一些连续的参数变换函数，例如介电常数  $\epsilon_r$  与比值图像强度  $I_{ratio}$  之间的变换函数  $\epsilon_r(I_{ratio})$ ，电导率  $\sigma$  与比值图像强度  $I_{ratio}$  之间的变换函数  $\sigma(I_{ratio})$ 。图 3.17 给出了频率为 100MHz 和 1GHz 时，从 MRI 比值图像强度到相对介电常数以及电导率的变换函数的例子。图中的符号标记表示 Gabriel 的实验结果数据，而垂直线段表示有关文献中给出的相对介电常数及电导率数值的变化范围 (Foster 和 Schwan, 1996 年)。已有文献中给出了式 (3.88) 和式 (3.89) 中参数的典型取值为  $A=0.915$ ， $B=293s$ ，以及  $k_{ratio}=1.04$ 。

通过这样的方法，我们可以很容易地依据 MRI 原始数据得到一个数字拟人模型——人体介电解剖模型，用于对电磁场进行数值分析。该人体介电解剖模型将每个人体组织复介电常数的变化也考虑了进去。

当频率足够高时，人体皮肤的透入深度大约为几个毫米，这时人体内部的组织和器官对于电磁场分析来说就不是那么重要了。对于体表通信和体外通信场景，体内器官同样也不是那么重要。在这些情况下，从电磁场传播特性的角度来看，人体的外部形状和姿态扮演着更重要的角色。因此，我们可以采用一个均匀人体模型来代替解剖模型，同时从可能的透入深入角度考虑，将均匀人体模型的介电常数及电导率在 GHz 频段时设置为皮肤的对应参数值、在低于 GHz 的频段时设置为肌肉的对应参数值。此外，当频率更低时 (MHz 频率附近)，电磁波可以完全透入人体。在这种情况下，我们知道可以将肌肉组织的介电常数及电导率数值的 2/3，用来作为人体组织平均介电特性参数很好的近似值。

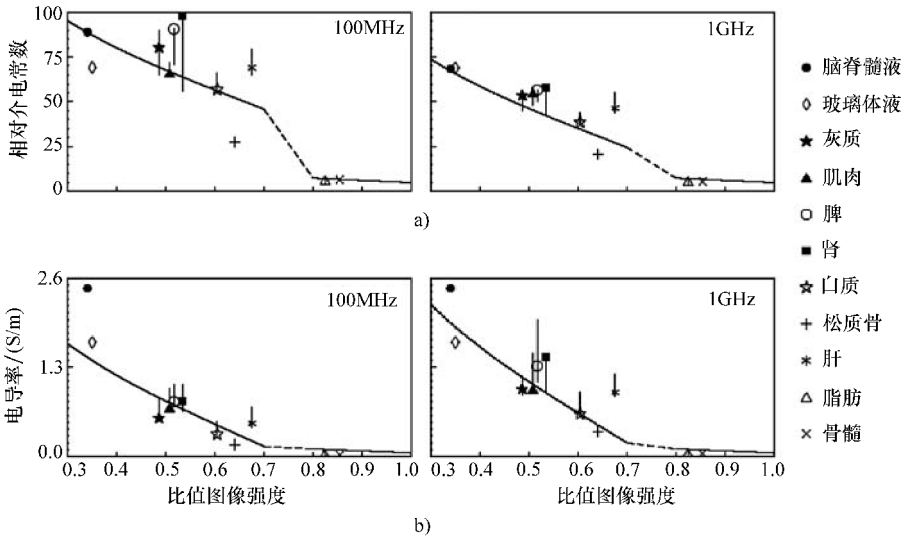


图 3.17 频率为 100MHz 和 1GHz 时从 MRI 比值图像强度到

(图 a) 相对介电常数及 (图 b) 电导率的变换函数

注: 符号标记表示 Gabriel 的实验结果数据, 垂直线段表示 Foster 和 Schwan 的文献中给出的参数变化范围 (Mazzurana 等, 2003 年)。(经 Mazzurana M、Sandrini L、Vaccari A、Malacame C、Cristoforetti L 及 Pontalti R. 许可使用, 参见 “A semi-automatic method for developing an anthropomorphic numerical model of dielectric anatomy by MRI”, Physics in Medicine and Biology, 48, 3157—3170, 2003. ©2003 年 IOP 出版)

建立一个均匀人体模型比建立一个人体解剖模型要简单得多。同时, 调整该均匀人体模型使其具有不同的姿势也更加容易, 而这对于人体解剖模型来说则几乎是不可能的。具备各种姿势的人体模型, 对于研究电磁波在人体表面的传播特性而言是必需的。

调整均匀人体模型使其具有不同姿势的一个简便方法, 是利用 Poser 软件 (<http://poser.smithmicro.com>)。Poser 软件中预置了一些基本的三维多边形-网格结构的人体图像, 用户通过简单的操作就可以使人体摆出各种所需要的姿势。将这个三维人体图像存储为 FDTD 代码可读取的格式, 就能得到一个可用于电磁分析计算的具有特定姿势的均匀组织人体模型。

借助合适的人体模型, 电磁场数值分析方法为人体区域通信中电磁传播特性的研究以及信道建模, 提供了有效的途径。

## 参 考 文 献

- Berenger, J.P. (1994) A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *Journal of Computational Physics*, **114**, 185–200.
- Chakrothai, J., Wang, J., Fujiwara, O. *et al.* (2012) Implementation and validation of hybrid MoM-FDTD method for analysis of composite structure including inhomogeneous objects. IEICE Technical Report AP2012-7.
- Foster, K.R. and Schwan, H.P. (1996) Dielectric properties of tissues, in *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields* (eds C. Polk and E. Postow), CRC Press, New York, pp. 25–102.
- Jin F. J. (1993) *The Finite Element Method in Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Ltd, New York.
- Mazzurana, M., Sandrini, L., Vaccari, A. *et al.* (2003) A semi-automatic method for developing an anthropomorphic numerical model of dielectric anatomy by MRI. *Physics in Medicine and Biology*, **48**, 3157–3170.
- Nagaoka, T., Watanabe, S., Saurai, K. *et al.* (2004) Development of realistic high-resolution whole-body voxel models of Japanese adult males and females of average height and weight, and application of models to radio-frequency electromagnetic-field dosimetry. *Physics in Medicine and Biology*, **49**, 1–15.
- Rao, S.M., Wilton, D.R., and Glisson, A.W. (1982) Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **30** (3), 409–418.
- Taflove, A. and Hagness, S.C. (2000) *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House Inc., Boston, MA.
- Wang, J., Fujiwara, O., Watanabe, S., and Yamanaka, Y. (2004) Computation with a parallel FDTD system of human-body effect on electromagnetic absorption for portable telephones. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **52** (1), 966–971.

## 第 4 章 人体区域信道建模

### 4.1 引言

由于人体邻近效应的影响，人体区域通信不同于传统的无线通信。人体组织是一种复杂的介电材料，它与频率关系密切，具有较高的介电常数并且具备一定的电导率。无线信号在人体区域内的传播受人体组织的影响显著（Zasowski 等，2006 年）。正如第 2 章中所介绍的，电磁信号在人体区域中的传播机制也与频率密切相关。最终接收到的信号将受到多种因素的影响，包括传输信道、发射机和接收机之间的距离、发射机和接收机天线的位置、沿传输通道的人体组织的介电特性以及人体表面曲率等。人体区域通信信道建模是探讨人体区域通信技术的第一步。一个完善的传播信道模型对于设计人体区域通信系统是必不可少的。人体通信系统最终的性能极限，以及实际系统的性能，都取决于系统工作所处的信道环境。

人体区域信道可以根据发射和接收设备的位置（即位于体表、体内或体外），分为可穿戴信道和植入式信道。可穿戴信道环境下，所有的设备都位于人体表面，而植入式信道环境下，则有一些设备是植入人体内部并与其他位于体表或体外的设备进行通信。图 4.1 对典型的几种人体区域信道环境进行了说明（IEEE P802.15, 2009 年），其中信道 A 是体内信道，信道 B 是体内与体表之间的通信信道，信道 C 是体表信道，信道 D 是体表与体外之间的通信信道。其中信道 C 属于可穿戴信道，根据两个设备间电磁波传播方式的不同可以分为视距（Line - Of - Sight, LOS）信道和非视距（Non - Line - Of - Sight, NLOS）信道。如果一个设备在身体前面而另一个在身体背面，这种场景就属于非视距传播，在这种场景下电磁波可能会由于围绕身体衍射而产生损耗。信道 A 和信道 B 是典型的植入式信道。无线胶囊内窥镜技术使用信道 B 传输数据，人体吞服胶囊后，胶囊在通过消化道的过程中可以进行拍照并将生物数据实时地从体内传输到体表的医疗设备。此外，用于接收信号的医疗设备也可以离开人体一小段距离，这时的信道环境可以看成是信道 B 和信道 D 的组合。植入胸腔的心脏起搏器与体表或体外设备通信时，所使用的信道就是类似于 B 或者 B + D 的植入式信道。

在人体区域内，电磁波的传播特性是非常复杂的。人体对电磁波存在吸收现象和散射现象，它们分别由人体组织的有耗介电特性和异质特性引起，这使得传输信号被大大衰减。此外，在人体表面还存在衍射波和爬行波，在人体阴影区域内电磁波的衍射会导致阴影衰落的产生。另外，在通信期间，人体可能会保持不同的姿

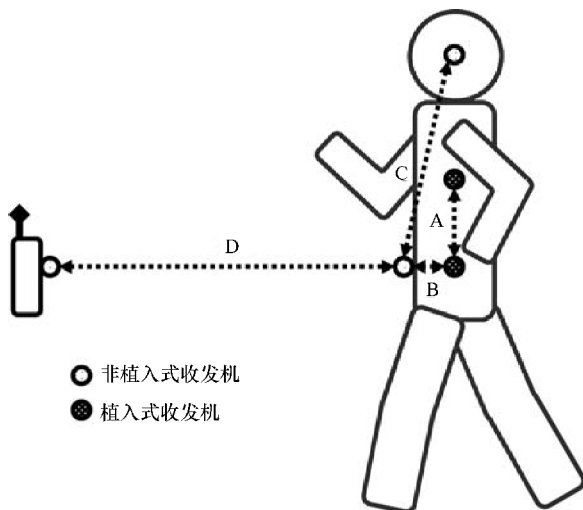


图 4.1 人体区域通信网络中的典型信道

势，也可能会有一个或多个身体部位在移动，因此发射机和接收机之间会产生多条传播路径，使得发送信号通过多条路径到达接收端。这样，所接收到的信号是由发送信号经过不同衰落、延迟、时变并最终产生了畸变的多个副本叠加而成。对于不同的人体区域信道，主要的信道特性可能会有所不同。由于身体姿势和身体部位移动的原因，体表信道受多径衰落和阴影衰落的影响要比体内信道更大，而体内信道中信号的衰减要比体表信道中信号的衰减更严重，因为信号在体内传播时损耗更大。由于人体组织的介电特性与频率有关，在不同的工作频段，如 UWB、MICS 和 HBC，它们的信道特性也不相同。因此，人体区域信道建模，需要将不同信道类型以及不同频段条件下，电磁波在人体区域内的不同传播特性考虑进去。

在本章中，我们将信道模型归纳为路径损耗模型和多径信道模型。路径损耗模型主要描述信道损耗，包括传播损耗、吸收损耗以及衍射损耗，而多径信道模型则主要描述人体区域信道的时域特性，特别是多径传播特性。我们将首先研究 UWB、MICS 和 HBC 频段下体表和体内传输信道的路径损耗模型，然后研究多径信道模型，尤其是 UWB 频段的体表信道模型，并详细介绍对 UWB 频段多径信道进行特征分析和参数表征的方法。

## 4.2 路径损耗模型

### 4.2.1 自由空间路径损耗

路径损耗是电磁波在一个特定环境中传播时功率（或功率密度）的下降、减小。一般造成路径损耗的原因有很多种，例如自由空间传播损耗，折射、衍射、反射、天线-媒质耦合损耗，以及吸收引起的损耗等。在自由空间中，路径损耗受到

地势轮廓、环境、传播媒质、收发机之间的距离以及天线高度和位置的综合影响。总的来讲, 路径损耗包含了电磁波在自由空间中由于波阵面自然扩展而导致的传播损耗, 信号穿过有耗媒质时产生的吸收/穿透损耗, 部分电磁波的传播被障碍物阻挡而产生的衍射损耗, 以及其他一些现象导致的损耗。

在无线通信领域, 路径损耗通常以分贝 (dB) 为单位, 可以通过下面的这个简单公式来表示

$$PL_{\text{dB}} = 10n \lg(d) + C \quad (4.1)$$

式中,  $PL_{\text{dB}}$  表示以 dB 为单位的路径损耗;  $n$  表示路径损耗指数;  $d$  表示发射机和接收机之间的距离 (通常以 m 为单位);  $C$  是一个表示系统损耗的常数。

我们称该公式为对数距离路径损耗模型。路径损耗指数的数值通常在 2 ~ 6 之间。在自由空间进行传播时, 路径损耗指数取 2, 而在其他有损耗的环境中传播时, 路径损耗指数的值将增大。在建筑物、体育馆或其他室内环境中, 路径损耗指数的值可以达到 4 ~ 6。

Friis 传输公式通常用于计算自由空间中的路径损耗。它给出了在理想条件下, 已知一根天线发送的总功率, 在距离该天线一定距离处的另一根天线所接收到的功率。Friis 传输公式的基本形式如下

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4.2)$$

该公式表示在接收天线输出端可获得的接收功率  $P_r$  与发射天线输入功率  $P_t$  的比值, 其中  $G_t$  和  $G_r$  分别是发射天线和接收天线的增益,  $\lambda$  是波长,  $d$  是距离。假设这两根天线都是各向同性天线, 那么自由空间中的路径损耗可以用下面的简化公式表示 (以 dB 为单位)

$$PL_{\text{dB}} = 20 \lg \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (4.3)$$

其中波长和距离的单位相同。这个简化形式的公式仅在以下理想条件下适用: 不存在馈线损耗及其他各类损耗; 不存在障碍物阻挡及多径传播; 不存在大气吸收效应; 发射和接收天线经过正确对准和极化; 假设只存在单一频率。根据式 (4.3), 可以看出自由空间中的路径损耗指数为 2。另外, 需要注意该公式只在远场区域 (电磁波的传播可以认为是球面扩展) 才是准确的, 在靠近发射机的区域, 也就是近场区域, 该公式不再成立。

#### 4.2.2 体表 UWB 频段路径损耗

为了研究体表 UWB 频段的路径损耗特性, 我们需要在人体表面安置发射机和接收机。在实际应用场景中, 多个工作于从属模式的低功率传感器发射机从人体表面不同的位置, 向一个工作于主模式的接收机发送数据。这样就在人体表面建立了一个包含有多根发射机和一个接收机的无线网络。然而, 在这种场景下, 通过数值

方法对路径损耗模型进行推导时，由于人体表面上多根发射天线之间的相互作用，我们最终所得到的电场强度数值对于估算体表路径损耗来说是不够精确的。另一方面，如果我们在人体表面一个固定的位置上设置一个发射机，在其他不同位置上设置多个接收机，并且接收机的位置分布是可以改变的，这又会导致计算效率低下——因为我们需要对整个体进行统计分析（需要对接收机位置分布的各种方案进行分析）。因此，为了提高计算效率，我们采用人体解剖学模型，我们在人体解剖学模型上设置一根发射天线和足够多的接收位置。虽然这与实际的使用场景不一致，但这并不影响分析和结论。

图 4.2 给出了用于分析人体表面路径损耗的数值模拟系统配置，将一根赫兹偶极子（Hertzian dipole）天线固定于人体解剖学模型的左胸作为发射机，沿整个人体模型表面布置了多个接收点。信号传输距离计为沿着人体表面轮廓的距离，因为已经证明在 UWB 频段电磁波会以衍射方式沿着人体表面传播（Fort 等，2006 年；Zasowski 等，2006 年）。接收点在垂直方向上相隔 10cm，在水平方向的间距为 2cm。采用 FDTD 方法，共需要计算 869 个接收点，包括人体正面的 250 个点、人体侧面的 345 个点和人体背面的 274 个点。发射机和所有接收点都位于人体表面上方 2mm 处。

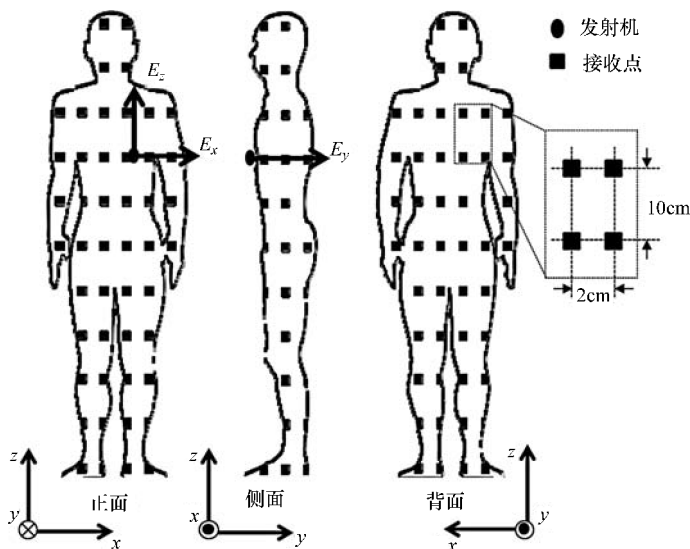


图 4.2 人体表面发射机和接收点的设置

由于 UWB 频段范围为 3.1 ~ 10.6GHz，在这个频段内生物组织实际有效的趋肤深度只有几毫米。这表明，表面组织层决定了人体的电磁传播特性。实际上，通过对只包含有皮肤的均质人体模型和包含有 51 种不同类型组织的异质人体模型表面所接收到的电压进行计算和比较，我们发现在这两种情况下得到的电压数值的差异不会超过 5%。因此，我们可以假定该人体模型为只含有皮肤组织的均质模型，然后采用单松弛时间 Debye 方程来模拟其介电特性（Gabriel，1996 年）。

对发射脉冲的选择至关重要, 因为发射脉冲会影响发射信号的能量谱密度 (Energy Spectral Density, ESD)。我们广泛使用的 UWB 信号都是基于高斯脉冲, 高斯脉冲可以很容易地由脉冲发生器生成 (Benedetto 及 Giancola, 2004 年)。高斯脉冲  $v(t)$  可以用下面的式子表示

$$v(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (4.4)$$

式中,  $A$  是幅度;  $\sigma^2$  是方差;  $\alpha = (4ps^2)^{1/2}$  是形状因子。

高斯脉冲函数的微分具有零直流偏移的特点, 这有利于脉冲被高效地辐射出去。实际上, 高斯脉冲微分已经被广泛应用于 UWB 信号成形中, 因为高斯脉冲可以无限次求微分。高斯脉冲的  $n$  阶微分可以表示为

$$v^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} v^{(n-2)}(t) - \frac{1}{\sigma^2} v^{(n-1)}(t) \quad (4.5)$$

对应的傅里叶变换为

$$X_n(f) = A (j2\pi f)^n e^{-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}} \quad (4.6)$$

最有效、最常用的一种脉冲函数微分是高斯函数的二阶微分 (Win 和 Scholtz, 2000 年), 表达式如下

$$v^{(2)}(t) = -\frac{A}{(\sqrt{2\pi}\sigma^3)} \left(1 - \frac{t^2}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (4.7)$$

其他形状的脉冲函数也相继被提出, 如拉普拉斯脉冲 (Conroy、LoCicero 和 Ucci, 1999 年)、高斯脉冲及其微分的组合脉冲 (Hämäläinen 等, 2001 年) 以及 Hermite 脉冲 (Ghavami 等, 2002 年)。

脉冲形状因子和微分阶数是影响脉冲波形和 ESD 的两个最重要的参数。脉冲持续时间与形状因子  $\alpha$  成正比例关系。增大  $\alpha$  则脉冲持续时间增大, 而脉冲的带宽则会随之减小。因此, 通过调整脉冲持续时间可以为各种 UWB 应用带来合适的带宽。高斯脉冲波形的微分, 可以只改变脉冲的形状而不改变脉冲持续时间。但微分会对脉冲的峰值频率和带宽都产生影响, 增大微分阶数会导致发送脉冲的峰值频率增大。因此, 微分是将发射能量推向高频段的有效手段。

信号的 ESD 描述了信号的能量随频率分布的情况。假设  $v_s(t)$  是一个能量有限的信号, 信号的 ESD 函数为  $E(\omega)$ ,  $E(\omega)$  可以定义为该信号的连续傅里叶变换函数幅度的二次方, 而信号能量则是对信号二次方的积分值。 $E(\omega)$  可以由下式表示

$$E(\omega) = \left| \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} v_s(t) e^{-j\omega t} dt \right|^2 = \frac{V_s(\omega) V_s^*(\omega)}{2\pi} \quad (4.8)$$

式中,  $\omega$  是角频率;  $V_s(\omega)$  是信号  $v_s(t)$  的连续傅里叶变换;  $V_s^*(\omega)$  是  $V_s(\omega)$  的复共轭。

现在我们采用经典的二阶微分高斯脉冲作为发射的 UWB 信号脉冲, 如图 4.3a



所示。正如上面所描述的，脉冲宽度与形状因子  $\alpha$  直接相关。为了使大部分能量集中在 3.1 ~ 10.6GHz 之间，我们采用的脉冲宽度为 280ps。图 4.3b 给出了对应的 ESD 特性，-10dB 带宽覆盖了整个 UWB 频段，中心频率大约为 6.5GHz。脉冲宽度不同时，-10dB 带宽和中心频率也会相应地发生变化。

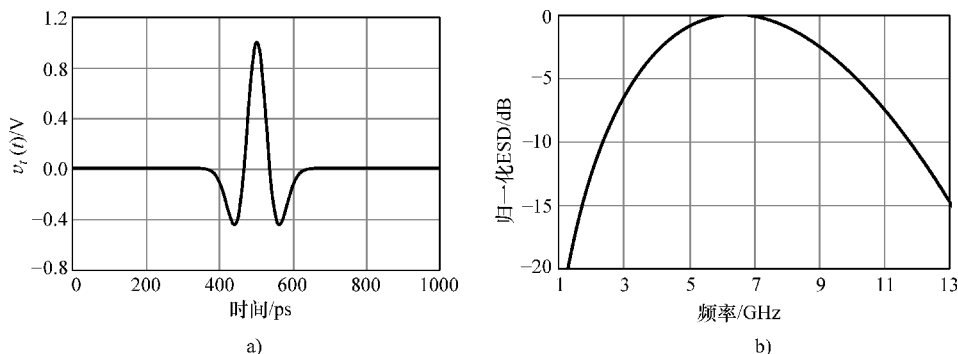


图 4.3 (图 a) 二阶微分高斯脉冲发射信号 (图 b) 对应 ESD 特性

路径损耗可以由下面的公式得到

$$PL_{\text{dB}}(d) = 10\lg\left[\frac{E_t(d)}{E_r(d)}\right] + G_{t,\text{dB}} + G_{r,\text{dB}} \quad (4.9)$$

式中,  $E_t(d)$  和  $E_r(d)$  分别表示发射和接收的能量, 可以根据发射和接收的脉冲电压波形计算得到。

如图 4.2 所示, 赫兹偶极子发射天线可以沿  $x$ 、 $y$ 、 $z$  3 个正交方向放置。根据赫兹偶极子天线的辐射特性, 偶极子发射天线的指向以及接收电场分量的方向均垂直于人体表面时, 对电磁波围绕人体衍射来说是有利的。另外, 虽然电磁波在人体区域的传播是在近场区域内, 并且天线的近场效应一般难以完全消除, 但是为了使天线在发射机和接收机之间发挥作用, 我们仍然需要消除天线近场效应以获得天线的增益。图 4.4 给出了发射和接收信号的电场分量都沿着  $y$  方向时, 计算得到的人体模型表面路径损耗与距离之间的关系。可以清楚地看出, 正如所预料的——路径损耗随着距离的增大而增大, 并且路径损耗围绕其均值波动很大。需要注意的是, 在图 4.4 中, 横轴并不代表直线距离, 而是电磁波在发射机与接收点之间沿着人体表面传播的距离, 因为到达接收机的信号, 其主要分量都是沿着人体衍射过来的。

有两个备选的路径损耗模型可以用来对计算结果进行拟合。一种是根据经验型的幂函数衰减规律进行拟合, 如下式所示

$$PL_{\text{dB}} = PL_{0,\text{dB}} + 10n\lg\left[\frac{d}{d_0}\right] \quad (4.10)$$

式中,  $PL_{0,\text{dB}}$  是距离为  $d_0$  时的路径损耗;  $n$  是路径损耗指数。

另一种是根据指数规律进行拟合, 如下式所示

$$PL = Ae^{\alpha d} \quad (4.11)$$

式中,  $A$  是激励系数;  $\alpha$  是衰减系数。

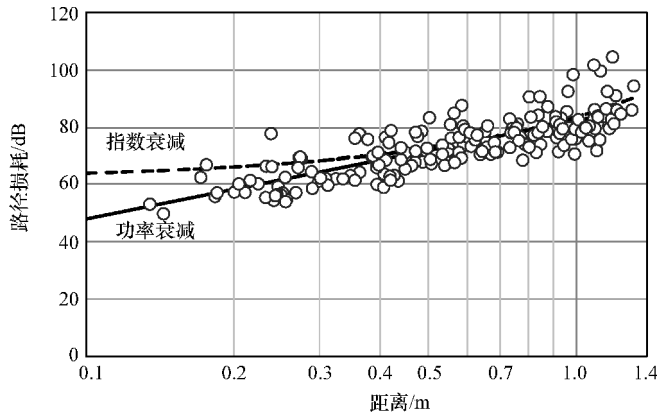


图 4.4 对路径损耗与沿人体表面距离之间关系的拟合结果(发射和接收天线指向均为  $y$  方向)

图 4.4 给出了在最小平方误差 (Least - Square - Error, LSE) 准则下, 采用上面两个公式对计算得到的路径损耗数据进行拟合的结果, 在图中分别用实线和虚线表示。正如从图中所看到的, 与式 (4.11) 相比, 式 (4.10) 拟合的效果更好, 这表明对于 UWB 频段的人体表面路径损耗建模来说, 幂函数衰减规律更为合适。这一结果与 Fort 等人的研究结果 (2006 年) 是一致的。

实际上, 式 (4.10) 的路径损耗模型与式 (4.1) 的对数距离路径损耗模型本质上是相似的。表 4.1 给出了对于偶极子发射天线的 3 种指向与不同接收分量的所有组合情况, 所估算得到的  $PL_{0,\text{dB}}$  和  $n$ , 其中  $PL_{0,\text{dB}}$  是在  $d_0 = 0.1\text{m}$  处得到的结果。从表中可以看出, 在第一个  $0.1\text{m}$  处的路径损耗是  $43 \sim 83\text{dB}$ , 路径损耗指数  $n$  为  $2 \sim 5$ 。更进一步, 对于发射机来说,  $y$  方向的偶极子天线能够得到较小的参考路径损耗  $PL_{0,\text{dB}}$ 。另一方面, 在接收点处,  $z$  方向的接收场分量总能得到最小的路径损耗指数  $n$ 。综合考虑以上两个参数, 在所有结果当中, 偶极子发射天线沿  $y$  方向、接收场分量为  $z$  方向, 应该是最佳的选择。

表 4.1 对于不同发射天线指向和接收分量组合所得到的对数距离路径损耗模型中  $PL_0$  及  $n$  的估算结果

发射天线	接收分量	接收天线					
		正面		侧面		背面	
		$PL_0/\text{dB}$	$n$	$PL_0/\text{dB}$	$n$	$PL_0/\text{dB}$	$n$
X	X	50.2	4.05	48.9	4.61	81.7	3.35
	Y	54.1	3.69	48.5	4.42	83.8	3.43
	Z	56.0	2.46	51.4	3.61	81.5	2.62
Y	X	44.8	3.87	45.8	3.92	73.0	2.46
	Y	43.0	3.75	44.1	3.85	73.0	2.98
	Z	45.8	2.55	47.6	2.90	74.6	1.73
Z	X	47.7	3.81	53.2	3.82	82.3	2.60
	Y	50.1	3.62	52.3	3.66	81.9	3.21
	Z	49.6	2.60	55.9	2.88	83.0	1.95

从图 4.4 中注意到, 通过数值模拟计算得到的路径损耗值, 在拟合得到的路径损耗均值附近有较大的波动。实际上, 造成这种波动的主要原因是人体的阴影效应。阴影效应是由电磁波在人体阴影区内的衍射引起的。因为我们假设人体模型是静态的, 因此在这里并没有考虑由于人体姿势造成的多径传播所导致的衰落。阴影效应会直接导致接收机前端的接收信号发生变化。由于阴影效应导致的接收信号幅度的变化通常被定义为计算得到的路径损耗值与其均值之间的差值。我们可以用对数正态分布对这一差值进行建模, 其标准差可以根据式 (4.10) 表示的对数距离路径损耗模型得出 (式 (4.10) 代表着路径损耗的均值)。将路径损耗的统计方差和拟合得到的路径损耗均值结合起来, 就能得到完整的路径损耗模型。

综合后的路径损耗模型可以写成如下形式

$$PL_{\text{dB}} = PL_{0,\text{dB}} + 10n\lg\left[\frac{d}{d_0}\right] + S_{\text{dB}} \quad (4.12)$$

式中,  $S_{\text{dB}}$  是通过数值模拟计算得到的路径损耗 (以 dB 为单位) 与在同一距离处由式 (4.10) 计算得出的路径损耗均值 (以 dB 为单位) 之间的差值。

在后文中我们把这种模型称为静态阴影衰落信道模型。 $S_{\text{dB}}$  代表阴影衰落, 是一个以 dB 为单位、服从正态分布的随机变量, 这是由于对一个服从对数正态分布的随机变量取对数后将得到正态分布随机变量。 $S_{\text{dB}}$  的均值为 0dB, 标准差为  $\sigma_{\text{dB}}$ 。 $\sigma_{\text{dB}}$  反映了路径损耗在其均值附近的集中程度, 以及阴影衰落的强度。阴影衰落参数  $\sigma_{\text{dB}}$  可以通过统计拟合的方法来确定。图 4.5 给出了对正态分布阴影衰落随机变量的累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 进行拟合的结果, 其中发射天线沿  $y$  方向, 并且考虑了所有接收分量。拟合得到的标准差为  $\sigma_{\text{dB}} = 10.8\text{dB}$ , 这也表明路径损耗数值存在较大波动的原因是在人体表面存在较强的阴影效应。

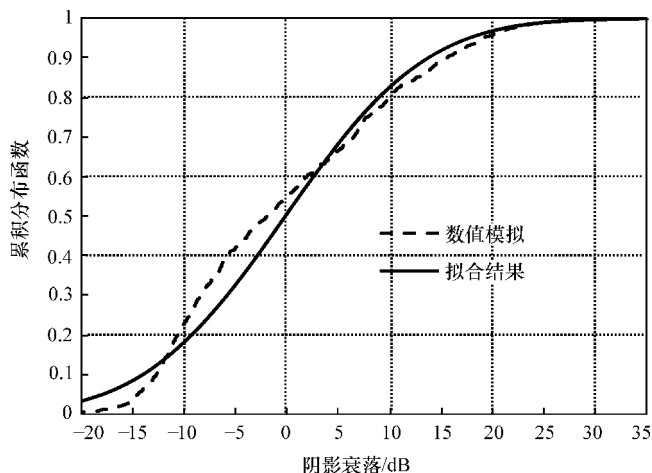


图 4.5 围绕人体阴影衰落的累积分布函数

### 4.2.3 体内 UWB 频段路径损耗

正如第 2 章中所介绍的, 电磁波与人体之间的相互影响在不同频段是不一样的。对于人体区域的不同通信场景, 应根据特定的通信目的, 选择有利于电磁波传播的频率。近年来关于体表 UWB 频段传输的研究成果 (Fort 等, 2006 年; Zhao 等, 2006 年; Taparugssanagom 等, 2008 年; Wang 等, 2009 年) 和体内 UWB 频段传输的研究成果 (Khaleghi 和 Balasingham, 2009 年; Wang、Masami 和 Wang, 2011 年) 表明, 由于所处的工作环境不同, 人体区域通信对频率的要求也不同。可穿戴人体区域通信网络的工作频率范围可以覆盖从 3.1 ~ 10.6GHz 的整个 UWB 频段, 而植入式人体区域通信网络则必须被限制在低频段工作, 例如从 3.4 ~ 4.8GHz 的范围。这是因为随着频率的升高, 人体组织的趋肤深度或透入深度将变得非常小。

下面我们将结合两种植入式通信应用来介绍两类体内 UWB 信道。一种是用于胃肠道无创成像的无线胶囊内窥镜应用, 我们假定其外部接收机位于人体躯干表面, 这种应用场景在人体腹部区域建立了一条从体内到体表的通信信道。另一种应用是植入式心脏起搏器或其他植入胸腔的电子设备与体外医疗设备之间的无线通信, 这种通信场景在人体胸部区域建立了一条从体内到体外的通信信道。

#### 4.2.3.1 体内到体表 UWB 信道路径损耗

与体表 UWB 频段路径损耗的研究方法不同, 体内信道特性的研究应该采用异质人体模型, 以便于精确地分析电磁波在体内信道中的传播。

无线胶囊内窥镜产品首次出现于 2001 年 (Qureshi, 2004 年)。这种胶囊被人体吞服后, 在其通过消化道的过程中能够进行拍照。它可以从人体内部向人体外部的医疗装置实时传送生物数据, 这样就能够帮助实现无创诊断。基于 UWB 的胶囊内窥镜技术也已经被提出, 用于实现对病人体内组织的实时视频监控。针对美国联邦通信委员会 (FCC) 分配的 UWB 频段无线信号在人体内部传播特性的研究工作也已经展开 (Chavez - Santiago 等, 2009 年; Shi 和 Wang, 2010 年)。目前已经得出的结论是, 在 UWB 频段内, 信号的衰减高度依赖于频率。这给 UWB 频段的胶囊内窥镜系统设计带来了巨大挑战。

图 4.6 是一个基于解剖学的人体模型, 位于体表的一根椭圆盘偶极天线用于接收胶囊内窥镜的数据。椭圆盘偶极天线经过了优化设计, 以适应在人体表面工作, 其长轴半径  $a$  为 7mm、短轴半径  $b$  为 5mm, 在 3.4 ~ 4.8GHz 频率范围内的电压驻波比 (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) 小于 2.0。电压驻波比定义为  $VSWR = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|)$ , 其中  $\Gamma$  是天线的反射系数, 可以根据天线输入阻抗计算得到。在实际应用中, 电压驻波比的值小于 2 通常是可以接收的。

如图 4.6 所示, 接收天线设置在人体正面腹部区域的 5 个位置。另一方面, 胶囊内窥镜的发射天线采用一根 4mm 长的偶极子天线。我们主要对胶囊内窥镜沿小

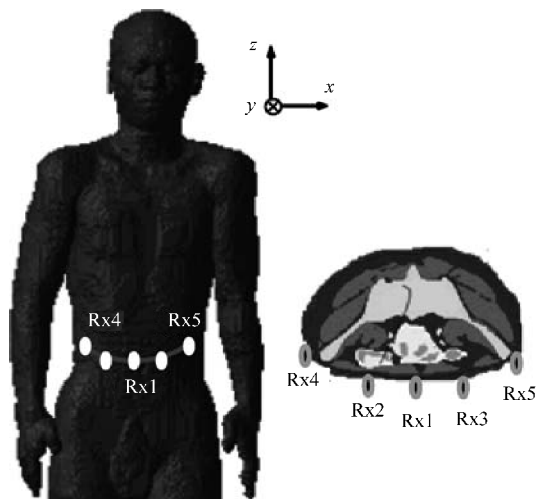


图 4.6 人体模型及接收天线位置

肠移动时在 33 个位置点上进行观测，在每个位置上发射天线都有 3 种不同的指向 ( $x$ 、 $y$  和  $z$ )。这样，对于体表的每个接收机位置来说，都会得到 99 组数据，从这些数据中可以获得路径损耗和阴影衰落特性。

为了得到体内到体表信道的特性，以用于胶囊内窥镜的系统设计，我们采用中心频率为 4.1GHz、脉冲宽度为 2.1ns 的正弦载波高斯脉冲作为 UWB 发射信号，这样可以使大部分能量集中在 UWB 低频段。发射信号被体表接收机接收。路径损耗可以通过下式计算得到

$$PL_{\text{dB}} = 10 \lg \frac{\int_{f_L}^{f_H} |F[v_t(t)]|^2 df}{\int_{f_L}^{f_H} |F[v_r(t)]|^2 df} \quad (4.13)$$

式中， $v_t(t)$  为发射信号电压； $v_r(t)$  是通过 FDTD 数值模拟计算得到的接收信号电压； $F[\ ]$  表示傅里叶变换， $f_L = 3.4\text{GHz}$ ， $f_H = 4.8\text{GHz}$ 。

根据在第 2 章中讨论过的信号传播机制，信号在有耗介质中呈指数衰减。然而由于人体厚度有限，式 (4.12) 所示的对数距离路径损耗模型只能被用来在较短的距离内（例如人体横切面的厚度）逼近指数衰减特性。在对数距离路径损耗模型中，路径损耗均值可以基于距离  $d_0 = 0.05\text{m}$  处的参考路径损耗  $PL_{0,\text{dB}}$  来进行拟合。图 4.7 给出了采用 FDTD 方法计算得到的路径损耗（用符号表示）以及拟合得到的路径损耗均值（用曲线表示）。图中数据结果来自于腹部正前方位置（Rx1）上接收机所接收到的数据。图 4.8 给出了 Rx1 位置对应的阴影衰落变量  $S_{\text{dB}}$  的 CDF。从图中可以看出阴影衰落变量  $S_{\text{dB}}$  服从正态分布，均值为零，标准差为  $\sigma_{\text{dB}} = 8.2\text{dB}$ 。表 4.2 中列出了根据所有 5 个接收机位置上的数据，基于最小平方误差（Least Square Errors, LSE）准则得到的参数拟合结果。从表中可以看出在不同接

收机位置上得到的参数拟合结果是相近的。此外, 由于 UWB 频段电磁波在人体内衰减迅速, 路径损耗指数  $n$  显得很大。阴影衰落的标准差取值范围为 7.1 ~ 8.5 dB。

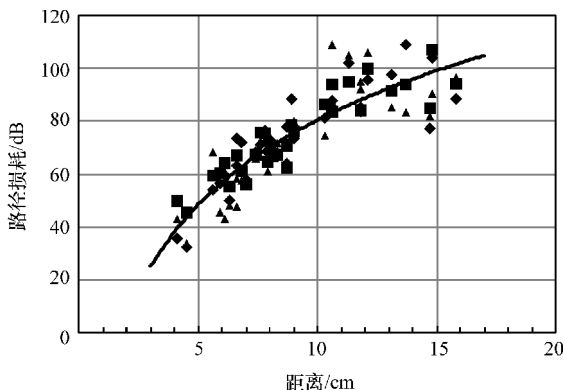


图 4.7 腹部正前方接收机位置 (Rx1) 上得到的路径损耗与距离之间关系

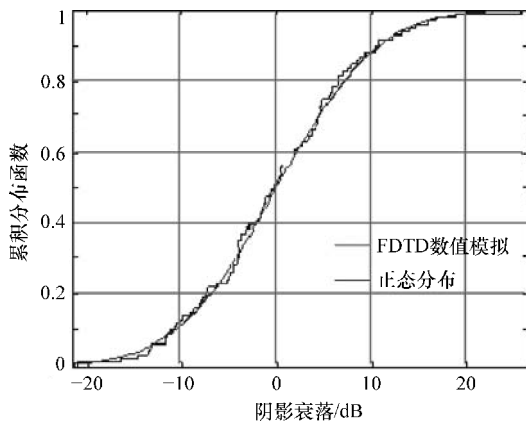


图 4.8 腹部正前方接收机位置 (Rx1) 上得到的阴影衰落变量的累积分布函数

表 4.2 拟合得到的路径损耗公式参数

接收机位置	$PL_{0,dB}$	$n$	$\sigma/dB$
Rx1	48.6	10.6	8.2
Rx2	48.5	8.0	7.7
Rx3	46.7	12.6	8.5
Rx4	44.5	12.8	7.1
Rx5	52.4	6.2	7.8

#### 4.2.3.2 体内到体外 UWB 信道路径损耗

图 4.9 给出了一个解剖学人体模型, 该模型的胸部植入有一个椭圆盘偶极天线, 用于模拟心脏起搏器应用。图中的模型是整个基于解剖学的人体模型的上半部分。椭圆盘偶极天线植入在左胸表面以下深度约为 1.5cm 的地方, 恰好位于人体

模型的脂肪层和肌肉层之间。为了覆盖从 3.4 ~ 4.8GHz 的 UWB 低频段，天线的长轴半径设计为  $a = 12\text{mm}$ 、短轴半径设计为  $b = 10\text{mm}$ ，这样在整个 3.4 ~ 4.8GHz 的频段内，天线在人体内的 VSWR 都是可以接受的。虽然对于实际的植入式医疗应用来说，天线尺寸还没有达到足够小，但是它在整个频段内的 VSWR 都很平坦，这一特性适合于研究分析具有通用意义的信道模型。我们使用两个上面所介绍的椭圆盘偶极天线，将其中一个植入体内作为发射天线，另一个安置在人体外部作为接收天线，就可以采用 FDTD 数值计算方法来分析体内到体外信道的特性。与前面研究体内到体表 UWB 信道的路径损耗时所采用的发射信号一样，这里采用的 UWB 发射信号也是一个正弦载波高斯脉冲，中心频率为 4.1GHz、脉冲宽度为 2.1ns。

图 4.9 也给出了植入式发射机和外部接收机的位置布置，发射天线嵌入在人体模型的左胸。发射天线的位置一共有 20 个，沿着横断面 (transverse plane) 方向从胸部表面以下 1.1cm 开始一直到 2.3cm 处，在冠状面 (coronal plane) 内的间距为 2cm。这种布置考虑到了实际应用中植入位置的随机性。同时，位置的变化也可以用来模拟实际应用中因为呼吸而导致植入位置发生的改变。接收机可以假定为一个外部协调器，用于接收从植入式天线发送出来的医疗数据。接收机位于左胸正前方一个边长为 10cm 的正方形区域内，与胸部表面的间距最大为 40cm。对于每一个正方形区域，我们考虑 9 个接收位置，以涵盖接收机位置设置的随机性。这样，我们可以模拟的发射机和接收机的组合共计有 180 种。

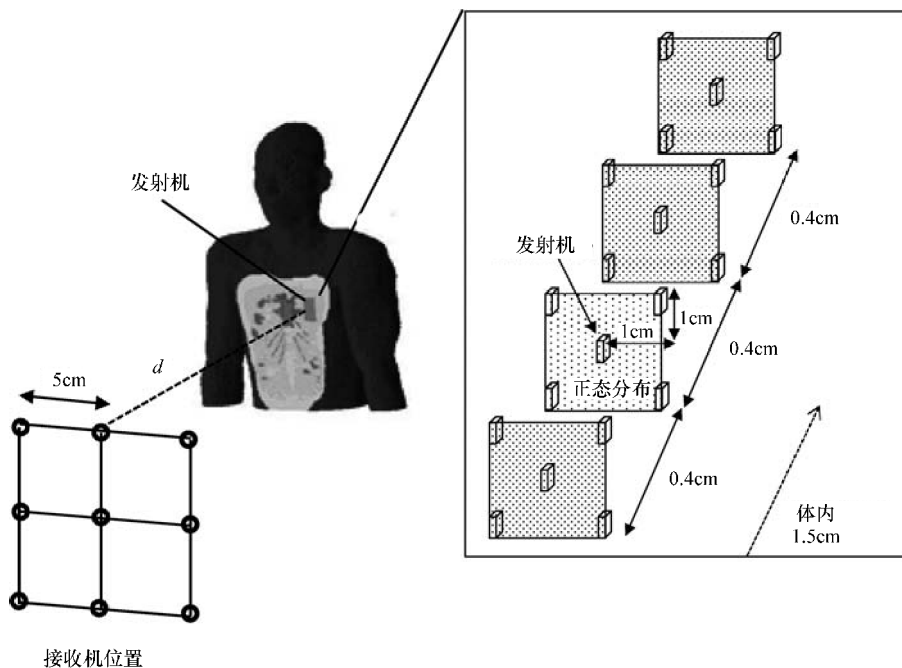


图 4.9 植入式发射机和外部接收机的位置设置

图 4.10 给出了平均路径损耗与离开植入式发射机的距离之间的关系。从图中可以看出在人体表面, 即离开发射机的距离  $d = 1.5\text{cm}$  处, 路径损耗为大约  $54\text{dB}$ 。在体外接收机离开人体表面的距离一直增大到  $40\text{cm}$  的过程中, 路径损耗近似以指数方式衰减。图 4.10 也给出了在最小平方误差 (LSE) 准则下, 对计算得到的平均路径损耗进行拟合的近似曲线, 可以用下式表示

$$PL = Ae^{\alpha(d-d_0)} \quad (4.14)$$

式中,  $d_0$  为植入深度, 典型值为  $1.5\text{cm}$ 。

当参数  $A = 251188.6$  或  $54\text{dB}$ ,  $\alpha = 8.8/\text{m}$  时, 式 (4.14) 与 FDTD 计算结果吻合得很好。在人体邻近区域, 功率随距离增加而呈指数衰减, 这与空气和电介质分界面处电磁波的基本特性是一致的。表 4.3 列出了拟合得到的参数。

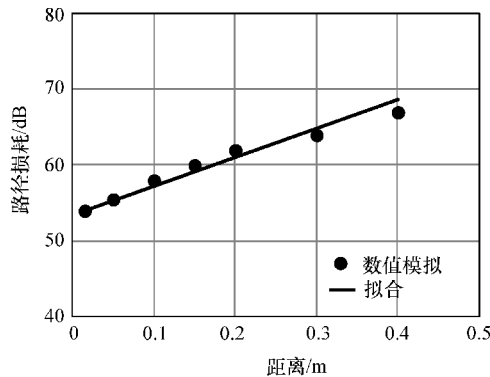


图 4.10 路径损耗与体外接收机离开植入式发射机距离的关系

表 4.3 拟合得到的路径损耗公式参数

$d_0/\text{m}$	$A_{\text{dB}}$	$A/(\text{m}^{-1})$
0.015	54	8.8

#### 4.2.4 体内 MICS 频段路径损耗

MICS 作为一个标准的植入式医疗通信频段, 频率范围在  $402 \sim 405\text{MHz}$  之间。与 UWB 低频段相比, 该频段提供的通信服务比特速率要低一些。由于 MICS 频段采用窄带信号, 因此可以基于接收平均功率和发射平均功率的比值来推导路径损耗特性, 而不是采用 UWB 频段分析时所用的能量比值。这里我们再次结合无线胶囊内窥镜的应用场景来分析 MICS 频段体内到体表信道的路径损耗特性。

与分析体内到体表 UWB 信道路径损耗时的无线胶囊内窥镜模拟场景类似, 发射天线采用一根  $4\text{mm}$  长的偶极子天线, 在人体消化系统中设置 30 个不同的观测位置, 包括食道中的 4 个位置、胃中的 4 个位置、小肠中的 9 个位置和大肠中的 13 个位置。接收天线采用一根  $20\text{mm}$  长的偶极子天线, 接收位置围绕人体躯干设置。



图 4.11 给出了 7 个接收位置的设置: Rx1、Rx2 和 Rx3 在腹部区域, Rx4 和 Rx5 在躯干侧面, Rx6 和 Rx7 在人体背部。接收偶极子天线的指向为沿身体高度方向, 与人体表面的间距为 4mm。

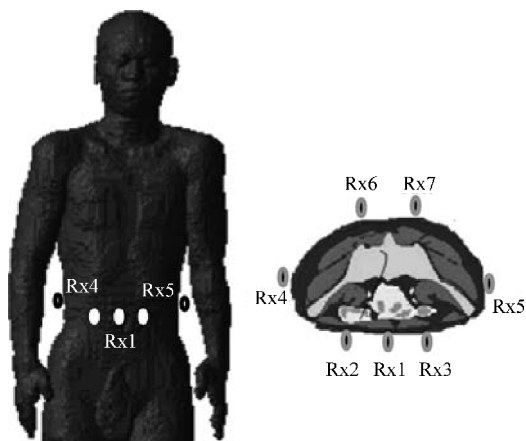


图 4.11 MICS 频段胶囊内窥镜模拟场景中接收机围绕人体的位置

路径损耗基于下面的公式进行推导

$$PL_{\text{dB}} = 10\lg \frac{P_t}{P_r} + G_t + G_r \quad (4.15)$$

式中,  $P_t$  和  $P_r$  分别是发射和接收平均功率。

与 UWB 频段的路径损耗模型类似, MICS 频段的路径损耗也可以采用式 (4.12) 所表示的对数距离路径损耗模型来拟合。图 4.12 给出了接收机位于 Rx1 处时, 采用 FDTD 方法计算得到的路径损耗结果以及采用对数距离路径损耗模型拟合得到的结果。根据对数距离路径损耗模型, 参考距离  $d_0 = 0.05\text{m}$  时,  $PL_{0,\text{dB}}$  为 49.7dB, 路径损耗指数  $n$  为 5.5。图 4.13 给出了接收机位于 Rx1 处时的阴影衰落随机变量  $S_{\text{dB}}$  的 CDF, 从图中可以看出正态分布提供了很好的拟合效果。 $S_{\text{dB}}$  的均值为零, 标准差为  $\sigma_{\text{dB}} = 8.1\text{dB}$ 。表 4.4 列出了拟合得到的围绕人体所有 7 个接收位置所对应的对数距离路径损耗模型中的参数结果。

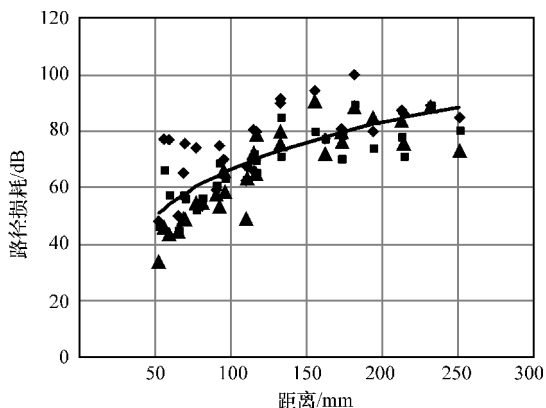


图 4.12 接收位置 Rx1 对应的路径损耗与距离之间关系

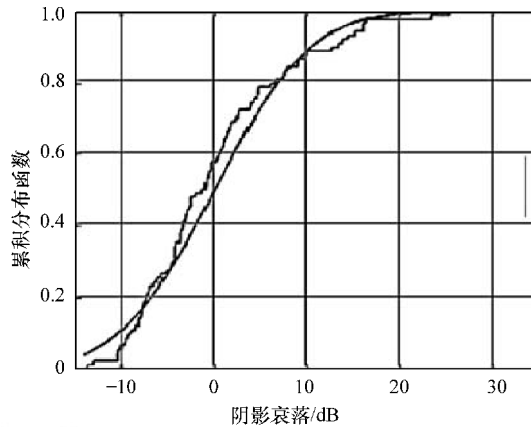


图 4.13 接收位置 Rx1 对应的阴影衰落累积分布函数

表 4.4 拟合得到的路径损耗公式参数

Rx 位置	$PL_{0,\text{dB}}$	$n$	$\sigma/\text{dB}$
Rx1	49.7	5.5	8.1
Rx2	38.0	6.7	7.4
Rx3	37.8	6.0	8.0
Rx4	40.4	6.4	7.9
Rx5	41.2	5.8	8.5
Rx6	44.2	13.8	8.1
Rx7	51.0	11.0	6.8

$d_0 = 0.05\text{m}; d_0 = 0.1\text{m}$

如果将发射天线与接收天线的夹角  $\theta$  考虑进来, 可以在 MICS 频段胶囊内窥镜应用场景下建立更为详细的路径损耗模型 (Aoyagi 等, 2010 年)。这一模型建立在 FDTD 数值模拟与人体模型实验相结合的基础上。所推导得到的路径损耗公式如下

$$PL_{\text{dB}}(d, \theta) = ad + b + PL_{\text{dB}}(\theta) + S_{\text{dB}} \quad (4.16)$$

式中,  $a$  为梯度系数, 单位是  $\text{dB}/\text{cm}$ ;  $b$  为截距系数, 单位是  $\text{dB}$ , 并且有

$$PL_{\text{dB}}(\theta) = -20\lg(|\cos(\theta)| (1 - x_c) + x_c) \quad (4.17)$$

式中,  $x_c$  是主电场和交叉电场方向的差异系数;  $S_{\text{dB}}$  是由于器官结构产生的随机波动或阴影效应参数。

表 4.5 给出了式 (4.16) 中的有关参数, 其中  $\sigma$  是正态分布随机变量  $S_{\text{dB}}$  的标准差。

表 4.5 拟合得到的路径损耗公式参数

$a/(\text{dB}/\text{cm})$	$b/\text{dB}$	$x_c$	$\sigma/\text{dB}$
1.92	39.85	0.145	6.59

### 4.2.5 HBC 频段路径损耗及等效电路表示

HBC 技术利用人体作为一个有效的通信路径来传输数据。从信息安全和电磁兼容性的角度来看, HBC 技术优于无线传输技术。这是因为: 信号沿着人体表面传输; 向体外产生的辐射非常小。为了满足这些特性需求, HBC 技术适合选用几十兆赫兹或更低的频段。在该频段人体可以作为导电媒质, 因此我们可以用电容对人体与收发机之间的电磁耦合进行建模。这种结构形成了一个电流环路, 这个电流环路由发射机、人体、接收机和周围的大地(充当电容的回流路径)组成。等效电路表示方法能够帮助我们理解 HBC 传输特性, 对于系统的设计也非常有用。在本节中, 我们将首先介绍另外一种关于 HBC 传播机理的解释——基于表面波理论的 HBC 传播机理, 然后我们将给出 HBC 频段的路径损耗公式以及等效电路表示方法。

#### 4.2.5.1 基本特性

一般认为 HBC 主要利用静电耦合机理实现信号传播。然而, 表面波近似法也可以用来有效地探究其基本特性 (Wang、Nishikawa 和 Shibata, 2009 年)。如图 4.14 所示, 我们来考虑圆柱坐标系中一个无限长的有耗电介质圆柱体。电场只有  $E_x$  和  $E_r$  分量, 磁场只有  $H_\phi$  分量。在这种情况下, 应用一般假设——电磁场随时间按正弦变化, Maxwell 方程组变为

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_r}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial r} &= -j\omega\mu_0 H_\phi \\ -\frac{\partial H_\phi}{\partial x} &= (\sigma + j\omega\varepsilon) E_r \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\frac{1}{r} H_\phi + \frac{\partial H_\phi}{\partial r} = (\sigma + j\omega\varepsilon) E_x$$

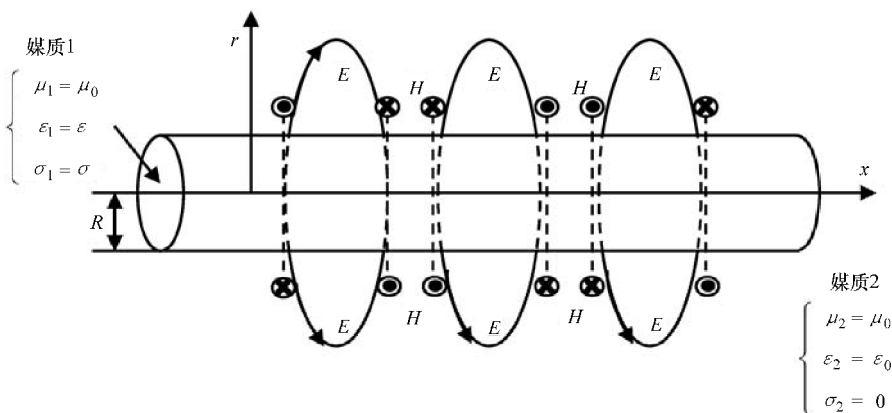


图 4.14 圆柱坐标系中表面波沿无限长有耗电介质圆柱体传播

对于表面波来说, 电磁场应随着表面距离的增加而呈指数衰减。因此, 我们可以合理地假设电场为  $E_x = A_x F(r) e^{-\gamma_H r}$ , 其中  $\gamma_H = \alpha_H + j\beta_H$  ( $\alpha_H$  为衰减常数,  $\beta_H$  为相位常数) 是圆柱体表面沿  $x$  方向的传播常数。这样我们得到 (Barlow 和 Brown, 1962 年)

$$\frac{\partial^2 F(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial F(r)}{\partial r} - \gamma_V^2 F(r) = 0 \quad (4.19)$$

式中,  $\gamma_V$  为圆柱表面法线方向 (即  $r$  方向) 的传播常数。

又由于

$$\gamma_{V1}^2 = - [\gamma_H^2 - j\omega\mu_0(\sigma + j\omega\varepsilon)] \quad (r \leq R) \quad (4.20)$$

$$\gamma_{V2}^2 = - [\gamma_H^2 + \omega^2\mu_0\varepsilon_0] \quad (r > R) \quad (4.21)$$

通过代入  $p = j\omega r$ , 式 (4.19) 可以转化为标准形式的贝塞尔 (Bessel) 方程

$$\frac{\partial^2 F(r)}{\partial p^2} + \frac{1}{p} \frac{\partial F(r)}{\partial p} + F(r) = 0 \quad (4.22)$$

在圆柱体外表面上, 适合方程 4.22 的解为

$$F(r) = BH_0^{(1)}(p) = BH_0^{(1)}(j\gamma_{V2}r) \quad (4.23)$$

因此有

$$E_{x2} = B e^{j\omega t} e^{-\gamma_H r} H_0^{(1)}(j\gamma_{V2}r) \quad (4.24)$$

$$E_{r2} = B \left( \frac{\gamma_H}{j\gamma_{V2}} \right) e^{j\omega t} e^{-\gamma_H r} H_1^{(1)}(j\gamma_{V2}r) \quad (4.25)$$

$$H_{\phi2} = B \left( \frac{\omega\varepsilon_0}{\gamma_{V2}} \right) e^{j\omega t} e^{-\gamma_H r} H_1^{(1)}(j\gamma_{V2}r) \quad (4.26)$$

式中,  $B$  是系数;  $H_0^{(1)}$  和  $H_1^{(1)}$  是第一类 Hankel 函数。

另一方面, 在圆柱体的内表面, 式 (4.23) 所给出的解将由下式代替

$$F(r) = B' J_0(p) = B' J_0(j\gamma_{V1}r) \quad (4.27)$$

这样

$$E_{x1} = B' e^{j\omega t} e^{-\gamma_H r} J_0(j\gamma_{V1}r) \quad (4.28)$$

$$E_{r1} = B' \left( \frac{\gamma_H}{j\gamma_{V1}} \right) e^{j\omega t} e^{-\gamma_H r} J_1(j\gamma_{V1}r) \quad (4.29)$$

$$H_{\phi1} = B' \left( \frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{j\gamma_{V1}} \right) e^{j\omega t} e^{-\gamma_H r} J_1(j\gamma_{V1}r) \quad (4.30)$$

式中,  $B'$  是系数;  $J_0$  和  $J_1$  是第一类贝塞尔函数。

根据电磁场的边界条件, 切向分量在圆柱体的表面位置 ( $r = R$ ) 连续, 因此必须有  $E_{x1} = E_{x2}$ , 这样可得

$$BH_0^{(1)}(j\gamma_{V2}R) = B' J_0(j\gamma_{V1}R) \quad (4.31)$$

同时还有  $H_{\phi1} = H_{\phi2}$ , 因此

$$B \left( \frac{\omega\varepsilon_0}{\gamma_{V2}} \right) H_1^{(1)}(j\gamma_{V2}R) = B' \left( \frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{j\gamma_{V1}} \right) J_1(j\gamma_{V1}R) \quad (4.32)$$

根据式 (4.31) 及式 (4.32), 我们可以得到

$$\frac{\gamma_V}{\omega \varepsilon_0} \frac{H_0^{(1)}(j\gamma_V R)}{H_1^{(1)}(j\gamma_V R)} = \frac{j \sqrt{\gamma_V^2 + \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 + j\omega \mu_0 (\sigma + j\omega \varepsilon)}}{\sigma + j\omega \varepsilon} \times \frac{J_0[j \sqrt{\gamma_V^2 + \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 + j\omega \mu_0 (\sigma + j\omega \varepsilon)} R]}{J_1[j \sqrt{\gamma_V^2 + \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 + j\omega \mu_0 (\sigma + j\omega \varepsilon)} R]} \quad (4.33)$$

在方程 (4.33) 中,  $\gamma_V = \gamma_{V2}$ , 是垂直于圆柱体表面方向上的传播常数, 并且是唯一的未知量。求解该非线性方程我们可以得到  $\gamma_V$ , 将其代入式 (4.21), 我们可以得到沿圆柱体表面的传播常数  $\gamma_H$ 。虽然方程 (4.33) 是一个包含特殊函数的非线性方程, 但仍然可以通过牛顿法来找到它的一个近似解。

为了将电磁波沿人体表面传播的实际情况与我们所假设的表面波进行比较, 我们考虑一个如图 4.15 所示的圆柱体模型。这个圆柱体是一个半径为 3cm、长度为 1m 的均匀媒质, 其介电常数取人体肌肉介电常数值 的 2/3, 用于模拟人的手臂。我们用两对金属电极来产生激励信号, 如图中圆柱体左端的两个阴影区所示。从图 4.15 中也可以看出, 每一对金属电极都有一个信号电极和两个接地电极, 信号电极与左侧的接地电极短路, 在信号电极与右侧的接地电极之间加载一个电压源激励, 发射信号从信号电极与右侧接地电极之间被激发出来。这种电极结构设计是基于两方面的考虑: 第一, 激发电场的主要分量垂直于圆柱体表面, 以近似形成表面波沿着圆柱体传播; 第二, 将信号电极和左侧接地电极短路, 减小了它们之间的寄生电容, 从而使得馈线与发射机的阻抗匹配更加容易。在圆柱体的顶部和底部形成几乎完全对称的电磁场, 这样就可以与表面波的理论解进行比较——虽然所产生的波并不是严格对称的。

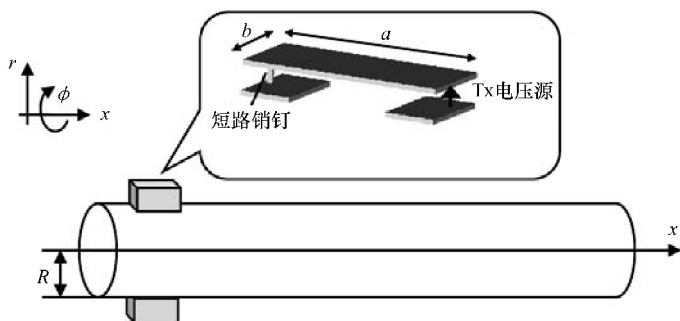


图 4.15 手臂的圆柱体模型

采用 FDTD 方法可以对圆柱体表面邻近区域的电磁场进行分析。这样, 我们可以得到沿圆柱体表面方向和垂直于圆柱体表面方向的电场。由于圆柱体长度有限, 在圆柱体的末端会发生反射。我们在远离圆柱体末端足够远的区域将理论解结果与实际的表面波进行比较, 以尽可能地减小反射带来的影响。

图 4.16 给出了采用 FDTD 方法计算得到的垂直横剖面内相对电场强度的分布

结果<sup>⊖</sup>。从图中可以看出电磁波以表面波形式传播的趋势, 因为电场的  $E_r$  分量主要沿着圆柱体传播, 并且与仅存在空气时相比,  $E_r$  分量在  $x$  方向衰减缓慢而在  $r$  方向衰减迅速。另外,  $E_\phi$  分量非常小。由于  $E_r$ 、 $E_x$  分量以及  $H_\phi$  分量在所有场分量中占据主导地位, 因此在圆柱体表面上传播的电磁波可以近似看成是一个表面波。

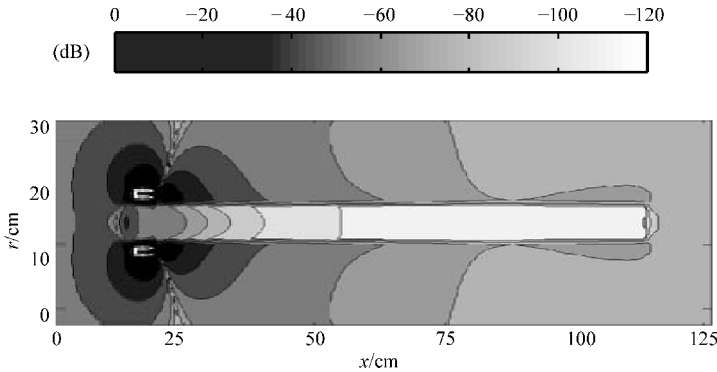


图 4.16 在垂直横剖面内  $E_r$  分量的相对场强分布结果

(Wang、Nishikawa 和 Shibata, 2009 年)

注: 经 Wang J.、Nishikawa Y. 和 Shibata T. 许可使用, 参见 “Analysis of on-body transmission mechanism and characteristic based on an electromagnetic field approach,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57, 10, 2464—2470, 2009. ©2009 IEEE。

虽然电极附近的电场分布是相当复杂的, 并且受到电极结构的影响, 但当观察点离电极足够远时, 我们仍然可以从电场分布结果中分析得到传播特性。根据 FDTD 方法计算得到的电场分布结果, 电场的主要分量  $E_r$  确实随着与发射电极之间距离的增大而呈指数衰减。因此我们假定在圆柱体表面沿  $x$  方向有  $E_r \propto e^{-\alpha_H x}$ , 在圆柱体中段沿  $r$  方向有  $E_r \propto e^{-\alpha_r r}$ 。我们基于这种假定关系并应用最小二乘法对图 4.17 中的数据进行拟合。图 4.17 中  $x$  方向和  $r$  方向上的数据均被分成两个区域<sup>⊖</sup>, 然后采用 MATLAB<sup>®</sup> 软件中的曲线拟合工具对每个方向上后一个区域的数据进行拟合。对每个方向上的数据, 分别采用两条不同斜率的直线用于逼近电场的指数衰减特性<sup>⊖</sup>。

接下来, 我们关注电场分量  $E_r$  沿圆柱体表面在  $x$  方向上的变化, 因为在垂直于圆柱体表面的  $r$  方向上  $E_r$  衰减很快。我们在 10 ~ 150MHz 之间改变激励频率, 利用 FDTD 方法推导得出前面所介绍的沿圆柱体表面在  $x$  方向上的衰减常数  $\alpha_H$ 。另

⊖ 激励频率为 80MHz, 参见原论文。——译者注

⊖  $x$  方向上的分界点大约在  $x = 20\text{cm}$  处,  $r$  方向上的分界点大约在  $r = 5\text{cm}$  处, 参见原论文。——译者注

⊖ 本书仅给出了对每个方向上后一个区域的数据拟合得到的直线, 原论文对每个方向上两个区域的数据均进行了拟合。——译者注

一方面,我们也利用表面波理论,得到无限长的理想圆柱体表面衰减常数 $\alpha_H$ 的理论值。图4.18给出了在10~150MHz频率范围内由FDTD方法推导得到的 $\alpha_H$ 值以及根据表面波理论得到的 $\alpha_H$ 理论值。FDTD方法的结果与表面波理论结果的变化趋势相同,并且它们的一致性很好。这一结果表明,信号在具有与人体相同介电常数的有限长圆柱体表面的传输,可以用表面波理论解来近似地表示。

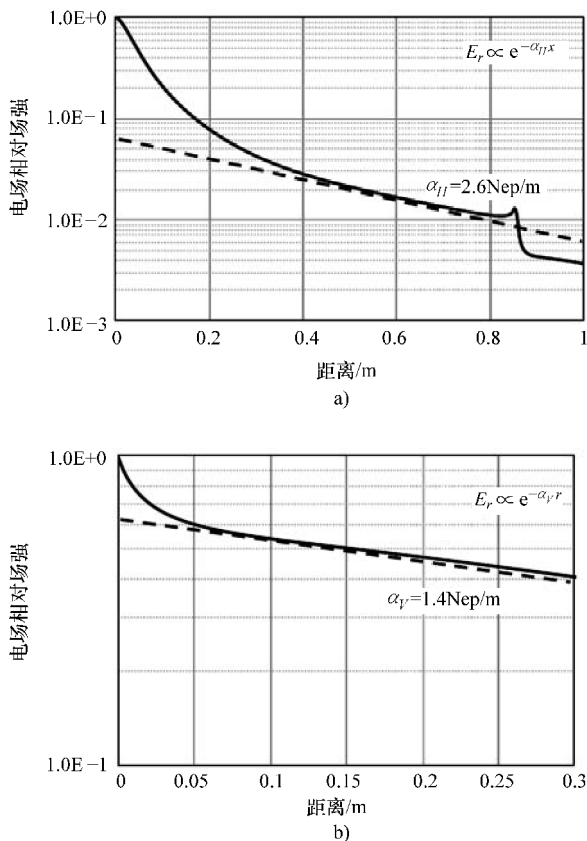


图4.17 主要电场分量的指数衰减逼近

a) 水平方向 b) 垂直方向

此外,在10~150MHz的频率范围内, $\alpha_H$ 随着频率的升高而增大。这是因为当频率升高时人体的介电常数减小,这使得表面波难以维持在媒质表面。较大的介电常数意味着表面波传输的损耗较小。从图4.18可以清楚地看出,较低的频率更有利于电磁波沿着人体的传播。

#### 4.2.5.2 路径损耗

基于数值模拟和实验的方法,我们为一种典型HBC应用推导出了路径损耗计算公式。图4.19给出了一个均质、尺寸大小为成年男性平均体型尺寸的人体模型。人体模型的姿势模拟了通过触摸接收电极进行通信的情形。发射电极安置在人体表

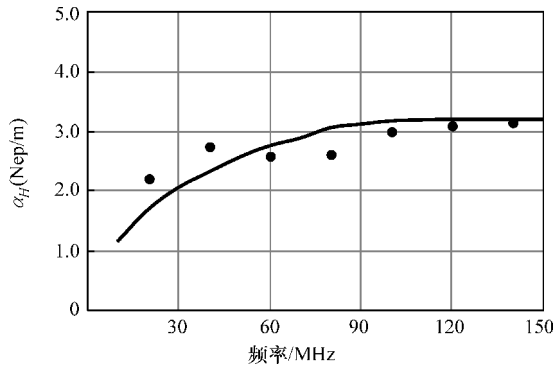


图 4.18 表面波理论 (实线) 与 FDTD 方法 (点号) 得到的衰减常数结果比较  
(Wang、Nishikawa 和 Shibata, 2009 年)

注: 经 Wang J.、Nishikawa Y. 和 Shibata T. 许可使用, 参见 “Analysis of on-body transmission mechanism and characteristic based on an electromagnetic field approach,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57, 10, 2464—2470, 2009. ©2009 IEEE。

面的位置共计有 50 个, 包括肩部、腰部、腹部、胸部和手臂等部位。另一方面, 接收电极被安置在左手的指尖。然后, 采用 FDTD 方法, 我们可以得到接收电极处的接收电压, 通过计算接收电压与发射电压的比值就可以得到路径损耗。应当指出的是, 发射机和接收机之间有两种距离: 一种是直线距离, 另一种是沿人体表面的距离。根据电磁波在人体表面传播机理, 在路径损耗计算公式中应当采用表面距离。

现在我们用公式来表示 HBC 信道的路径损耗。由于信号传播发生在距离激励源非常近的近场区域, 对数距离路径损耗模型不再适用。这里我们提出下面的路径损耗表达式, 即

$$PL_{\text{dB}} = \begin{cases} \alpha_0 d & d < 0.1 \text{ m} \\ PL_{0,\text{dB}} + \alpha_1 (d - 0.1) & d > 0.1 \text{ m} \end{cases} \quad (4.34)$$

式中,  $\alpha_0$  和  $\alpha_1$  ( $=20\alpha_H lge$ ) 为人体表面单位距离上的损耗, 单位为 dB/m;  $d$  为发射机和接收机之间的距离;  $PL_{0,\text{dB}}$  为两个区域边界处 ( $d = 0.1 \text{ m}$ ) 的路径损耗。图 4.20 给出了 FDTD 方法计算结果以及采用上述表达式进行拟合的结果。表 4.6 列出了拟合得到的参数。

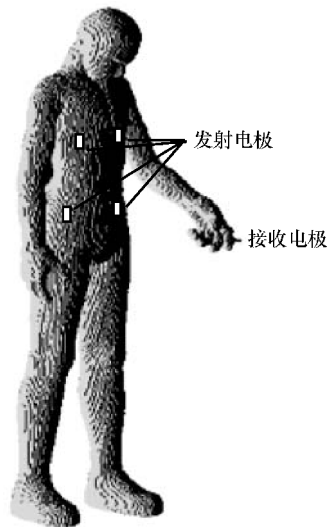


图 4.19 人体模型和发射机的典型位置



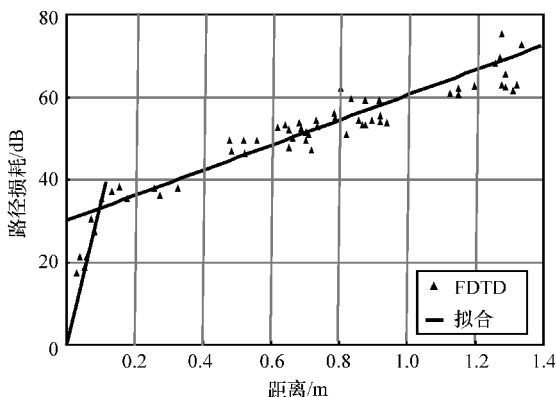


图 4.20 HBC 信道路径损耗特性 (Wang、Nishikawa 和 Shibata, 2009 年)

注: 经 Wang J.、Nishikawa Y. 和 Shibata T. 许可使用, 参见“Analysis of on-body transmission mechanism and characteristic based on an electromagnetic field approach,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57, 10, 2464—2470, 2009. ©2009 IEEE。

表 4.6 拟合得到的路径损耗公式参数

$\alpha_0 / (\text{dB/m})$	$\alpha_1 / (\text{dB/m})$	$PL_0, \text{dB}$
371.2	30.4	35.4

#### 4.2.5.3 等效电路表示

等效电路表示方法同样可以帮助我们探究 HBC 频段的路径损耗。最简单的等效电路基于人体是一个理想导体的假设。这种假设将人体作为一个单独节点, 该节点通过等效的集总电容连接到收发机以及外部大地。图 4.21 给出了这种电容电路表示方法。然而, 在数十兆赫兹或更高的频段, 人体的阻抗实际上不能被忽略。因此在等效电路表示中, 除了考虑人体与外部大地之间的电容, 我们还必须要同时考虑人体自身的电阻和电容。这些电阻和电容可能会导致发射机和接收机之间的信号衰减。图 4.22 给出了一个由 RC 并联网络及并联电容构成的单元模块电路 (Cho 等, 2007 年)。这个单元模块电路代表人体的一部分及其对应的电场

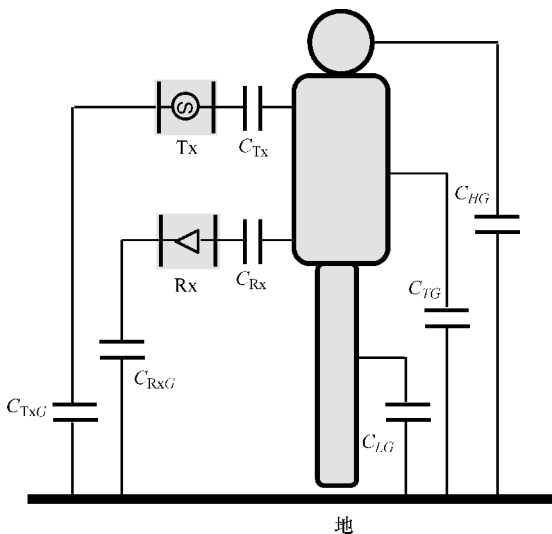


图 4.21 电容电路表示方法

耦合效应。整个人体可以被考虑成由多个这样的单元模块电路级联而成。

考虑如图 4.19 所示的 HBC 应用场景, 我们可以将人体沿身高方向划分成多个长度为 10cm 的分段, 然后确定每个分段所对应的单元模块等效电路的参数, 亦即 RC 并联网路的阻抗和接地耦合电容。

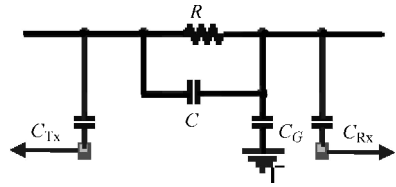


图 4.22 等效电路的单元模块

RC 并联网路阻抗的推导基于人体的介电特性参数。人体的介电特性与频率和人体组织类型密切相关。由于在 HBC 频段人体的透入深度数值较大, 我们可以用一个均匀媒质来模拟人体, 其介电特性参数值与肌肉组织对应参数值的 2/3 相近。在 10 ~ 100MHz 频段, 均质人体模型的电导率  $\sigma$  在 0.4 ~ 0.5S/m 之间, 相对介电常数  $\epsilon_r$  在 44 ~ 106 之间。这样, 电阻  $R$  可以通过下式求得

$$R = L/\sigma S \quad (4.35)$$

以及电容  $C$  可以通过式 (4.36) 得到

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r S/L \quad (4.36)$$

式中,  $L$  和  $S$  分别为每个人体分段的长度和横切面面积。

另一方面, 我们可以将每个人体分段近似为自由空间中的一个导电球体, 从而得到与外部大地之间的耦合电容  $C_G$ 。对于每个人体分段, 我们可以得到一个体积  $V$ 。如果我们用一个球体来逼近这个体积, 那么等效球体的半径为

$$a = \left( \frac{3}{4\pi} V \right)^{1/3} \quad (4.37)$$

然后通过下式计算得到耦合电容  $C_G$

$$C_G = 4\pi\epsilon_0 a \left( 1 + \frac{a}{2d} + \frac{(a/2d)^2}{1 - (a/2d)} + \dots \right) \quad (4.38)$$

式中,  $d$  为球心到地面的距离。

应当指出的是, 采用上述方法确定的电容是在假定人体处于一个开放空间的条件下。如果附近存在任何大的导电物体, 电容会由于存在额外的耦合路径而增大。此外, 收发机的地与人体分段单元之间的耦合电容极易受到人体体型的影响。在大多数情况下它们的值是小于 1pF 的, 对信道特性的影响较小。准确获得耦合电容的方法是使用电磁场数值分析工具来对准静态场的分量进行计算。这类方法在考虑到人体复杂的身体形状和结构时是尤其有效的, 缺点是会带来较大的计算负担。

通过将这些 RC 单元模块电路级联, 我们可以得到一个完整的人体电路模型。表 4.7 列出了单元模块电路参数的一些典型值, 这些值可通过式 (4.35) ~ 式 (4.38) 计算得到。为了研究身体上不同部位处的信道响应, 我们可以把收发机模型设置在等效电路中与人体的部位相对应的那个单元模块电路节点处。在等效电路中, 主要的返回路径是由收发机的地与外部大地之间电场耦合形成。因此, 将大接

地平面或特殊设计的电极用在返回路径中，有利于提高接收信号的信噪比 (Signal - to - Noise Ratio, SNR)。

表 4.7 计算得到的人体分段 (每 10cm 长度) 对应等效电路的参数

频率/MHz		10	40	60	80
$\epsilon_r$		106.6	54.4	48.7	45.8
$\sigma/(S/m)$		0.43	0.46	0.47	0.48
头部	$R_H (\Omega)$	4.7	4.4	4.3	4.2
	$C_H (\text{pF})$	463.3	237.9	213.0	200.3
	$C_{HG} (\text{pF})$	12.2	12.2	12.2	12.2
躯干	$R_T (\Omega)$	2.4	2.2	2.2	2.1
	$C_T (\text{pF})$	917.4	468.2	419.1	394.2
	$C_{TG} (\text{pF})$	15.6	15.6	15.6	15.6
腿部	$R_L (\Omega)$	3.5	3.3	3.2	3.2
	$C_L (\text{pF})$	622.9	317.9	284.6	267.6
	$C_{LG} (\text{pF})$	14.8	14.8	14.8	14.8

图 4.23 给出了一个发射机和接收机位于人体躯干部位时的等效电路例子。人体的头、躯干和腿分别采用 3 个、5 个和 9 个单元模块电路进行模拟。图 4.24 给出了基于等效电路进行仿真得到的路径损耗与传输距离之间的关系。仿真工具采用电路仿真软件 SPICE。路径损耗等于接收电极处的接收电压与发射电极处的发射电压的比值，单位为 dB。我们也在图 4.24 中给出了实验测量得到的结果。发射电极由一个晶体振荡器激励，并且固定在人体模型胸部。接收机沿人体表面移动，并检测接收电压。对 5 位实验者进行测量得到的路径损耗数据，经过平均后用菱形符号标示在图中。从图中可以看出，仿真计算得到的路径损耗与测量结果吻合得很好。电路仿真结果也与图 4.20 所示的 FDTD 方法计算结果有相同的数量级。值得注意的

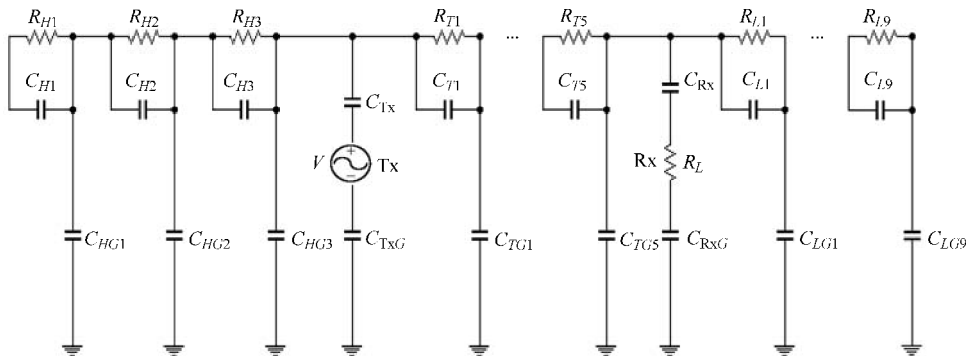


图 4.23 包含发射机和接收机的 HBC 等效电路

是, 在 10 ~ 100MHz 频率之间, 路径损耗没有表现出显著的频率相关性, 与距离之间的相关性与其他频段相比也比较弱。这些特性表明 HBC 技术对于体表的高效传输来说, 是一个很好的选择。

虽然等效电路表示方法只是给出了对路径损耗的粗略估计, 但是与电磁场数值仿真或者测量方法相比, 这种方法要简单和容易得多。

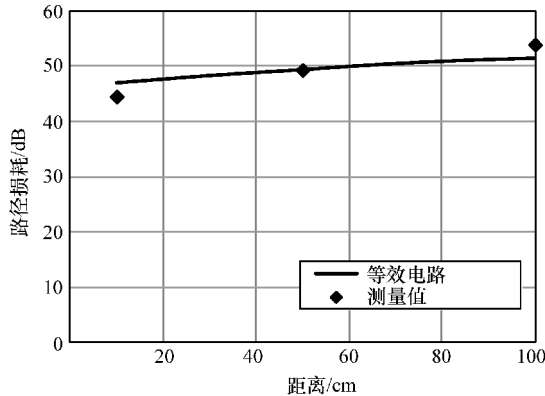


图 4.24 通过等效电路及测量方法得到的路径损耗

### 4.3 多径信道模型

在无线通信中, 多径传播现象是指发射信号沿着多条不同的路径传播到达接收机的现象。由于发射机和接收机之间存在多条路径, 给信道建模带了复杂性。多径信道建模的复杂度取决于多径功率分布、信号相对传播时间以及发射信号带宽。在信道模型中, 我们必须将信道的时变特性考虑在内。

在室内和室外无线通信领域, 已经对多径信道模型开展了广泛研究。有多个信道模型可以同时适用于窄带和宽带信号传输 (Rice, 1959 年; Saleh 和 Valenzuela, 1987 年; Hashemi, 1993 年)。Saleh - Valenzuela 信道模型 (有时简称为 S - V 模型), 则提供了一种广泛适用的、标准化的对室内多径传播信道进行统计建模的方法。对于人体区域多径信道模型, 近年来人们也通过实验和数值模拟的方法开展了一些研究工作 (Fort 等, 2006 年; Tang 等, 2006 年; Zhao 等, 2006 年; Wang 等, 2009 年)。然而, 为了使推导出的信道模型具有普遍性意义, 还必须将人体姿势和动作的统计特性考虑进去。

在本节中, 我们将介绍一个基于经典的 Saleh - Valenzuela 模型的人体区域 UWB 多径信道模型。Saleh - Valenzuela 模型的建立基于对室内多径传播测量的结果, 测量采用类似于雷达波的脉冲信号, 能够获得较宽频带的传播特性。更重要的是, 通过适当的修改可以将该模型扩展为人体区域 UWB 多径信道模型。我们将首

先介绍经典的 Saleh – Valenzuela 模型，然后详细研究人体区域 UWB 多径信道模型及其对 Saleh – Valenzuela 模型所做的一些修改。

### 4.3.1 Saleh – Valenzuela 冲激响应模型

我们知道冲激响应模型可以方便地用来表示多径信道特性，并且任何确定的冲激响应都可以用离散抽头延迟线模型表示——只要这个系统是带宽受限的。Saleh – Valenzuela 模型可以表示成下面的离散冲激响应模型的形式

$$h(t) = \sum_k \beta_k e^{j\theta_k} \delta(t - \tau_k) \quad (4.39)$$

式中， $\beta_k$  为多径幅度增益； $\theta_k$  是对应的相移； $\tau_k$  为传播时延； $k$  为路径序号； $\delta(\cdot)$  是狄拉克  $\delta$  函数。

相对于信号可能的符号速率来讲，室内物体的运动速度是非常低的，因此我们可以将参数  $\beta_k$ 、 $\theta_k$  和  $\tau_k$  看做是基本上不随时间变化的随机变量。在这一室内信道模型中，多径的建模基于这样的观测结果：由同一脉冲信号生成的多径分量通常以簇的形式到达接收机。簇的生成受到建筑物结构的影响，而可分离路径分量的生成则是受到发射机与接收机附近物体的影响。各个簇的到达时间可以用泊松过程来建模，同一个簇内多径分量的到达也可以建模为泊松过程，只是到达率不同。多径增益  $\beta_k$  是统计独立、服从瑞利分布的随机变量。相移  $\theta_k$  是统计独立、在  $[0, 2\pi)$  内服从均匀分布的随机变量。

### 4.3.2 体表 UWB 信道模型

体表信道的路径损耗特性可以通过对全身数据进行平均后得到，而体表信道的多径特性则不同，由于人体表面不同传播路径的几何形状不一样，可以预见到人体表面不同传播链路的多径特性存在显著差异。此外，身体部位形状以及收发机附近人体表面曲率的不同，也造成不同链路独特的多径特性。因此，在研究人体表面多径信道特性时，我们需要对不同的传播链路加以区别，并针对不同的传播链路在人体模型表面设定发射机与接收机的位置。正如在路径损耗建模部分所介绍的，为了提高 FDTD 方法的计算效率，我们在人体模型表面设置一根发射天线以及多个接收位置点。

如图 4.25 所示，我们将一个赫兹偶极子发射机固定在人体模型左胸，5 个接收点位置分别位于人体模型的右胸、左右腰部和两侧耳部。这种设置方案

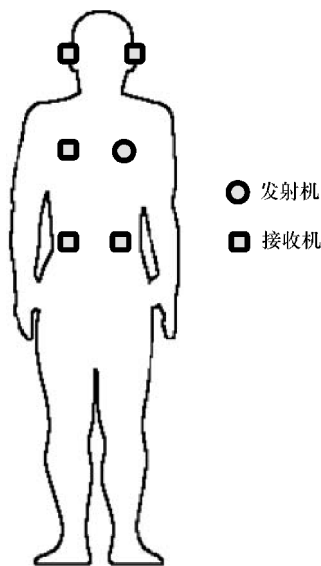


图 4.25 人体表面具有代表性的发射机和接收机位置

形成了 5 条传输链路: 胸部—右胸链路、胸部—左耳链路、胸部—右耳链路、胸部—左腰链路以及胸部—右腰链路。这 5 条传输链路可以被看作是医疗和保健应用中的典型传输链路。

由于体表的多径效应主要是由于身体活动而引起的, 我们通过模拟 35 种不同的姿势来研究各种身体姿势对多径的影响。如图 4.26 所示, 具体的姿势包括: 站立: 9 种姿势; 行走: 10 种姿势; 跑: 10 种姿势; 坐: 6 种姿势。

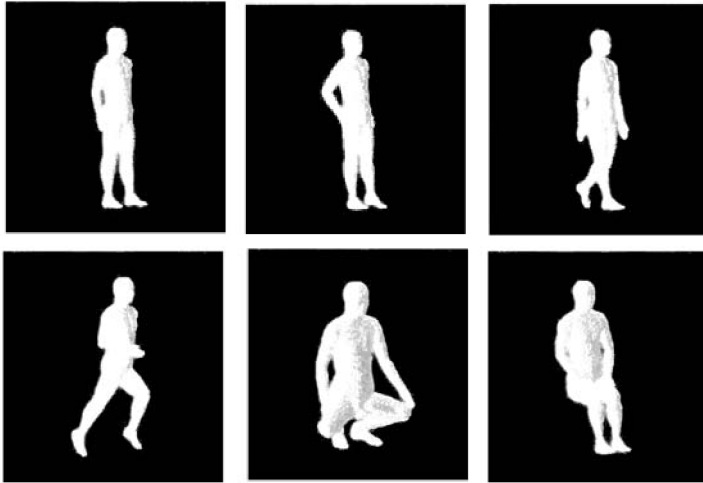


图 4.26 一些具有代表性的人体姿势

因为在医疗和保健应用中使用者的姿势一般是不固定的, 因此为了获得传输信道的统计特性, 对多种姿势进行模拟是绝对必要的。

由于 Saleh - Valenzuela 冲激响应模型经过适当修改后可以用于 UWB 频段的应用中 (Molisch 等, 2006 年), 这里我们采用 Saleh - Valenzuela 模型并对其进行修改, 用来表示体表 UWB 多径信道, 并且获得应用所需要的模型参数。修改后的时域 Saleh - Valenzuela 模型可以应用于实际的系统设计和仿真中。

#### 4.3.2.1 功率延迟分布

功率延迟分布 (Power Delay Profile, PDP)  $p(\tau)$  是对信道传输特性的一种统计表示。功率延迟分布可以根据冲激响应  $h(t)$  推导得到, 即

$$h(t) = F^{-1}\{H(f)\} = F^{-1}\left\{\frac{F[v_r(t)]}{F[v_t(t)]}\right\} \quad (4.40)$$

$$p(\tau) = \langle h(\tau) \cdot h^*(\tau) \rangle \quad (4.41)$$

式中,  $v_t(t)$  和  $v_r(t)$  分别为发送和接收的脉冲信号电压;  $H(f)$  为频域传输函数;  $F\{\cdot\}$  和  $F^{-1}\{\cdot\}$  分别表示傅立叶变换及傅里叶反变换。

功率延迟分布描述了不同多径分量到达时间与接收到的平均功率之间的关系。

在推导冲激响应  $h(t)$  过程中, 进行频谱分析时必须实施频域加窗。通过在频

域进行加权处理，频域加窗技术能够减小时域冲激响应的旁瓣。不同的窗函数对时域推导结果有不同的影响，这主要是因为不同的频域窗函数决定了不同的时域旁瓣（时域扩展）以及不同的时间分辨率。因此，在选择窗函数时，时域旁瓣和时间分辨率是两个最重要的参数。矩形窗具有良好的时间分辨率特性，但是它的第一个旁瓣幅度衰减只有 13.3dB。汉宁（Hanning）窗也称为升余弦窗，它的第一个旁瓣衰减约为 32dB，但是与矩形窗相比它的主瓣宽度为矩形窗主瓣宽度的 4 倍。更宽的主瓣代表时间分辨率的下降——因为在时间上产生了相应的扩展。汉明（Hamming）窗是一种经过优化的升余弦窗，其加权系数更加简单，优化的目标是使最大旁瓣最小化，这使得它最大旁瓣的幅度衰减接近 42dB。布莱克曼（Blackman）窗与汉宁窗和汉明窗相比最大旁瓣的幅度更高一些，其主瓣宽度是矩形窗主瓣宽度的 4 倍。我们应该通过对时间分辨率的极限值和旁瓣幅度的极限值进行折中考虑来选择适当的窗函数，例如汉宁窗或汉明窗。汉明窗的主瓣宽度与汉宁窗的主瓣宽度相同，而时域旁瓣要低得多，因此可以作为一种很好的窗函数选择方案用于时域冲激响应的推导。

我们将汉明窗应用于  $F[v_l(t)]$  和  $F[v_r(t)]$ ，所采用的脉冲信号为二阶微分高斯脉冲，根据脉冲信号中所包含的主要频率成分确定汉明窗的带宽为 14GHz。通过反傅里叶变换得到的  $h(t)$  的时间分辨率近似等于带宽的倒数（ $1/14 \text{ GHz} = 0.07\text{ns}$ ）乘以附加的窗函数带宽系数。由于汉明窗的带宽系数为 2，因此对于冲激响应以及 PDP 来说所获得的时间分辨率等于 0.14ns。

基于在 35 种姿势下得到的所有数据，可以获得 5 条典型传输链路的平均功率延迟分布（Average Power Delay Profiles, APDP），如图 4.27 所示。从图中可以看出，这 5 条典型传输链路各自的 PDP 都可以只用一个簇来表示。簇中的每一个尖峰都可以看成是由一个多径分量引起的，这个多径分量源自人体表面的衍射或人体某部位的反射。我们应该注意到，图中并没有包含对应于周围环境的簇，这里我们所建立的信道模型仅仅局限于人体自身。从图 4.27 中可以发现，正如所预期的一样，APDP 随到达时间呈指数衰减，可以近似地表示为

$$p(\tau) = \Omega_0 e^{-\frac{\tau-\tau_0}{\gamma}} \quad (4.42)$$

式中， $\Omega_0$  和  $\tau_0$  分别是第一径的功率增益均值和到达时间。

对图 4.27 中的数据进行指数拟合，可以得到指数衰减的时间常数  $\gamma$  分别为 0.21、0.26、0.38、0.30 和 0.5ns，分别对应于胸部—右胸链路、胸部—左耳链路、胸部—右耳链路、胸部—左腰链路以及胸部—右腰链路。

#### 4.3.2.2 功率增益的概率分布

Fort 和 Zhao 在他们各自的研究报告（2006 年）中均指出，对数正态分布可以对人体所有接收位置上接收到功率的分布特性进行很好的拟合。这里我们假设在 PDP 中所有明显的尖峰都是由多径分量引起的。通过对这些尖峰进行识别，并确定

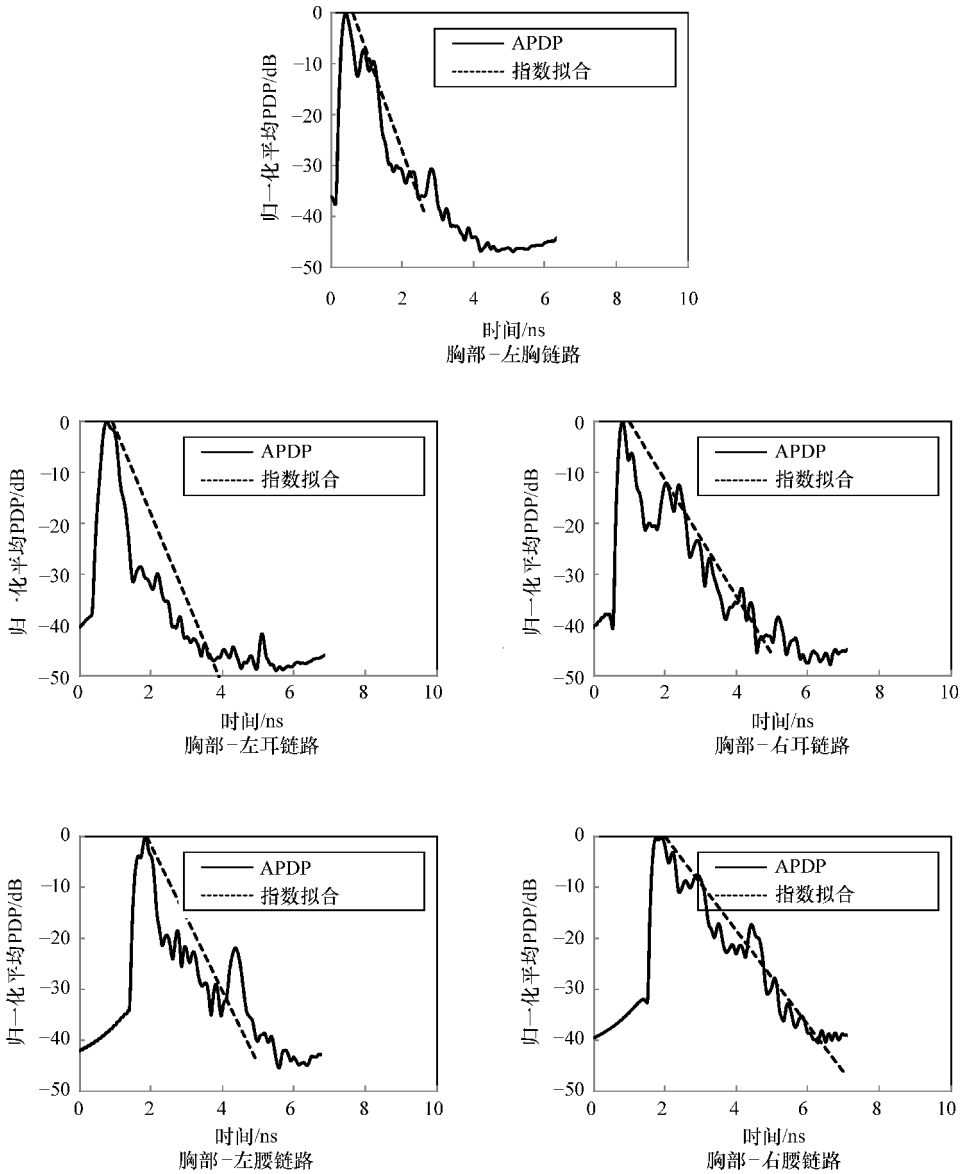


图 4.27 基于 35 种姿势数据得到的 5 种典型传输链路的平均功率延迟分布

各个独立路径的到达时间以及功率，就可以得到多径传播特性。为了确定信道参数，我们只考虑那些功率值相对于最大尖峰功率值的衰减不超过 30dB 的尖峰，其他的尖峰由于功率足够小可以忽略。我们也将对第一径和第二径功率增益的概率分布进行研究。一些有可能成为概率分布模型候选方案的函数包括对数正态分布、瑞利 (Rayleigh) 分布、莱斯 (Rice) 分布和威布尔 (Weibull) 分布，我们都将予以考虑。



为了选出最佳分布函数,我们采用经典的二阶赤池信息量准则 (Akaike Information Criterion,  $AIC_c$ ) (Akaike, 1973 年),对拟合结果按照从最好到最差的顺序进行排序。 $AIC$  是衡量一个统计模型拟合效果相对优良性的一种标准。它建立在信息熵的概念基础上,实际上给出了一种采用一个给定模型描述实际情况时信息量损失的相对度量。

二阶  $AIC_c$  的定义如下 (Burnham 和 Anderson, 2002 年)

$$AIC_c = -2 \ln(l(\hat{\theta} | \text{data})) + 2K + \frac{2K(K+1)}{(n-K-1)} \quad (4.43)$$

式中,  $\ln(l(\hat{\theta} | \text{data}))$  是在给定数据和模型条件下关于未知参数  $\theta$  的最大对数似然值;  $K$  是模型中估计参数的数目;  $n$  是样本大小。

这个公式计算简便,因为对数似然值可以直接在最大似然估计过程中得到。直观地说,公式的第一项表明较好的模型具有更低的  $AIC_c$  值,因为对数似然值反映了模型对数据的总体拟合效果。公式的第二部分是针对附加参数的惩罚项,以便使挑选出的模型用最少的参数达到对样本数据的最佳拟合。通过这种方法,选出的  $AIC_c$  值最小的模型能够以最少的信息量损失逼近“真实”分布。

在实际中,  $AIC_c$  的值本身没有意义。然而,几个模型之间  $AIC_c$  的相对值能够用来将模型按最好到最差的顺序排序,并作为一种模型优于另外一种模型的有力证明。为清楚起见,我们给出两个有关度量的标准形式,如下所示

$$\Delta_i = AIC_{c,i} - \text{Min}(AIC_c) \quad (4.44)$$

$$w_i = \frac{\exp\left(-\frac{\Delta_i}{2}\right)}{\sum_{r=1}^R \exp\left(-\frac{\Delta_r}{2}\right)} \quad (4.45)$$

式中,  $AIC_{c,i}$  是第  $i$  个模型的  $AIC$  的值;  $R$  为模型的数量。

显然,模型集中最佳模型的  $\Delta AIC$  值为 0。作为一个经验法则,  $\Delta_i < 2$  意味着该模型具备较好的拟合效果,  $\Delta_i$  的值在 3~7 之间时表示该模型的拟合效果非常一般,而  $\Delta_i$  的值大于 10 则表示该模型的拟合效果非常差。赤池权重  $w_i$  提供了一种更为精确的表示模型优劣性的度量,它可以被理解为一个模型在整个候选模型集中是最佳模型的概率。此外,两个模型的赤池权重之比表示一个模型优于另一个模型的可能性有多高。显然,这些策略比简单的假设检验能够提供更多信息,因为假设检验只能根据某种显著性水平 (significance level) 来判断是接受还是拒绝一个模型,而不能提供任何优劣程度或者排序的信息。在后面章节中我们将对所得到的样本数据应用这些策略,它们的优势将会体现得更明显。

从图 4.28 中看出,对数正态分布对多径功率增益的分布特性提供了一种较好的拟合。此外,表 4.8 给出了对几种拟合模型的比较 (对胸部—右腰链路功率增益的分布特性进行拟合),  $AIC$  参数进一步表明对数正态分布给出了最佳拟合结果。

对于胸部—右腰链路, 功率增益变化的平均标准差为 7.87dB, 在信道建模中我们将采用这一参数。对于其他几条有代表性的链路, 对数正态分布能够给出最佳拟合结果的结论仍然成立——尽管很明显对数正态分布的标准差将会不同。功率增益变化遵循对数正态分布的物理意义很容易理解, 因为电磁波在沿着人体表面传播过程中, 反射及衍射效应对其幅度的影响可以认为是一种乘性影响, 而所乘的反射及衍射系数是统计变化的随机变量。

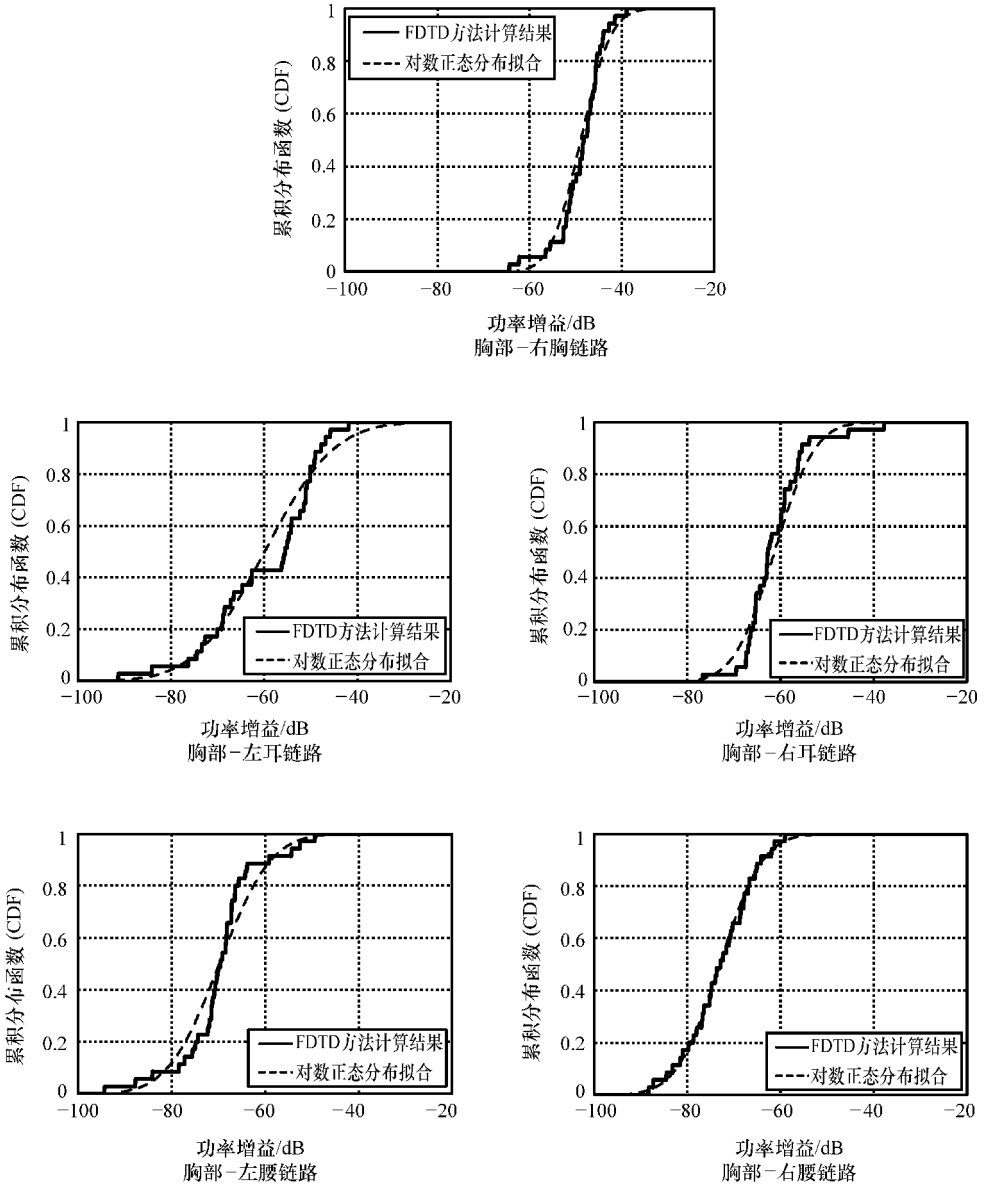


图 4.28 第一径功率增益的累积分布函数

表 4.8 几种拟合模型对胸部—右腰链路功率增益分布特性拟合结果比较

模型	$\Delta$	$w$
对数正态分布	0	0.88
瑞利分布	173.75	0.0
莱斯分布	14	0.0
威布尔分布	4	0.12

### 4.3.2.3 第一路径到达时间

对于不同的传输链路，第一路径的到达时间是不相同的，这主要由收发机之间的直接传输距离决定。对于上述所有 5 条传输链路来说，根据 AIC 准则，伽马 (Gamma) 分布可以用来对第一路径到达时间的样本数据进行拟合。采用伽马分布对 5 条链路的第一路径到达时间拟合的结果如图 4.29 所示。举例来说，对于胸部—右腰链路，伽马分布的均值和标准差分别为 2.0ns 和 0.03ns。如此小的标准差表明，将第一路径的到达时间固定地取为均值是合理的。

### 4.3.2.4 路径间延迟的概率分布

信道的冲激响应可以用一个抽头延迟线模型表示。在体表 UWB 信号传输中，相邻抽头可能会受到同一个物理上的多径分量的影响，导致它们之间具有相关性。在这样的情况下，基于一个均匀间隔抽头延迟线模型来实现信道的冲激响应是可行的 (Molisch 等, 2006 年)。然而在体表 UWB 通信场景中，主要的多径分量取决于人体的某些部位，例如手臂、腿等，它们的位置随人体姿势变化而改变。由于 UWB 信号的时间分辨率高达 0.14ns，大部分的多径都是可分离的。此外，仿真结果表明体表 UWB 多径信道的第一个和第二个可分离的径之间相关系数仅为 0.2，这允许我们在研究路径间延迟的分布特性时不需要遵循均匀间隔的抽头延迟线模型。

路径间延迟，即相邻两条路径之间的时延，表征了体表传输信道中所有多径分量到达时间的特性。借鉴前文的分析方法，我们可以推导出路径间延迟的统计模型。首先，我们根据 PDP 中对应的尖峰确定每条路径的时延，然后计算两条相邻路径的到达时间的差值得到路径间延迟。通过这样的方法得到的路径间延迟数据，我们用一些备选的统计分布模型来对它们进行拟合，例如指数分布、威布尔分布、对数正态分布和逆高斯分布。

逆高斯分布是一种双参数连续概率分布。它的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 如式 (4.46) 所示

$$f(x, \mu, \lambda) = \left[ \frac{\lambda}{2\pi x^3} \right]^{\frac{1}{2}} \exp \frac{-\lambda (x - \mu)^2}{2\mu^2 x} \quad (4.46)$$

式中， $\mu$  为均值； $\lambda$  是形状参数，方差等于  $\mu^3/\lambda$ 。当  $\lambda$  趋于无穷时，逆高斯分布趋近于正态分布。

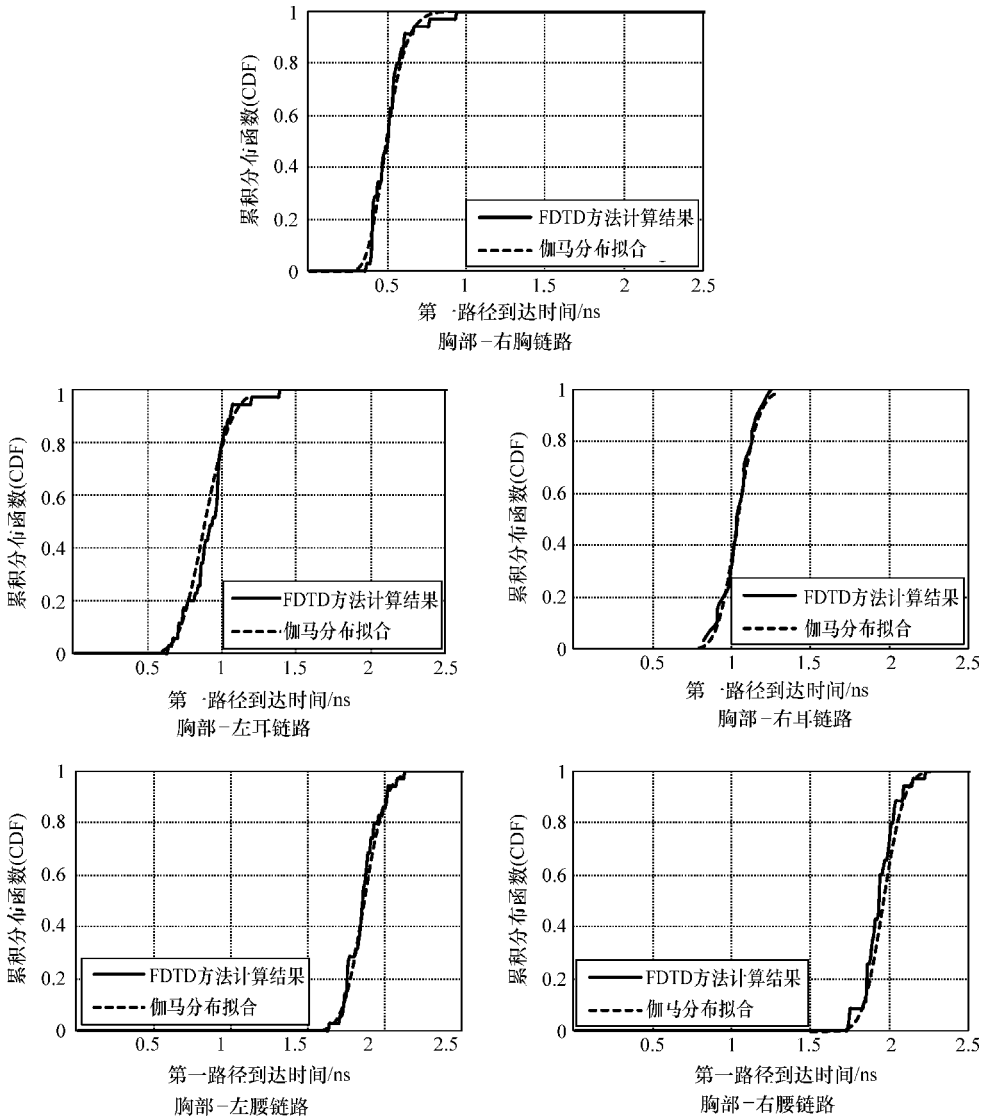


图 4.29 第一径到达时间的累积分布函数

图 4.30 给出了用逆高斯分布对所有 5 条链路的路径间延迟数据进行拟合的结果。从图中可以看出逆高斯分布达到了很好的拟合效果。另外, 表 4.9 给出了对采用 FDTD 方法计算得到的胸部—右腰链路数据进行拟合时, 几种分布模型在二阶  $AIC_c$  准则下所对应的两个度量参数结果。二阶  $AIC_c$  参数结果进一步表明了逆高斯分布是最佳拟合模型。对于胸部—右腰链路, 路径间延迟的均值为 0.33ns, 标准差为 0.2ns。对于其他几条有代表性的链路, 逆高斯分布与其他几种分布模型相比也能够提供更优的拟合结果, 当然拟合得到的均值和标准差是不相同的。

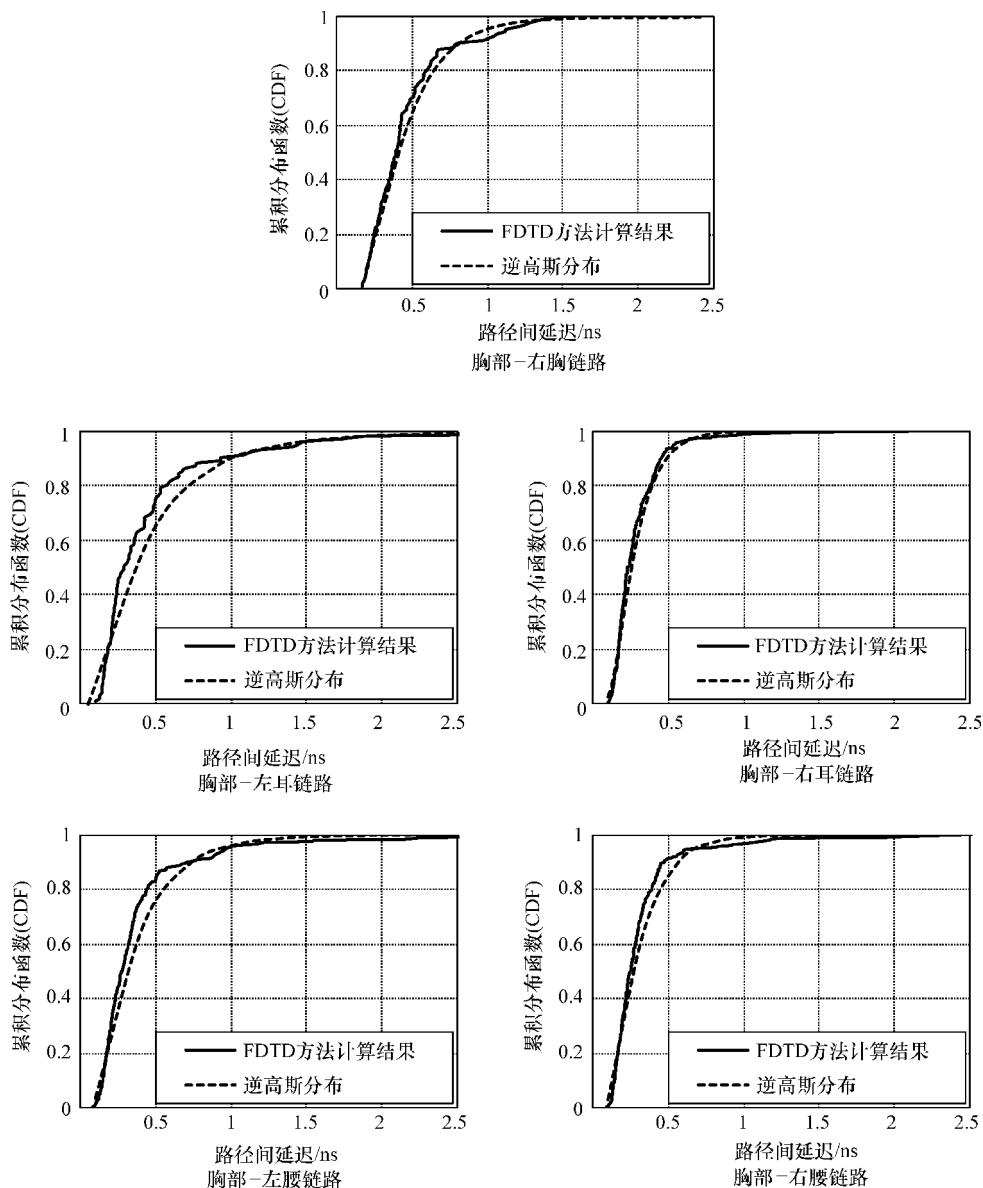


图 4.30 路径间延迟的累积分布函数

表 4.9 几种拟合模型对路径间延迟分布拟合结果比较

模型	$\Delta$	$w$
逆高斯分布	0	1
对数正态分布	604	0.0
威布尔分布	792	0.0
指数分布	852	0.0
伽马分布	718	0.0

#### 4.3.2.5 导出模型参数总结

通过前面几个小节的特性分析和参数推导, 我们已经确定了构建体表 UWB 信道模型所需要的所有统计模型和参数。表 4.10 对这些参数进行了总结。

在表 4.10 中, 根据 Saleh - Valenzuela 模型, 第一路径的功率增益均值  $\Omega_0$  与参数  $G$  (通信链路平均路径损耗的倒数) 之间的关系为  $\Omega_0 = \mu_\tau G / \gamma$ , 其中  $\mu_\tau$  为两条多径分量到达时间间隔的均值。

表 4.10 5 条有代表性传输链路的信道模型参数 (Wang 等, 2009 年)

参数	描述	特性	右耳	左耳	右胸	左腰	右腰
$\gamma/\text{ns}$	功率衰减时间常数	指数规律	0.38	0.26	0.21	0.30	0.47
$\sigma/\text{dB}$	功率分布标准差	对数正态分布	7.5	12.56	15.6	8.46	7.87
$\tau_0/\text{ns}$	第一路径平均到达时间	常数	1.05	0.92	0.68	1.89	2.01
$\tau_k - \tau_{k-1}/\text{ns}$	路径间延迟概率分布	逆高斯分布	$\mu_\tau = 0.30$ $\lambda_\tau = 1.08$	$\mu_\tau = 0.56$ $\lambda_\tau = 0.45$	$\mu_\tau = 0.37$ $\lambda_\tau = 1.43$	$\mu_\tau = 0.38$ $\lambda_\tau = 0.75$	$\mu_\tau = 0.33$ $\lambda_\tau = 0.85$
$\Omega_0/\text{dB}$	第一路径功率增益均值	$\Omega_0 = \mu_\tau G / \gamma$	-62.7	-55.5	-48.3	-69.5	-72.9

注: 经 Wang Q.、Tayamachi T.、Kimura I. 和 Wang J. 许可使用, 参见 “An on-body channel model for UWB body area communications for various postures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57, 4, 991 - 998, 2009. © 2009 IEEE。

#### 4.3.2.6 测量验证

为了对 FDTD 计算结果以及统计建模结果进行验证, 我们在全电波暗室中进行测量工作。测量对象为胸部—右腰传输链路。两个小尺寸低剖面 UWB 天线被安置于人体表面, 发射天线固定在人体左胸, 接收天线固定在人体右侧腰部。分别对 8 位实验者进行测量, 每位实验者都采取 10 种身体姿势, 包括站立、行走和坐姿。

测量方法如下:

1) 使用网络分析仪测量人体表面两根天线之间的  $S_{21}$  参数, 这里的  $S_{21}$  可以看作是频域传输函数。

2) 通过傅里叶反变换将测量得到的频域传输函数变换到时域。

3) 根据式 (4.40) 和式 (4.41), 计算得到冲激响应函数和 APDP。APDP 通过对 80 组数据 (共 8 个人、每人 10 种身体姿势) 进行平均后得到。

4) 从冲激响应函数和 APDP 中获取所有建模参数。

采用前几节介绍的方法, 我们对胸部—右腰传输链路的测量结果进行特征分析和参数推导。表 4.11 给出了由 FDTD 建模得到的参数和测量得到的参数之间的比较。可以清楚地看到, 建模与测量得到的参数达到了很好的一致性, 即使路径间延迟分布模型——逆高斯分布中的参数  $\lambda_\tau$  与测量结果有所不同。实际上,  $\lambda_\tau$  决定了逆高斯分布的 PDF 的形状, 尽管数值上存在两倍多的差异, 但是建模与测量得到的 PDF 形状仅有微小的差别。总之, 建模得到的参数与测量得到的参数吻合得很好, 这也证明了建模方法的有效性。

表 4.11 FDTD 建模与测量得到的参数之间的比较 (Wang 等, 2009 年)

参数	建模	测量
$\gamma/\text{ns}$	0.47	0.41
$\sigma/\text{dB}$	7.87	8.87
$\tau_0/\text{ns}$	2.01	—
$\tau_k - \tau_{k-1}/\text{ns}$	$\mu_\tau = 0.33$ $\lambda_\tau = 0.85$	$\mu_\tau = 0.30$ $\lambda_\tau = 2.14$

注: 经 Wang Q.、Tayamachi T.、Kimura I. 和 Wang J. 许可使用, 参见 “An on-body channel model for UWB body area communications for various postures,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57, 4, 991–998, 2009. © 2009 IEEE。

#### 4.3.2.7 信道模型实现

基于修正后的 Saleh – Valenzuela 模型以及体表 UWB 信道特性, 我们将如下形式的离散时间冲激响应函数应用于这 5 条传输链路, 即

$$h(t) = \sum_{k=0}^K \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (4.47)$$

式中,  $\alpha_k$  是多径增益;  $\tau_k$  为第  $k$  径分量相对于第一路径分量到达时间的延时。

首先, 用下面的方法生成多径时延: 在一个固定的到达时间点上生成第一路径分量, 然后根据逆高斯分布生成两个相邻路径之间的时延, 并将其加到前一路径的达到时间上。

接下来, 定义各径增益系数为

$$\alpha_k = p_k \beta_k \quad (4.48)$$

其中  $p_k$  以相等的概率取 +1 或 -1。由于  $\alpha_k$  服从对数正态分布, 因此有

$$10 \lg(\beta_k^2) \propto \text{Normal}(\mu_k, \sigma^2) \quad (4.49)$$

根据式 (4.42), 我们有

$$E[\beta_k^2] = \Omega_0 e^{-\frac{\tau_k - \tau_0}{\gamma}} \quad (4.50)$$

并且式 (4.49) 中的均值  $\mu_k$  可以写成如下形式

$$\mu_k = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 \tau_k / \gamma}{\ln(10)} - \frac{\sigma^2 \ln(10)}{20} \quad (4.51)$$

这一简化的冲激响应模型函数需要的所有参数已经在上一节进行了介绍, 并且在表 4.10 中进行了汇总。

这 5 条传输链路的传播模型都可以在 MATLAB® 软件中实现。图 4.31 给出了一个胸部—右腰链路的冲激响应模型实现的例子, 为简便起见  $\Omega_0$  取值为 1。对应的 MATLAB® 代码可以从 [www.wiley.com/go/wang/bodyarea](http://www.wiley.com/go/wang/bodyarea) 网址下载。

我们可以通过考察方均根 (Root Mean Square, RMS) 时延扩展  $\sigma_\tau$  以及平均附加时延  $\tau_m$  来对 FDTD 方法计算得到的信道与建模得到的信道进行比较, 这两个参数是对信道冲激响应有效持续时间的度量。这两个参数从两个方面表征了信道冲

激响应的时域分布特性, 经常被用来对信道模型进行验证。这两个参数的定义如下 (Hashemi, 1993 年)

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{P_{R_0}} \int_0^\infty (\tau - \tau_m)^2 p(\tau) d\tau} \tag{4.52}$$

$$\tau_m = \frac{1}{P_{R_0}} \int_0^\infty \tau p(\tau) d\tau \tag{4.53}$$

式中,  $P_R$  为多径平均功率。

从上面两个公式可以看出,  $\sigma_\tau$  的定义是功率延迟分布 (PDP) 的二阶中心矩的平方根, 而  $\tau_m$  的定义是 PDP 的一阶矩。 $\sigma_\tau$  是信道多径时延扩展一个很好的度量, 它给出了关于潜在的符号间干扰的指示。

图 4.32 和图 4.33 给出了根据 FDTD 计算以及建模得到的两条传输链路的 RMS 时延扩展和平均附加时延的 CDF。正如从图中所看到的, 建模得到的信道模型参数与 FDTD 计算结果非常接近, 因此所建立的信道模型能够充分表征传输链路的特性。

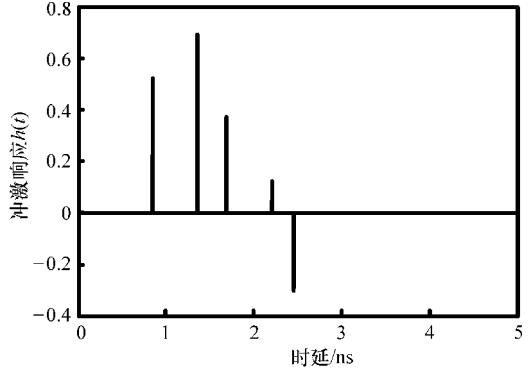


图 4.31 冲激响应模型示例

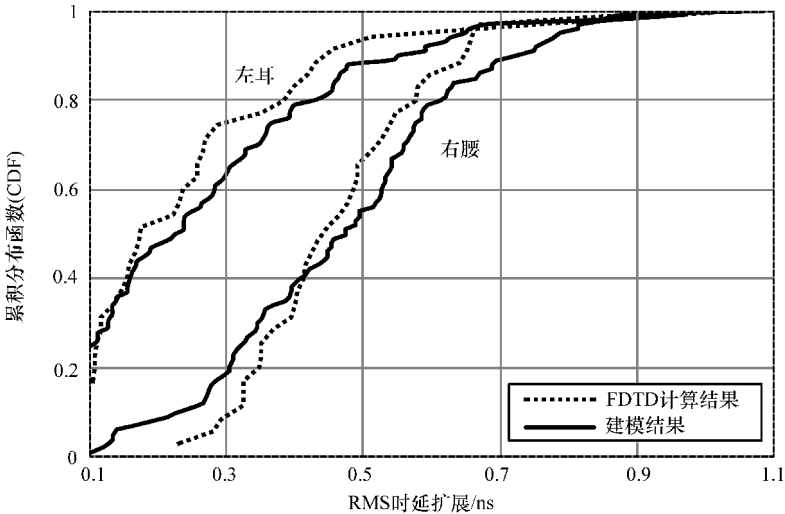


图 4.32 FDTD 计算和建模得到的 RMS 时延扩展概率分布比较 (Wang 等, 2009 年)

注: 经 Wang Q.、Tayamachi T.、Kimura I. 和 Wang J. 许可使用, 参见 “An on-body channel model for UWB body area communications for various postures,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57, 4, 991-998, 2009. ©2009 IEEE.



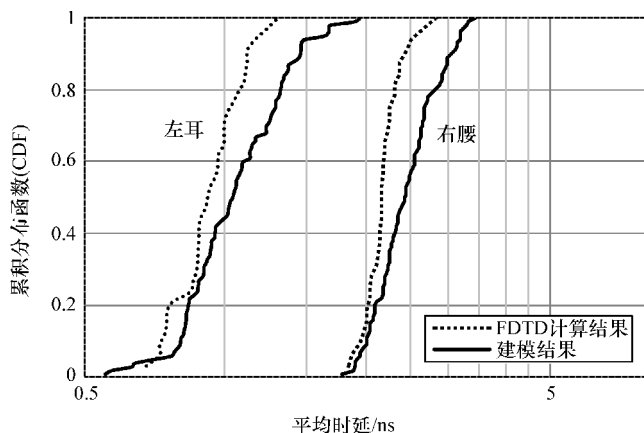


图 4.33 FDTD 计算和建模得到的 RMS 平均附加时延概率分布比较

### 4.3.3 体内 UWB 信道模型

#### 4.3.3.1 体内到体表信道冲激响应

在体表 UWB 信道建模中用到的方法，同样可以用于体内到体表 UWB 信道的建模中。基于图 4.6 所示胶囊内窥镜应用的仿真设置，在每一个接收位置上，我们可以获得共计 99 组体内到体表信道冲激响应的数据。在利用傅里叶反变换得到  $h(t)$  的过程中，我们通常采用带宽系数为 2 的汉明窗来限制发射脉冲信号的有效频率分量。由于 UWB 低频段的带宽为 1.4GHz，冲激响应  $h(t)$  或功率延迟分布  $p(t)$  对应的时间分辨率将大约为 1.43ns。换句话说，即使有多个路径在这样的一个时间宽度范围内到达，这些多径分量也无法被分辨出来，在推导信道冲激响应时它们只能简单地叠加在一起作为一个整体处理。

由于时间分辨率是有限的，我们必须将时间轴划分为许多个区间，每个区间的宽度为 1.43ns。这样一来，在每个冲激响应或 PDP 的分布图中，我们根据第一个区间内的尖峰识别出第一路径，然后依次在后面的区间内识别出第二路径、第三路径，等等。图 4.34 给出了一个典型的由 FDTD 方法推导出的体内到体表多径信道 PDP 的示例。在这个例子中，接收天线位于人体腹部前面的 Rx1 处，发射天线位于 33 个发送位置中的一个。第一路径分量可以被认为是经由发射机和接收机之间的直射路径到达，而后续的多径分量可以被认为是经由人体各种组织和器官的衍射或散射路径达到。另外，第一路径分量的到达时间可以通过计算体内到体表的局部距离除以电磁波在人体内的传播速度（约等于自由空间中光速的 1/4）来估计得到。估算的到达时间数值大约为 1.45ns，这与图 4.34 中给出的第一路径分量到达时间非常吻合。

此外，针对其他不同发送—接收位置组合所对应的路径，推导出来的冲激响应和 PDP 结果也同样证明直射径分量与后面连续两个多径分量相比较而言总是最强

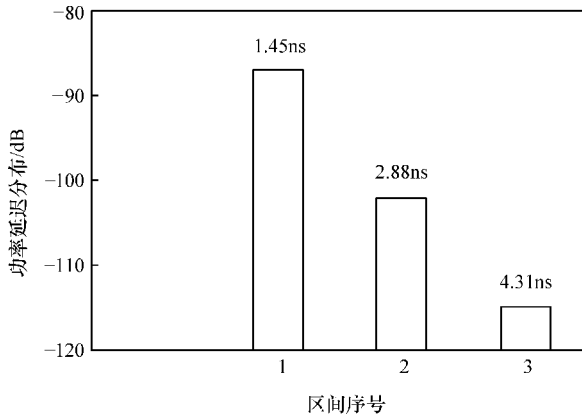


图 4.34 通过 FDTD 方法推导得到的功率延迟分布示例

的路径。由于第三路径分量的功率一般要比第一路径功率低 25dB 以上，其功率小到可以忽略，因此我们只考虑最前面的两个路径，将它们作为主要的多径分量，它们的间隔等于一个时间分辨率区间的宽度。这样，我们就得到一个只包含两个多径分量的近似离散时间冲激响应信道模型，其中第一路径分量对应于直射路径，第二路径分量对应于一条主要的衍射或散射路径。

图 4.35 给出了一个两径冲激响应近似模型的示例，对应的接收机的位置在 Rx1 处。该模型中两个冲激响应分量的幅度，由 PDP 中各路径对应的的时间分辨率区间内的功率积分后开根号得到；两径之间的时间间隔等于一个时间分辨率区间的宽度。我们可以得到结论，两径冲激响应模型完全能够满足近似、合理地生成低频段 UWB 接收信号的需要。此外还可以得到的结论是，体内到体表信道的特性主要取决于大尺度衰落，而受多径的影响较小。

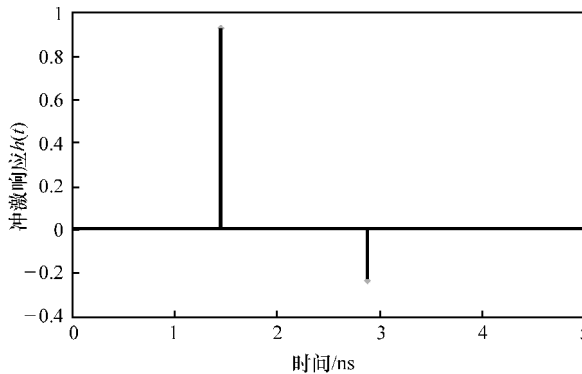


图 4.35 两径冲激响应近似模型示例

基于这种具备良好近特性的两径信道模型，我们对多径分量功率增益的概率分布进行研究，以获得统计特性参数。这里我们对两个多径分量的功率增益用一些候

选统计分布函数进行拟合。如图 4.36 所示, 基于二阶 AIC 准则可以得到, 正态分布对两个多径分量的幅度 (单位为 dB) 分布特性提供了最佳拟合。这也就是说, 对数正态分布能够对多径功率增益的分布特性实现很好的拟合。功率增益波动的平均标准差是 16.8dB。与此同时, 当 CDF 等于 0.5 时, 两个多径分量功率增益的差值小于 15dB。

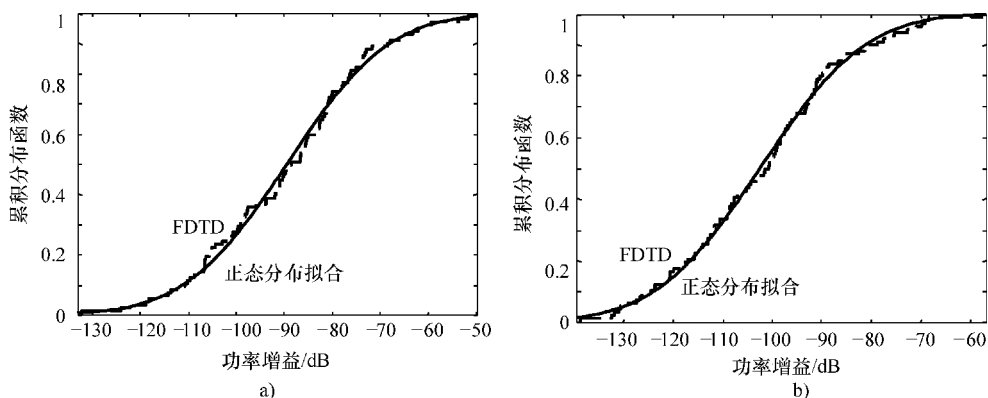


图 4.36 功率增益累积分布函数

a) 第一径 b) 第二径

体内到体表传输中第一路径分量的到达时间主要由直射路径决定, 该时间随发射机位置以及天线极化方向的变化而变化。通过 FDTD 数值模拟计算, 在每个接收机位置上可以得到 99 组不同的直射径到达时间。同样基于二阶 AIC 准则, 我们发现逆高斯分布能够对计算得到的直射路径到达时间的分布情况实现很好的拟合。逆高斯分布的均值  $\mu$  和标准差  $\sigma$  分别为 1.3ns 和 0.54ns。此外, 由于路径间延迟被设定为一个时间分辨率区间的宽度, 因此第二路径的到达时间具有相同的统计分布规律, 但是到达时间的均值要更长一些, 为 2.73ns。根据以上特性分析结果, 我们对体内到体表 UWB 无线链路的两径冲激响应信道模型参数进行总结并列在表 4.12 中。

表 4.12 体内到体表 UWB 冲激响应信道模型的主要参数

描述	特性	参数
第 1 路径功率	对数正态分布	$\mu_1 = -89.2\text{dB}$ $\sigma_1 = 16.8\text{dB}$
第 1 路径到达时间	逆高斯分布	$\mu_1 = 1.3\text{ns}$ $\sigma_1 = 7.5\text{ns}$
第 2 路径功率	对数正态分布	$\mu_2 = -102.3\text{dB}$ $\sigma_2 = 16.8\text{dB}$
第 2 路径到达时间	第一路径 + 1.43ns	

### 4.3.3.2 体内到体外信道冲激响应

采用同样的方法对图 4.9 中的仿真系统进行分析, 我们可以得到有关体内到体外信道冲激响应和 PDP 的 180 组数据。同样由于时间分辨率有限, 我们必须在每个 PDP 中将时间轴划分成许多个区间, 每个区间的宽度为  $1.43\text{ns}$ 。图 4.37 给出了一个典型的由 FDTD 方法推导得到的 PDP。第一路径分量可以被认为对应发射机和接收机之间的直射路径, 而其他各路径分量可以被认为对应于人体各类组织和器官的衍射或散射形成的路径。PDP 表征了多径分量平均功率的分布特性, 可以发现 PDP 随到达时间呈指数衰减。采用指数函数对图 4.37 中的结果进行拟合, 可以得到第一路径功率增益均值为  $\Omega_0 = -60.4\text{dB}$ 、到达时间为  $\tau_0 = 0.9\text{ns}$ , 多径功率衰减的时间常数为  $\gamma = 0.23\text{ns}$ 。

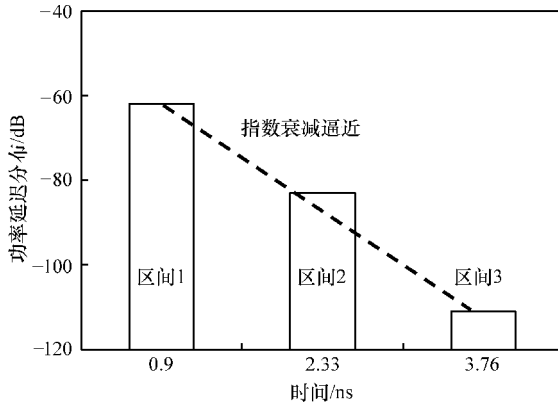


图 4.37 通过 FDTD 方法推导得到的功率延迟分布示例

在 PDP 中, 多径功率分布特征体现在划分的时间区间上。为了获得信道参数, 我们只考虑那些功率值与最大功率值之差不超过  $25\text{dB}$  的区间, 而其他多径分量由于功率足够小可以忽略。接下来我们研究每条路径的功率增益分布特性, 并对功率增益分布的几种候选模型进行考察。类似的, 我们采用二阶 AIC 准则将拟合效果按照从最好到最差的顺序进行排序。结果显示, 对数正态分布再一次对功率增益的分布特性提供了最佳拟合效果。图 4.38 给出了对第一路径和第二路径功率增益分布的拟合结果。由于功率增益的单位为  $\text{dB}$ , 因此拟合采用的是正态分布。第一路径和第二路径幅度波动的标准差分别为  $\sigma_1 = 2.32\text{dB}$  及  $\sigma_2 = 2.04\text{dB}$ 。这种微小的波动是由于胸腔内部发射机位置的微小变化而引起。

第一路径到达时间主要是由直射传输距离决定, 它随植入式发射机位置的变化而变化。我们采用逆高斯分布对第一路径的到达时间进行拟合, 同样依据 AIC 准则, 拟合得到的均值为  $\mu = 0.91\text{ns}$ 、形状参数为  $\lambda = 67.2\text{ns}$ 。拟合结果如图 4.39 所示。

根据以上的特征分析和参数推导结果, 我们将信道模型应用所需要的两径冲激响应模型及对应参数进行总结并列在表 4.13 中。

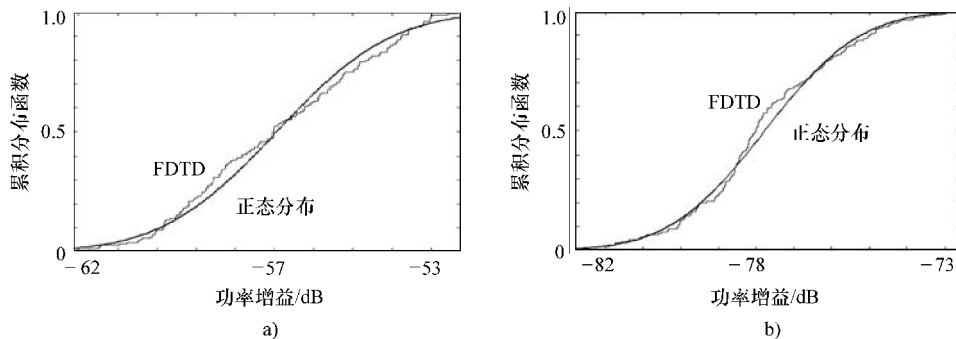


图 4.38 功率增益累积分布函数

a) 第一径 b) 第二径 (Wang、Masami 和 Wang, 2011 年)

注：经 Wang J.，Masami k. 和 Wang Q. 许可使用，参见“Transmission performance of an in-body to off-body UWB communication link,” *IEICE Transactions on Communications*, E94-B, 1, 150—157, 2011。

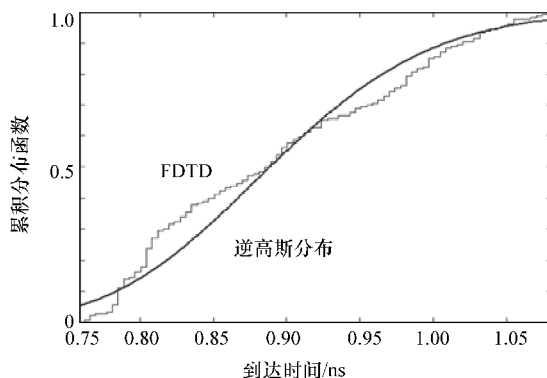


图 4.39 第一路径到达时间的累积分布函数 (Wang、Masami 和 Wang, 2011 年)

注：经 Wang J.，Masami k. 和 Wang Q. 许可使用，参见“Transmission performance of an in-body to off-body UWB communication link,” *IEICE Transactions on Communications*, E94-B, 1, 150—157, 2011。

表 4.13 体内到体外 UWB 信道模型的主要参数

描述		特性	参数
功率衰减		指数规律	$\Omega_0 = -60.4\text{dB}$ $\gamma = 0.24\text{ns}$
第一路径	功率	对数正态分布	$\sigma_1 = 2.32\text{dB}$
	到达时间	逆高斯分布	$\mu_1 = 0.91\text{ns}$ , $\lambda_1 = 67.2\text{ns}$
第二路径	功率	对数正态分布	$\sigma_2 = 2.04\text{dB}$
	到达时间	第一路径 + 1.43ns	

根据所建立的信道模型, 可以得到离散时间冲激响应函数。首先, 生成两条路径分量的时延。对于第一路径, 按均值为  $\mu = 0.91\text{ns}$ 、形状参数为  $\lambda = 67.2\text{ns}$  的逆高斯分布生成到达时间。然后将第一路径的到达时间加上  $1.43\text{ns}$ , 得到第二路径的到达时间。接下来, 根据对数正态分布确定各个路径分量的功率增益系数。作为体内到体表信道建模中所用方法的一种替代方案, 这里我们根据功率的指数衰减式 (4.42) 来确定功率增益均值, 而标准差则从表 4.13 中选取。

为了验证所生成的冲激响应模型的有效性, 我们根据模型计算得到平均附加时延  $\tau_m$  和 RMS 时延扩展  $\sigma_\tau$ , 并与 FDTD 方法计算结果进行对比。图 4.40 给出了平均附加时延以及时延扩展的 CDF 对比结果。从图中可以看出, 根据模型计算的结果与 FDTD 方法计算结果非常接近, 这表明所建立的模型能够充分表征体内传输信道的特性。

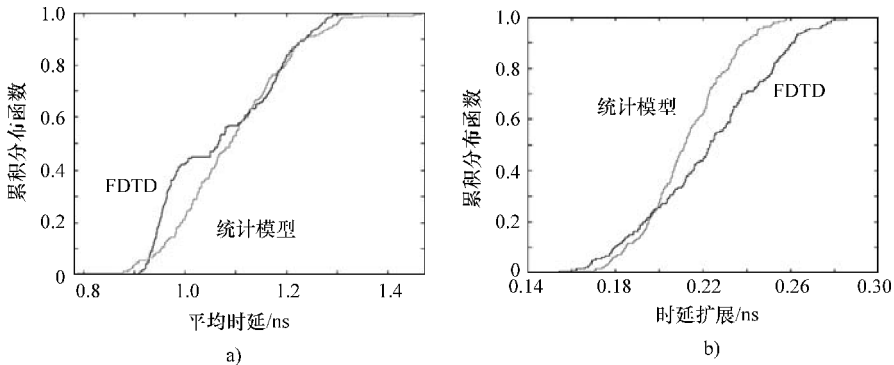


图 4.40 FDTD 计算和建模结果比较

a) 平均时延 b) 时延扩展 (Wang、Masami 和 Wang, 2011 年)

注: 经 Wang J., Masami k. 和 Wang Q. 许可使用, 参见 “Transmission performance of an in-body to off-body UWB communication link,” *IEICE Transactions on Communications*, E94-B, 1, 150–157, 2011。

## 参考文献

- Akaike, H. (1973) Information theory as an extension of the maximum likelihood principle. *Proceedings of the 2nd International Information Theory Symposium*, pp. 267–281.
- Aoyagi, T., Takizawa, K., Kobayashi, T. *et al.* (2010) Development of an implantable WBAN path-loss model for capsule endoscopy. *IEICE Transactions on Communications*, **E93-B** (4), 846–849.
- Barlow, H.M. and Brown, J. (1962) *Radio Surface Waves*, Oxford University Press, Oxford, pp. 6–28.
- Benedetto, D.M.-G. and Giancola, G. (2004) *Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals*, Prentice Hall, New Jersey.
- Burnham, K.P. and Anderson, D.R. (2002) *Model Selection and Multimodel Inference: A Practical Information-Theoretic Approach*, 2nd edn, Springer-Verlag, New York.

- Chavez-Santiago, R., Khaleghi, A., Balasingham, I., and Ramstad, T.A. (2009) Architecture of an ultra wideband wireless body area network for medical applications. Proceedings of the 2nd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies, Bratislava, Slovakia.
- Cho, N., Yoo, J., Song, S.-J. *et al.* (2007) The human body characteristics as a signal transmission medium for intrabody communication. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **55** (5), 1080–1086.
- Conroy, J.T., LoCicero, J.L., and Ucci, D.R. (1999) Communication techniques using monopulse waveforms. Proceedings of IEEE Military Communications Conference, vol. 2, pp. 1181–1185.
- Fort, A., Desset, C., De Doncker, P. *et al.* (2006) An ultra-wideband body area propagation channel model - From statistics to implementation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **54** (4), 1820–1826.
- Gabriel, C. (1996) Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies. Brooks Air Force Technical Report AL/OE-TR-1996-0037.
- Ghavami, M., Michael, L.B., Haruyama, S., and Kohno, R. (2002) A novel UWB pulse shape modulation system. *Wireless Personal Communications*, **23** (1), 105–120.
- Hashemi, H. (1993) The indoor radio propagation channel. *Proceedings of the IEEE*, **81** (7), 943–968.
- Hämäläinen, M., Hovinen, V., Iinatti, J., and Latva-aho, M. (2001) In-band interference power caused by different kinds of UWB signals at UMTS/WCDMA frequency bands. Proceedings of the IEEE Radio and Wireless Conference, pp. 97–100.
- IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (2009) Channel model for body area network (BAN), IEEE P802.15-08-0780-09-0006.
- Khaleghi, A. and Balasingham, I. (2009) Improving in-body ultra wideband communication using near-field coupling of the implanted antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, **51** (3), 585–589.
- Molisch, A.F., Cassiolo, D., Chong, C.-C. *et al.* (2006) A comprehensive standardized model for ultra wideband propagation channels. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **54** (11), 3151–3166.
- Qureshi, W.A. (2004) Current and future applications of the capsule camera. *Nature Reviews Drug Discover*, **3**, 447–450.
- Rice, L.P. (1959) Radio transmission into buildings at 35 and 150 MHz. *Bell System Technical Journal*, **38** (1), 197–210.
- Saleh, A.A.M. and Valenzuela, R.A. (1987) A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **5** (2), 128–137.
- Shi, J. and Wang, J. (2010) Channel characterization and diversity feasibility for in-body to on-body communication using low-band UWB signals. Proceedings of the 3rd International Symposium on Applied Science in Biomedical and Communication Techniques, Rome, Italy.
- Tang, P.K., Chew, Y.H., Ong, L.C. *et al.* (2006) Small-scale transmission statistics of UWB signals for body area communications. Proceedings of the 64th IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 1–5.
- Taparugssanagorn, A., Rabbachin, A., Hamalainen, M. *et al.* (2008) A review of channel modeling for wireless body area network in wireless medical communications. Proceedings of the 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications.
- Wang, J., Nishikawa, Y., and Shibata, T. (2009) Analysis of on-body transmission mechanism and characteristic based on an electromagnetic field approach. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **57** (10), 2464–2470.
- Wang, J., Masami, K., and Wang, Q. (2011) Transmission performance of an in-body to off-body UWB communication link. *IEICE Transactions on Communications*, **E94-B** (1), 150–157.
- Wang, Q., Tayamachi, T., Kimura, I., and Wang, J. (2009) An on-body channel model for UWB body area communications for various postures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **57** (4), 991–998.

- Win, M.Z. and Scholtz, R.A. (2000) Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications. *IEEE Transactions on Communications*, **48** (4), 679–691.
- Zasowski, T., Meyer, G., Althaus, F., and Wittneben, A. (2006) UWB signal propagation at the human head. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **54** (4), 1836–1845.
- Zhao, Y., Hao, Y., Alomainy, A., and Parini, C. (2006) UWB on-body channel modeling using Ray theory and subband FDTD method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **54** (4), 1827–1835.



## 第 5 章 调制与解调

### 5.1 引言

为了在人体区域通信频段上传输数字信号，我们通常将数字信号加载到载波上传输。在加载过程中，数字信号将会改变载波的一个或多个参数，包括幅度、相位和频率，这一加载的过程称为调制。调制的逆过程即解调，它能从调制信号中提取出原始的数字信号。本章将扼要介绍适用于人体区域通信的调制与解调方式。针对第 1 章中提到的多种可用频段，将分别采用不同的调制与解调方式。另外，本章也将介绍基于人体区域通信中的信道特性对接收机结构进行改进和简化的技术。

在数字信号的调制和解调中，载波信号通常是高频正弦波信号，脉冲序列在宽带通信中也可以作为一种载波信号。数字信号可以是具有两种电平的二进制序列或具有多种电平的  $M$  进制序列，其中每个电平代表信息比特的一种组合模式——这些组合模式是离散的。基本的数字调制方式包括振幅键控 (ASK)、频移键控 (FSK)、相移键控 (PSK)，也有基于这 3 种基本调制方式衍生出的其他多种调制方式。需要注意的是，这些调制方式基本上都是窄带调制。调制信号的带宽取决于基带信号的带宽。这些基本的窄带调制方式非常适用于 MICS 频段、ISM 频段以及 HBC 频段的通信。除了这些基本的调制方式之外，本章还将介绍工作于超宽带 (UWB) 频段的一些人体区域通信应用所需要的宽带调制方式。我们将介绍两种典型的 UWB 方式——脉冲无线电超宽带 (IR - UWB) 和多频带正交频分复用 (MB - OFDM)。对于 UWB 通信，常用的接收机一般基于脉冲能量检测方式或者结合标准波形的相关解调方式。这种接收机结构也同样适用于人体区域 UWB 通信中。然而，如第 2 章和第 4 章中所提到的，人体区域内复杂的电磁波传播机理导致信道的多径效应，使得最终接收到的信号是由一些经过衰减、延迟、时变并最终发生了畸变的发送信号副本叠加而成的。在第 4 章给出的人体区域多径信道模型中，RAKE 接收可以用来对抗多径传播的影响，比起在“干净”的环境中，它能够在多径信道下取得更好的通信质量。此外，在接收端可以采用分集接收，利用多个接收机/天线以及不同的极化方式来提高系统的接收性能。

在本章中，我们首先介绍数字通信系统以及 IR - UWB 和 MB - OFDM 系统常用的调制方式，然后介绍对应的解调方式，并对错误概率进行分析。接下来将单独介绍 RAKE 接收技术，并对人体区域通信多径信道下 RAKE 接收机的误码率性能进行分析推导。最后，我们将介绍分集接收技术在人体内通信中的应用，并介绍针

对多个接收机的合并技术。分集接收对系统性能的影响将在第 6 章中介绍。

## 5.2 调制方式

### 5.2.1 ASK、FSK 和 PSK 调制方式

在数字调制过程中, 一个连续载波信号被离散的数字信号所调制。数字调制有三种基本的调制方式: 振幅键控 (ASK)、频移键控 (FSK) 和相移键控 (PSK)。它们分别利用载波信号的幅度、频率和相位传输数字信息。

在 ASK 调制中, 载波信号的幅度随数字调制信号的变化而变化。ASK 调制的时域信号可以表示为

$$S_{\text{ASK}}(t) = \left[ \sum_n a_n g(t - nT_s) \right] A \cos \omega_c t \quad (5.1)$$

式中,  $g(t)$  是基带信号的波形;  $T_s$  是符号周期;  $\omega_c$  是载波频率;  $a_n$  是数字调制信号的振幅;  $A$  是载波信号的振幅。

最简单的幅度调制形式是二进制 ASK 调制, 载波信号分别用二进制“1”和“0”来表示开关的开启和关闭。在调制信号中, 用逻辑“1”表示有载波, 逻辑“0”表示没有载波, 来实现开关键控 (On - Off Keying, OOK)。OOK 信号可以表示为

$$S_{\text{OOK}}(t) = a_n A \cos \omega_c t \quad (5.2)$$

其中,  $a_n = 1$  的概率为  $P$ ,  $a_n = 0$  的概率为  $1 - P$ 。

典型的 OOK 信号波形如图 5.1 所示。

相对于只有两种振幅值的 OOK 信号, 多进制 ASK 信号 (MASK) 有  $M$  个可能的振幅值, 即  $a_n \in \{A_i\}$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ 。MASK 信号在一个符号周期  $T_s$  内传输一个振幅值  $a_n$ 。MASK 信号的调制过程与二进制 ASK 调制过程类似。一般情况下, 二进制序列先被划分为分组长度为  $n$  的比特序列, 其中  $n = \log_2 M$ , 接着将每个  $n$  位序列转换成  $M$  进制基带信号。该  $M$  进制基带信号即为输入的调制信号。被调制信号的振幅正比于基带信号的振幅。

在 FSK 调制中, 载波信号的频率随数字调制信号变化。类似地, 二进制 FSK 的时域信号可以表示为

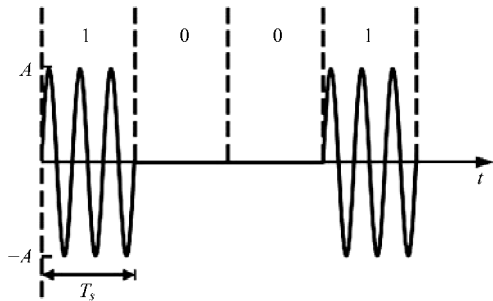


图 5.1 二进制 ASK 或 OOK 信号的典型波形

$$S_{\text{FSK}}(t) = \left[ \sum_n a_n g(t - nT_s) \right] A \cos \omega_1 t + \left[ \sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \right] A \cos \omega_2 t \quad (5.3)$$

其中, 载波角频率  $\omega_1$  和  $\omega_2$  随调制信号  $a_n$  以及  $a_n$  的反码  $\bar{a}_n$  变化。如果二进制位“1”对应于载波角频率  $\omega_1$ , “0”对应于载波角频率  $\omega_2$ ,  $g(t)$  采用最简单的矩形单脉冲, 则典型的 BFSK 信号波形如图 5.2 所示。

在 M 进制 FSK 信号 (MFSK) 中, M 个信号可以表示为

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \omega_i t \quad (5.4)$$

$$0 \leq t \leq T_s, i = 0, 1, 2, \dots, M-1$$

式中,  $E_s$  是符号周期  $T_s$  内的信号能量;  $\omega_i$  是载波频率, 它有 M 个可能值, 一般情况下, 如果 M 个信号的载波频率相差  $N/2T_s$  (其中 N 是一个正整数), 则这 M 个信号相互正交。

此外, 调制指数为 0.5 的 BFSK 调制方式称为最小频移键控 (MSK)。调制指数为 0.5 对应的信号频率差为  $|f_1 - f_2| = 1/2T_s$ , 该频率差是使两个不同频率的信号在一位持续时间内正交的最小频差。MSK 调制的优点在于, 调制信号波形不存在相位不连续点, 因为频率变化只发生在载波交越零点。因此, 它是一种相位连续的调制方式。在 MSK 调制之前, 通常用高斯滤波器进一步减小基带脉冲序列的带宽。这就是所谓的高斯滤波 MSK 或 GMSK。GMSK 在 MSK 信号的基础上进一步平滑了相位轨迹, 从而限制了瞬时频率变化。这个特征使得 GMSK 的带宽比 MSK 的带宽更窄。

在 PSK 调制中, 载波信号的相位随数字调制信号的变化而变化。在二进制 PSK (BPSK) 中, 二进制“0”、“1”通常分别代表  $0^\circ$  和  $180^\circ$  相位。时域 BPSK 信号可表示为

$$S_{\text{BPSK}}(t) = \left[ \sum_n a_n g(t - nT_s) \right] A \cos \omega_c t \quad (5.5)$$

式中,  $a_n$  不同于二进制 ASK 和二进制 FSK 信号。这里  $a_n = +1$  的概率为 P,  $a_n = -1$  的概率为  $1 - P$ 。因此, 在一个符号周期  $T_s$  内, 如果  $g(t)$  是时间宽度为  $T_s$  的矩形脉冲, 我们得到

$$S_{\text{BPSK}}(t) = \pm A \cos \omega_c t = A \cos(\omega_c t + \phi_i), \phi_i = 0 \text{ 或 } \pi. \quad (5.6)$$

图 5.3 给出了 BPSK 调制信号的典型波形。

对于 M 进制 PSK (MPSK) 信号, 载波相位有 M 种可能值, 所对应的 M 个符

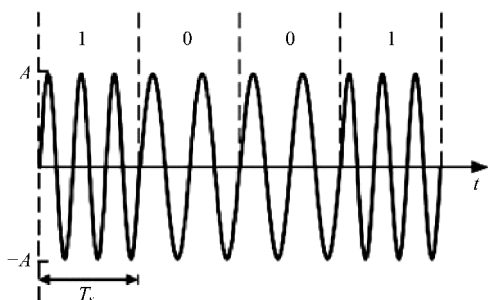


图 5.2 FSK 信号的典型波形

号可以表示为

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(\omega_c t + \varphi_i),$$

$$0 \leq t \leq T_s, i = 0, 1, 2, \dots, M - 1$$
(5.7)

式中,  $E_s$  是一个符号周期  $T_s$  内的信号能量;  $\varphi_i$  是载波相位且一共有  $M$  种可能的取值。

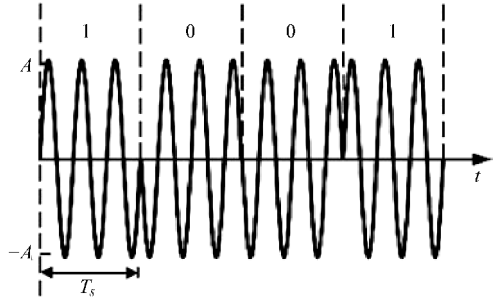


图 5.3 BPSK 信号的典型波形

### 5.2.2 IR - UWB 方式

传统的 UWB 信号通常采用数量级为 ns 的极短脉冲而不是连续的波形来传递信息, 并且不需要 RF 调制。这种传输技术也称为脉冲无线电 (Impulse Radio, IR), 已经得到了广泛的使用。IR - UWB 的特征是脉冲占空比较低, 因此发射功率可以非常小。此外, IR - UWB 不需要载波调制, 因此也没有上下变频, 同时也不需要 RF 功率放大器。因此, IR - UWB 收发机结构简单、成本低。对于 IR - UWB, 脉冲是信息的载体, 同时信息数据调制脉冲的方式可以变化。IR - UWB 中通常采用的调制方式为 OOK 调制、脉冲位置调制 (Pulse Position Modulation, PPM) 和脉冲幅度调制 (Pulse Amplitude Modulation, PAM)。除了调制之外, 为了得到所产生信号的频谱, 我们经常采用伪随机码或伪噪声 (Pseudo Noise, PN) 码对数据进行编码。在编码序列的控制下, 脉冲的周期和占空比以伪随机的方式发生变化。编码得到的数据符号对产生的脉冲引入时延, 这样就可以得到跳时超宽带 (Time - Hopping UWB, TH - UWB) 信号。跳时是一种扩频技术, 将它与 PPM 相结合则形成 PPM - TH - UWB 系统。另一种常用的扩频技术是用编码后的数据符号对基准脉冲直接进行幅度调制, 即我们所熟悉的 PAM 直接序列扩频 UWB (PAM - DS - UWB)。OOK - UWB、PPM - TH - UWB 和 PAM - DS - UWB 信号的产生将在下一节讨论。

IR - UWB 发射机系统模型如图 5.4 所示 (Benedetto 和 Giancola, 2004 年)。二进制信息数据首先被信道编码器编码, 接着被传输编码器编码, 然后进行 OOK 调制、PPM 或 PAM, 最后通过天线将得到的脉冲序列发送出去。信道编码器采用重复编码方式对信息数据进行编码, 虽然这种编码方式略显简单, 但由于其容易实现, 因此被广泛应用于信道编码器中。传输编码器提供了用于表示脉冲位置或脉冲振幅的伪随机码字。

采用 OOK 调制的 IR - UWB 信号传输方式如图 5.5 所示。当信息位为 “1” 时, 发送 UWB 脉冲, 当信息位为 “0” 时, 则不会发送 UWB 脉冲。该方式对于低功耗设计是特别有效的, 但由于信息位为 “0” 时不传输信号, 导致信噪比很低。解决这个问题的一种有效的方法是, 对 “1” 和 “0” 进行编码, 使得编码结果同



图 5.4 IR-UWB 传输流程图

时包含有“1”和“0”。比如，我们把“1”和“0”分别编码为  $\{1011000\}$  和  $\{0100111\}$ ，然后根据编码结果进行 OOK 调制，这样在信息“1”、“0”期间，我们都会发送一些脉冲。图 5.6 给出了编码后的 OOK 调制信号的波形。

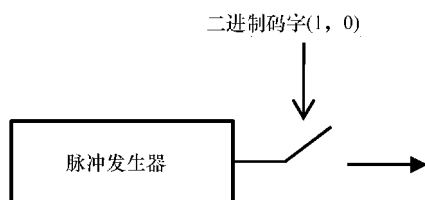


图 5.5 采用 OOK 调制的 IR-UWB 系统发射机

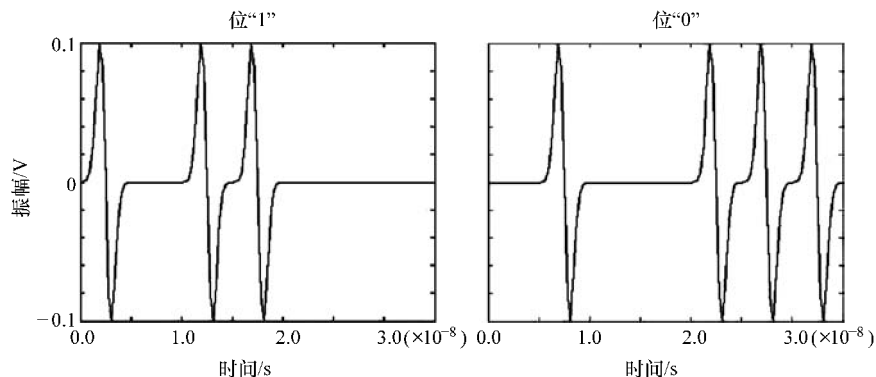


图 5.6 采用 OOK 调制的编码后 IR-UWB 信号示例

PPM-TH-UWB 信号的传输方式如图 5.7 所示。输入的二进制数据序列传输速率为  $1/T_b$  (单位为 bit/s)，首先将数据序列重复  $N_s$  次，得到数据传输速率为  $1/T_s = N_s/T_b$  bit/s 的二进制数据序列。作为传输码字的伪随机性 TH 码，提供了整数值的码字  $c$  用于进行跳时处理。一般的，TH 码  $c_i$  字是一个在区间  $[0, N_h - 1]$  内服从均匀分布的整数值，其中  $N_h$  表示 TH 码的基数。重复编码后的每个位持续时间  $T_s$  被分成  $N_h$  个码片，每个码片的间隔为  $T_c = T_s/N_h$ 。 $N_p$  表示 TH 码的周期，通

常与重复码的码字长度相等, 即  $N_p = N_s$ 。然后, 编码所得到的实值序列进入 PPM。该调制器按照  $(1/T_s)$  个脉冲/s 的速率产生迪拉克 (Dirac) 脉冲序列。这些脉冲位于  $iT_s + c_iT_c$  时间点处, 其中  $iT_s$  是标称脉冲位置, 而  $c_iT_c$  是由 TH 码引入的时间偏移。经过 PPM 后, 脉冲出现的时间点变为  $iT_s + c_iT_c + a_i\varepsilon$ , 其中  $\varepsilon$  是由 PPM 调制引入的时间偏移,  $a_i$  是由重复码编码器输出的二进制数据序列。一般情况下, PPM 产生的时间偏移比 TH 码产生的时间偏移小得多, 即  $\varepsilon < T_c$ 。最后一个模块是冲激响应为  $g(t)$  的脉冲成形器。

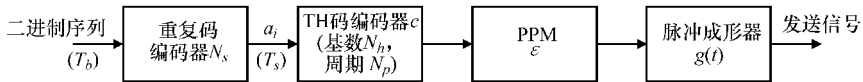


图 5.7 PPM-TH-UWB 信号的传输方式

基于上述系统, PPM-TH-UWB 信号可以表示为

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} g(t - iT_s - c_iT_c - a_i\varepsilon) \tag{5.8}$$

注意在 PPM-TH-UWB 信号中, 脉冲发生在时间点  $(iT_s + c_iT_c + a_i\varepsilon)$  处。图 5.8 给出了 PPM-TH-UWB 信号的一个实例, 其中二进制比特为  $[1, 0]$ , TH 码字为  $[1\ 1\ 1\ 2]$ ,  $T_s = 3\text{ns}$ ,  $N_s = 4$ ,  $T_c = 1\text{ns}$ ,  $N_p = 4$ ,  $N_h = 3$ ,  $\varepsilon = 0.25\text{ns}$ 。

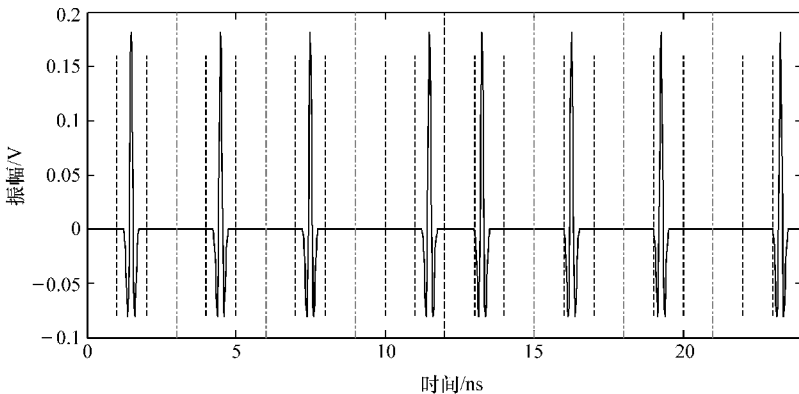


图 5.8 PPM-TH-UWB 信号实例 (二进制比特为  $[1, 0]$ , TH 码字为  $[1\ 1\ 1\ 2]$ )

正如我们注意到的, 采用 PPM 时二进制信息被承载于脉冲的位置中, 由于脉冲位置对多径效应的影响很敏感, 这会导致 PPM 存在固有缺陷。这是因为在多径信道中, 每个脉冲经过多条路径传输到达接收端, 会影响对脉冲位置的精确检测。也就是说, 每个符号所包含的信号能量在时间上被扩散, 当前传输符号将会在下一

个符号周期内出现，导致在接收端产生符号间干扰。

PAM-DS-UWB 信号的传输方式与 PPM-TH-UWB 的传输方式类似，如图 5.9 所示。经过重复编码后，二进制序列首先被转换成有正值和负值的数据序列。传输编码器将 DS 码字  $c_i$  对双极性序列  $a_i$  进行处理。DS 码字  $c_i$  的周期为  $N_p$ ，通常设定  $N_p$  与  $N_s$  相等。与 PPM 类似，PAM 产生速率为  $1/T_s$  脉冲/s 的迪拉克脉冲序列，这些脉冲位于  $iT_s$  时间点处。最后，调制器的输出进入冲激响应为  $g(t)$  的脉冲成形器，输出信号即为发送信号。

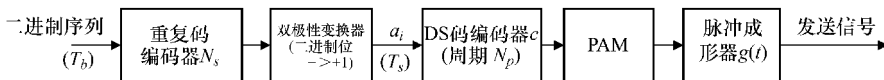


图 5.9 PAM-DS-UWB 信号传输方式

PAM-DS-UWB 信号可以表示为

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a_i c_i g(t - iT_s) \quad (5.9)$$

需要注意的是，式 (5.9) 中  $a_i$  和  $c_i$  的定义与在 PPM-TH-UWB 信号中的定义是相同的——除了这里的  $a_i$  有正值和负值之分。在 PAM-DS-UWB 信号中，所有脉冲位于时间  $iT_s$  处。图 5.10 给出了 PAM-DS-UWB 信号的一个实例，其中二进制比特为  $[1, 0]$ ，DS 码为  $[-1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1]$ ， $T_s = 2\text{ns}$ ， $N_s = 5$ ， $T_c = 2\text{ns}$ ， $N_p = 5$ 。

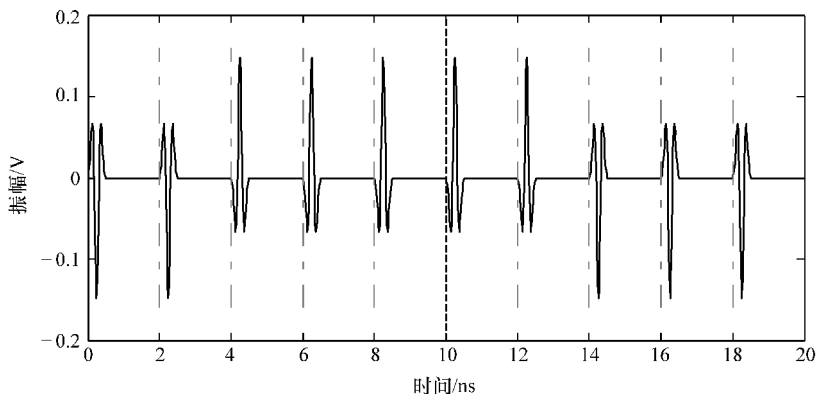


图 5.10 PAM-DS-UWB 信号实例（二进制比特为  $[1, 0]$ ，DS 码为  $[-1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1]$ ）

### 5.2.3 MB-OFDM 方式

基于 FCC 对 UWB 信号的定义（FCC，2002 年），如果一个信号的带宽大于

500MHz, 它就是 UWB 信号。多频段 (Multi - Band, MB) 方式把整个 3.1 ~ 10.6GHz 的 UWB 频段划分为多个带宽较小且大于 500MHz 的子频段。在每个子频段中, 数字调制采用不同的调制方式。可以采用适合数字通信的任何调制方式, 但最常使用的是 BPSK 调制、四相相移键控 (QPSK) 调制和正交幅度调制 (QAM)。每个子频带都可以由速率合适的数用来占用。最常用的使用子频带的方式为 OFDM 技术。OFDM 技术基本的思想是用多个并行的、频率间隔较小的正交子载波, 而不是一个宽带的载波来传输信号。每一个子载波对应一路正交调制信号。这些子载波以  $\Delta f$  为间隔均匀分布在频域。如果  $T_0$  表示传输每个符号的周期, 则  $\Delta f = 1/T_0$  可保证不同的子载波之间正交。这是因为某一个子信道的信号所产生的频率响应函数 (sinc 函数) 的第一个零点, 恰好位于相邻信道的子载波频率点上。在一个符号周期内, 所有正交的子载波都有整数个周期。

在 OFDM 调制过程中, 输入的串行二进制序列首先被划分成长度为  $K$  的数据流, 用于生成  $N$  个符号组成的数据块。每个符号有  $L$  种可能值, 因此它们之间的关系为  $K = N \log_2 L$ 。每个符号将对不同的正交子载波进行调制。所有调制器的输出结果经过线性相加, 得到发送信号。根据需要, 发送信号可以被上变频和放大。在多径传播信道中, 在每个符号的前面引入保护间隔  $T_C$ , 以消除符号间干扰。整个 OFDM 符号周期为  $T = T_0 + T_C$ 。保护间隔通常就是 OFDM 符号尾部的副本, 这就是所谓的循环前缀 (Cyclic Prefix, CP)。增加 CP 后不会引起任何不连续性, 并且载波之间仍然保持正交。CP 作为一个缓冲区, 保存了前面符号经过延时的信息。从接收到的 OFDM 符号中选择采样点时, 接收机应该将 CP 区间内的样点排除, 因为 CP 区间内的样点已经被前一个符号干扰破坏。保护间隔复制于 OFDM 符号末尾区间内波形的原因是, 这样有利于接收端保持载波同步。当然, 添加 CP 也有不利的一面, 因为传送了冗余信息, 导致信息速率降低。考虑到 CP 的引入会导致信息速率的降低, 应尽可能地缩短 CP 的持续时间。一般而言, CP 的持续时间由多径信道工作环境下的时延扩展所决定。比如, 对于室内无线多径信道, 典型的多径信道时延扩展在  $0.8\mu\text{s}$  左右, 因此在 IEEE 802.11a 标准中 CP 的长度定为  $0.8\mu\text{s}$ 。但是, 对于体表区域的 UWB 多径信道, 时延扩展则为  $0.4\text{ns}$  左右。

对于一个长度为  $N$  个符号的块, OFDM 信号的复包络可表示为 (Benedetto 和 Giancola, 2004 年)

$$S(t) = g_T(t) \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j2\pi f_m t} \quad (5.10)$$

式中,  $g(t)$  是时间  $T$  内的基带矩形波, 即

$$g_T(t) = \begin{cases} \sqrt{1/T} & -T_C = T_0 - T \leq t \leq T_0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5.11)$$

以及  $c_m = a_m + jb_m$  表示星座图上的点,  $f_m$  是对应的子载波频率。



为了使信号覆盖很宽的频带，可能会用到数百甚至数千个并行子载波。即使采用目前先进的半导体技术，用硬件实现上述目标仍然是个挑战。实际上，在 OFDM 调制器中，OFDM 的过程可以通过快速傅里叶逆变换（IFFT）在硬件的运算单元上完成。IFFT 通过将输入时域信号的基带频率分量映射为相应的相位和振幅，为调制到射频载波上做好准备。所有经过基带调制的载波都以数字形式表示，接着进行 IFFT 数学变换处理，产生一个单一的复合信号，即可进行发送。在接收端通过快速傅里叶变换（FFT）将所有信号分量分离出来，得到多个独立的具有特定频率和振幅的正弦波分量，用于重建原始发送数据流。

复包络的数学表达式可以写为

$$s[n] = s(nt_c) = g_T(nt_c) \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j\frac{2\pi f_m n T_0}{N}} \quad (5.12)$$

式中， $t_c$  是采样周期， $t_c = T_0/N$ 。 $s[n]$  代表在  $t_c$  的整数倍时间点上的采样值。

实际上，式 (5.12) 中的求和项对应于矢量  $\mathbf{C}$  中的第  $n$  个元素，其中矢量  $\mathbf{C}$  表示对基带信号矢量  $\{c_0, \dots, c_n, \dots, c_{N-1}\}$  进行 IFFT 所得到的矢量， $s[n]$  可进一步表示为

$$s[n] = g_T(nt_c) (-1)^n c_n \quad (5.13)$$

图 5.11 给出了 MB-OFDM 发射机结构框图。高速的串行数据流  $s[n]$  首先通过串并变换被分成  $N$  条并行的相对低速的数据流。然后通过数字星座图映射方式（BPSK、QPSK、QAM 等），将  $N$  条并行数据流的每一条都映射为一个基带符号流。接着，通过 IFFT 将不同的符号流调制到不同的基带子载波上。将所得到的时域复信号分成实部和虚部，再经过数-模转换器（DAC）生成模拟分量。最后对 RF 主载波进行调制，生成发送信号。

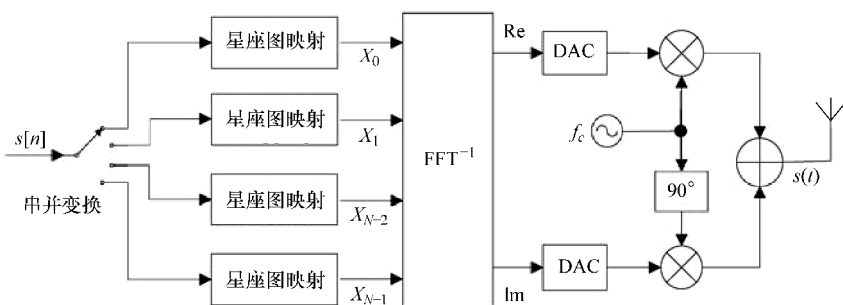


图 5.11 MB-OFDM 发射机框图

IEEE 802.15.3a 工作组提出了一个基于 MB-OFDM 方式（IEEE P801.15, 2004 年）且速率更高的 UWB PHY 标准——ECMA-368（ECMA, 2005 年）。ECMA-368 是一个被广泛接受的 MB-OFDM 国际标准。MB-OFDM UWB 标准采用 OFDM 技术，并对 OFDM 码在频域进行交织。整个 7.5GHz 带宽被分成 5 个频带

组, 每个频带组有 2~3 个子频带, 子频带的带宽为 528MHz。图 5.12 给出了正式颁布的标准中对 3.1~10.6GHz 频段进行频带组划分的情况。为更好地在整个频谱上利用频率分集, 信息数据在整个频段被交织。尽管可以使用很宽的频带, 不过实际中的某些特定情况会限制 MB-OFDM UWB 的可用频率。基于现有的半导体技术, 采用 3.1~4.8 GHz 的频段进行部署是最佳的选择。限制频率上限能够简化相关无线电及模拟前端电路的设计, 同时减少对其他系统的干扰。此外, 当采用 MB-OFDM UWB 系统时, 3.1~4.8GHz 这一频段(即频带组#1) 足够支持 3 个带宽为 500MHz 的子频带。频带组#1 被分成了 3 个子频带, 并且在这个频带内采用了跳频技术。

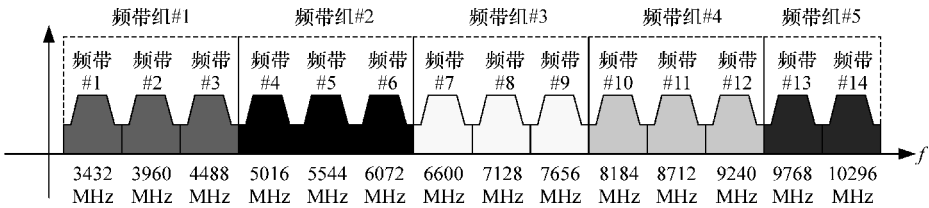


图 5.12 3.1~10.6GHz 频段内的频带组划分情况

根据 ECMA-368 标准中的描述, 表 5.1 列出了 MB-OFDM UWB 信号的主要参数。从表中可知, 每个 OFDM 符号的周期为 312.5ns, 包括 70.1ns 的保护时间和 242.4ns 的有用信号持续时间。一个 OFDM 符号周期内传输 100 个数据符号和 28 个导频符号, 导频符号用来进行时间同步以避免符号间干扰, 也用于进行频率同步以避免载波间干扰。OFDM 数据块中的每个符号(包括数据符号和导频符号)在 242.4ns 的周期内对相应的子载波进行调制, 子载波频率间隔为 4.125MHz。因此 OFDM 系统的整个带宽为 528.5MHz。图 5.13 给出了根据表 5.1 中的参数得到的两个 OFDM 符号波形。

表 5.1 ECMA-368 标准中 OFDM 系统参数

参数	数值
子载波数 (FFT 点数)	128
数据子载波数	100
FFT 采样频率/GHz	50
子载波频率间隔/MHz	4.125
符号间隔/ns	312.5
循环前缀持续时间 $T_p$ /ns	60.6
保护时间 $T_C$ /ns	70.1
符号持续时间 $T_0$ /ns	242.4
OFDM 带宽/MHz	528.5
调制方式	QPSK
频带组	1

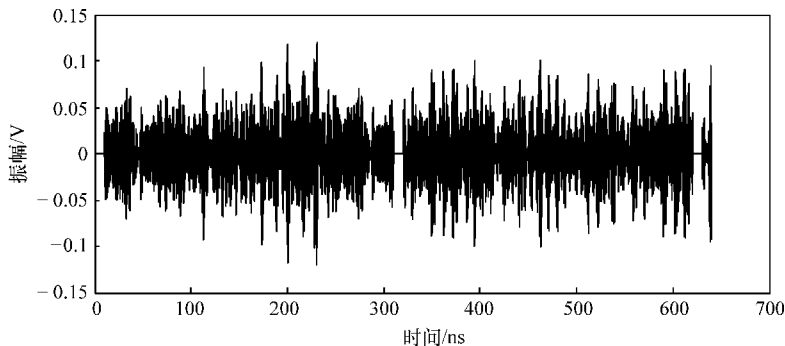


图 5.13 根据表 5.1 中的参数得到的两个 OFDM 符号波形

与 IR-UWB 相比, OFDM 的主要优点在于可以通过降低每个子载波上的符号速率, 有效减小码间干扰并提高对抗多径的能力。同时, 由于多个子载波同时传输多个低速率符号, 系统的总数据传输速率也不会降低。

MB-OFDM 最明显的劣势在于复杂度较高, 因此实施应用的成本较高。另外, MB-OFDM 系统性能对载波频率变化很敏感。为克服这个问题, OFDM 系统将导频信号与数据信号一同传输, 便于在接收端进行频率同步。MB-OFDM 的另一个缺点是, MB-OFDM 信号具有较高的峰均功率比 (Peak to Average Power Ratio, PAPR)。因此, MB-OFDM 复信号需要用到线性功率放大器。这意味着 RF 功率放大器的效率更低, 功率消耗更大。

## 5.3 解调与错误概率

### 5.3.1 ASK、FSK 和 PSK 信号的最佳解调

在实际的数字传输系统中, 数字调制信号的最佳解调方式通常要求有最大的信噪比和最小的错误概率。在最大信噪比准则下, 匹配滤波器 (Matched Filter, MF) 是最佳线性滤波器, 在加性高斯白噪声 (AWGN) 的条件下可以使输出信噪比最大。匹配滤波器的冲激响应是输入信号的镜像翻转, 因此, 匹配滤波器的冲激响应可表示为

$$h(t) = KS(T_s - t) \quad (5.14)$$

其中  $K$  是常数。如式 (5.15) 所示, 匹配滤波器的传输函数与信号频谱函数  $S(f)$  的复共轭成正比, 因此称作“匹配滤波器”。

$$H(f) = KS^*(f)e^{-j2\pi fT_s} \quad (5.15)$$

图 5.14 给出了匹配滤波器解调的工作原理图。在采样时刻  $T_s$ , 输出信号达到最大值, 此时输出信噪比达到最大。

根据最小错误概率准则, 我们可以采用相关器, 如图 5.15 所示, 相关器包含一个乘法器和一个积分器。

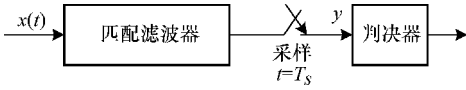


图 5.14 匹配滤波器解调

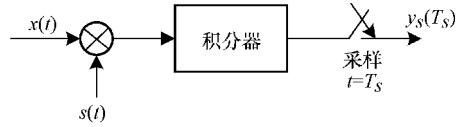


图 5.15 相关器解调

实际上, 传输信号一般发生在  $(0, T_s)$  时间范围内。因此, 采用匹配滤波器解调方式, 图 5.14 中的输出信号可表示为

$$y_s(t) = x(t) * h(t) = K \int_0^{T_s} x(t - \tau) S(T_s - \tau) d\tau \quad (5.16)$$

在  $t = T_s$  时刻, 得到

$$y_s(T_s) = K \int_0^{T_s} x(t) S(t) dt \quad (5.17)$$

该表达式与如图 5.15 所示的相关解调原理相似。实际上, 匹配滤波器解调和相关器解调是一致的。因此, 相关器解调通常也被看作是最佳解调。实际上, 只有基于匹配滤波器原理来设计滤波器 (不管是带通还是基带), 这样得到的相关器解调才是真正的最佳解调。

ASK 信号的最佳解调方式如图 5.16 所示, 可以看到接收机必须要产生本地相干载波。

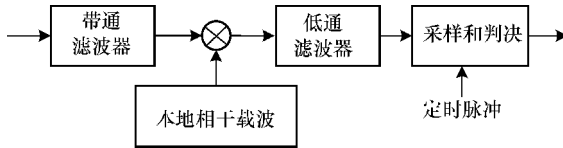


图 5.16 ASK 信号的最佳解调

FSK 信号的最佳解调方式与 ASK 信号类似, 不同的地方在于, 对应不同的载波频率, 解调需要用到多个电路。

BPSK 信号的解调必须采用一个与发送载波的频率和相位都相同的本地载波。载波恢复可以通过调制信号的非线性变换来实现。图 5.17 给出了 BPSK 信号的最佳相关解调方式。恢复载波时存在相位模糊的问题, 因此, 在实际中通常采用差分编码 BPSK (DBPSK) 调制。DBPSK 信号使用载波相位的相对变化而不是载波的绝对相位来传递信息。这种编码调制信号的解调方法与非差分 PSK 信号的解调方法相同, 但是可以解决相位模糊的问题。

在二进制数字解调中, 假设两个信号为  $S_1(t)$  和  $S_2(t)$ , 它们在符号周期  $0 \leq t \leq T_s$  内对应的能量分别为

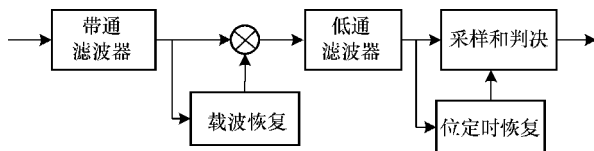


图 5.17 BPSK 信号的最佳解调

$$E_{S1} = \int_0^{T_s} S_1^2(t) dt \quad (5.18)$$

$$E_{S2} = \int_0^{T_s} S_2^2(t) dt \quad (5.19)$$

两个信号  $S_1(t)$  和  $S_2(t)$  之间的相关系数为

$$\rho = \frac{\int_0^{T_s} S_2(t) S_1(t) dt}{\sqrt{E_{S1} E_{S2}}} \quad (5.20)$$

相关系数  $\rho$  表示两个信号之间的相似性，取值在范围为  $(-1, 1)$ 。

采用最佳解调方式，系统的误码率为 (Haykin, 1988 年)

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_{S1} + E_{S2} - 2\rho \sqrt{E_{S1} E_{S2}}}{2N_0}}\right) \quad (5.21)$$

其中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (5.22)$$

$Q(x)$  称为  $Q$  函数， $\operatorname{erfc}$  是互补误差函数， $N_0$  是噪声单边功率谱密度。

如果这两个信号有相同的能量，即  $E_{S1} = E_{S2} = E_b$ ， $E_b$  代表平均能量，则可以得到

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}(1 - \rho)}\right) \quad (5.23)$$

式 (5.23) 即采用最佳解调方式的二进制调制方式的最小误码率，其中最佳解调方式可以采用匹配滤波器解调，也可以采用相关器解调。

对于二进制 ASK 或 OOK 信号， $E_{S1} = 0$ ， $E_b = E_{S2}/2$ ，因此有

$$P_{b, \text{ASK}} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (5.24)$$

对于二进制 BPSK 信号，可得到  $S_1(t) = S_2(t)$ ， $\rho = -1$ ，根据式 (5.23)，可以得到

$$P_{b, \text{BPSK}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (5.25)$$

对于二进制 FSK 信号，如果两个载波频率  $f_1$  和  $f_2$  相差  $N/2T_s$  ( $N$  为正整数)，

则两个信号保持正交, 此时有  $\rho = 0$ 。因此二进制 FSK 信号的误码率公式为

$$P_{b, \text{FSK}} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (5.26)$$

在另一种情况下, 如果两个载波频率差接近无穷大, 则可将  $\rho$  看作近似等于 0。

对于 M 进制调制信号 ( $M > 2$ ), 最佳解调方式的原理与二进制调制信号一样。不过, M 进制调制信号的错误概率通常表示为误符号率而不是误码率。

最佳相关解调下 MASK 信号的误符号率近似为

$$P_{S, \text{MASK}} = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2 - 1} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (5.27)$$

信号振幅  $A_m$  为离散电平, 即

$$A_m = 2m - 1 - M, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (5.28)$$

类似的, 采用最佳相关解调时 MPSK 信号的误符号率近似为

$$P_{S, \text{MPSK}} = 2Q\left(\sqrt{2 \log_2 M \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right) \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (5.29)$$

其中  $E_b/N_0 \gg 1$ 。

### 5.3.2 ASK、FSK 和 PSK 信号的非相干检测

相关解调需要在接收端产生与发送载波同频同相的本地参考载波。这种情况下, 可以将相关解调看成是一种相干检测。与相干检测相比, 非相干检测最大的优势在于它不需要在接收端产生相干载波信号, 这就大大简化了接收机的结构。非相干检测是一种次优解调方式。

对于 ASK 信号, 包络检测通常用于提取调制信号的包络信息。半波整流器或者全波整流器都可用作包络检波器。图 5.18 给出了 ASK 信号的非相干检测方式。实际上, 对于 ASK 信号, 非相干检测方式的应用更加普遍。

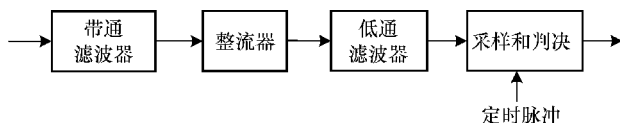


图 5.18 ASK 信号的非相干检测

二进制 ASK 信号采用非相干检测时的误码率可表示为

$$P_{b, \text{NCASK}} = \frac{1}{2} e^{-E_b/2N_0} \quad (5.30)$$

对于  $\rho = 0$  的二进制 FSK 信号, 调制信号相互正交。假设两个传输信号的振幅相等, 则它们具有相同的能量。FSK 信号的非相干检测方式如图 5.19 所示, 其中带通匹配滤波器分别对应不同频率的信号。

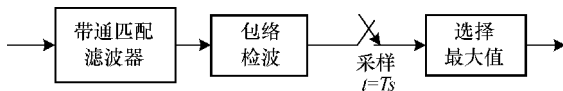


图 5.19 FSK 信号的非相干检测

二进制 FSK 信号在非相干检测方式下的误码率可以表示为

$$P_{b, \text{NCFSK}} = \frac{1}{2} e^{-E_b/2N_0} \quad (5.31)$$

它与采用非相干检测的二进制 ASK 信号具有相同的误码率。实际上, 式 (5.30) 可以看作是任意二进制正交信号在最佳非相干检测方式下的误码率公式。

采用非相干检测方式对正交 MFSK 信号进行解调时, 误符号率为 (Lindsey 和 SiMon, 1973 年)

$$P_{b, \text{NCMFSK}} = \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1}}{k+1} C_{M-1}^k e^{-k \log_2 M E_b / (k+1) N_0} \quad (5.32)$$

对于 BPSK 信号, 如 5.3.1 节所述, 只能采用相关解调方式, 但是接收端在恢复载波时存在相位模糊问题。因此实际中经常采用 DBPSK 调制 (Smith, 1985 年)。DBPSK 信号的非相干检测方式如图 5.20 所示。它把延迟的信号作为参考信号, 其中延迟时间等于一个符号周期。

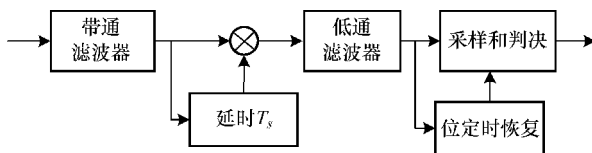


图 5.20 DBPSK 信号的非相干检测

采用非相干检测的 DBPSK 信号的误码率为

$$P_{b, \text{NCDBPSK}} = \frac{1}{2} e^{-E_b/N_0} \quad (5.33)$$

与式 (5.30) 和式 (5.31) 相比, 可以看到非相干检测 DBPSK 信号的误码率优于非相干检测二进制 ASK 和 FSK 信号的误码率。

对于采用非相干检测的 M 进制 DPSK 信号, 其误符号率为 (Arthurs 和 Dym, 1962 年)

$$P_{s, \text{NCMFSK}} = 2Q \left( \sqrt{2 \log_2 M \sin^2 \left( \frac{\pi}{\sqrt{2M}} \right) \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (5.34)$$

二进制 ASK、FSK 和 PSK 信号在相干检测和非相干检测方式下的误码率如图 5.21 所示。由图可知, 采用相干检测的 BPSK 信号的误码性能优于二进制 ASK 和 FSK 信号。在相同误码率条件下, 相干检测 BPSK 信号所需要的  $E_b/N_0$  比二进制 ASK 和 FSK 信号低 3dB 左右, 这意味着系统具有相同的误码率时 BPSK 信号的能

量可以减半。采用非相干检测时, FSK 信号的误码率与 ASK 信号的误码率相同。非相干检测的性能要比相干检测的性能差。当误码率为  $10^{-5}$  时, 性能的差距大约为 1dB。图 5.21 中也给出了非相干检测 DBPSK 信号的误码率曲线。从图中可以看出, 采用非相干检测时, DBPSK 信号的性能优于二进制 ASK 和 FSK 信号的性能。

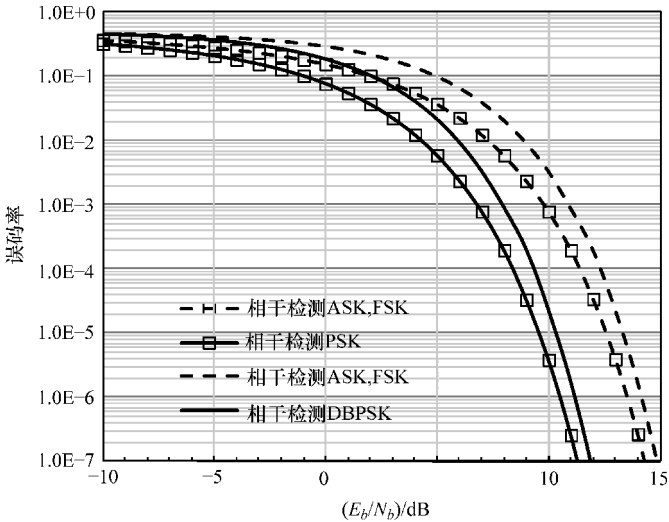


图 5.21 二进制调制信号的误码率

### 5.3.3 IR - UWB 信号的最佳解调

PPM - TH - UWB 信号和 PAM - DS - UWB 信号的最佳解调方式与 ASK 信号的相关解调方式基本类似。如图 5.22 所示, PPM - TH - UWB 信号的最佳解调电路由乘法器、积分器和采样判决器组成。用于进行相关运算的本地模板信号为 TH 脉冲模板信号  $g(t - iT_s - c_i T_c)$ 。通过相关器, 可以检测出由 PPM 中的时间偏移  $a_i \varepsilon$  所导致的接收信号与本地模板信号之间的差异, 并且在输出端得到对发送位的估计结果。如果 PPM 中的时间偏移量  $\varepsilon$  大于脉冲持续时间  $T_M$ , 那么对应于位“1”和“0”的两个传输信号之间是相互正交的。对于二进制正交 PPM 信号, 在一定信噪比条件下的最低误码率可以表示成如下形式:

$$P_{b, \text{PPM}} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{N_s E_{\text{RX}}}{N_0}}\right) \quad (5.35)$$

式中,  $E_b$  是接收信号的能量;  $E_{\text{RX}}$  是接收信号单个脉冲的能量;  $N_s$  是重复码的冗余度。

当单个脉冲的能量不变、每个位包含的脉冲数量  $N_s$  增大时, 接收能量就随着  $N_s$  的增大而增大, 因此系统的误码率将降低。这得益于每个位持续时间内包含有  $N_s$  个脉冲, 因为在调制模块之前采用了重复码编码器。



式 (5.35) 是与最佳检测判决方式相对应的最低误码率公式。实际上, 由于每个符号中包含多个脉冲信号, 在接收端有两种可行的检测方式: 一种方式是软判决检测, 它把每个位包含的  $N_s$  个脉冲当作一个单独的多脉冲信号; 另一种方式是硬判决检测, 它对每个位包含的  $N_s$  个脉冲进行  $N_s$  次独立判决。对于重复编码方式, 在 AWGN 信道下, 软判决检测的性能优于硬判决检测性能。实际上, 对于许多常用的编码方式, 软判决的性能都优于硬判决性能。式 (5.35) 正是软判决检测方式对应的误码率公式。

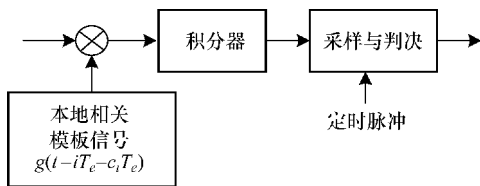


图 5.22 PPM-TH-UWB 信号的最佳解调

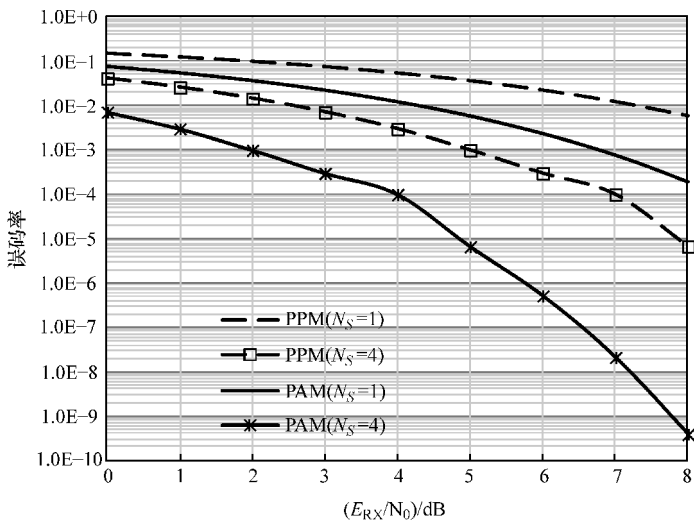


图 5.23 PPM-TH-UWB 和 PAM-DS-UWB 信号的误码率与  $E_{RX}/N_0$  之间关系 ( $N_s = 1$  及  $N_s = 4$ )

图 5.23 对  $N_s$  取不同值时, 二进制 PPM 信号的误码率与  $E_{RX}/N_0$  之间的关系进行了比较。从图中可以看出, 当增加重复码编码器的冗余度时, 误码率显著下降。

M 进制 PPM 信号的平均误符号率为

$$P_{S, \text{MPPM}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}(x - \sqrt{\frac{2E_{RX}}{N_0}})^2} \left[ 1 - \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{M-1} \right] dx \quad (5.36)$$

PAM-DS-UWB 信号的最佳解调方式与 PPM-TH-UWB 信号的方式类似, 如图 5.24 所示。它们的区别在于本地相关模板信号, 这里所用的模板信号为 DS 脉冲模板信号  $c_i g(t - iT_s)$ 。

对于二进制正交 PAM 信号, 最低误码率可以用下式表示:

$$P_{b, \text{PAM}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2N_s E_{\text{RX}}}{N_0}}\right) \quad (5.37)$$

比较式 (5.37) 和式 (5.35), 可以发现与二进制双极性 PAM 信号相比, 二进制正交 PPM 信号需要两倍的信号能量才能达到相同的误码率。因此, 二进制正交信号的误码率性能比二进制双极性信号差 3dB。由图 5.23 中的误码率性能曲线可看出, 对于任意给定的误码率, PPM 信号所需要的信噪比都要比 PAM 信号大 3dB。

M 进制 PAM 信号的平均误符号率可以用下面的公式表示:

$$P_{S, \text{MPAM}} = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6}{M^2-1} \cdot \frac{E_s}{N_0}}\right) = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2-1} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (5.38)$$

式中,  $E_s$  为平均符号能量。

### 5.3.4 IR - UWB 信号的非相干检测

采用相干检测时, 为了在接收端生成一个合适的模板信号, 导致最佳解调方式变得很复杂, 特别是在多径信道环境下。同时硬件本身也需要消耗很多的功率。非相干能量检测是一种次优解调方式。由于多径分量的合并不需要任何关于相位或极性的信息, 因此能够很容易地获取多径信号能量。虽然获得这种优势需要以更高的信噪比为代价, 但是包络检波仍然是一种有效的替代方式, 尤其是对于低功率、低复杂度和低速率的系统。

非相干能量检测方式可以用于 OOK 调制或 PPM 的 IR - UWB 信号。采用 OOK 调制或 PPM 时的能量检测原理框图如图 5.25 所示。检测器由二次方电路、积分时间长度为  $T$  的积分器以及判决器三部分组成。接收到的信号首先被进行二次方运算, 接着在时间长度  $T$  内进行积分。为了便于说明, 我们假设每位中只包含一个脉冲, 且积分时长  $T$  足够大, 以便能够收集到一位所有的传输能量。对于 OOK 调制, 因为能量检测器在比特为“1”时的输出结果  $y(T_s)$  要大于比特为“0”时的输出结果, 因此我们可以在检测器中设定一个判决门限来判断发送的比特是“1”还是“0”。另一方面, 对于 PPM, 能量检测器在一位持续时间的前半部分和后半部分都会输出采样值。如果在前半部分的输出结果  $y(T_s)$  大于在后半部分的输出结果  $y(T_s + T_b/2)$ , 那么脉冲信号应当在前半部分时间内传输, 否则脉冲信号在延迟  $T_b/2$  的时间后传输, 其中  $T_b$  是一位的时间。根据这个信息, 判决电路就能判

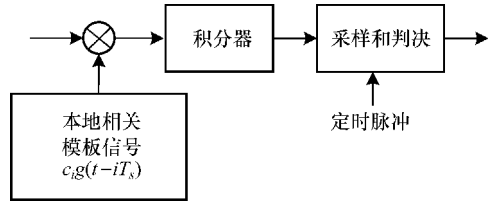


图 5.24 PAM - DS - UWB 信号的最佳解调

定发送的比特是“1”还是“0”。

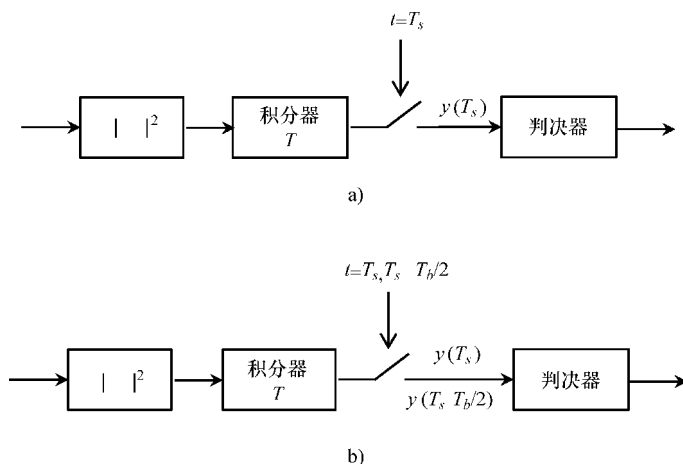


图 5.25 IR-UWB 信号的能量检测原理框图

a) OOK 调制 b) PPM

为了得到采用能量检测方式时 IR-UWB 信号的差错概率，我们首先必须要知道噪声的概率密度函数（PDF）。然而，由于能量检测中用到平方器，检测器输出端噪声的 PDF 显然不再是高斯分布。假设通信系统的带宽为  $B$ ，我们可以认为积分器的输出是  $2M = 2BT + 1$  个独立随机变量的总和。因此，得到的判决参量  $y$  是  $2M$  个服从  $\chi^2$  分布的随机变量的和。根据中心极限定理，当  $2M$  趋近于无穷大时，参量  $y$  的 PDF 趋近于高斯分布。一般情况下，当  $2M$  大于 40 时， $y$  的概率密度函数近似为高斯分布。换句话说，只要带宽  $B$  和积分与时间  $T$  相乘结果大于 20，采用高斯分布近似就是有效的。人体区域 UWB 通信基本满足这个条件，因为数据传输速率通常低于 10Mbit/s，而带宽至少为 500MHz。

现在，我们假设信息位等概率出现，并且传输信号的平均位能量为  $E_b$ 。那么对于 OOK 信号，在发送位为“1”时，信号能量为  $2E_b$ ，而在发送位为“0”时，没有能量传输。在能量检测器输出端的噪声近似服从高斯分布的条件下，OOK 调制的误码率可以简单地表示为（Dubouloz 等，2005 年）

$$P_{b, \text{EDOOK}} = Q\left(\frac{2E_b/N_0}{\sqrt{BT} + \sqrt{BT + 4E_b/N_0}}\right) \quad (5.39)$$

需要注意的是，OOK 调制的最佳判决门限值和 SNR 有关，上述误码率公式是在最佳判决门限下得到。而在实际应用中一般采用固定的判决门限，例如取  $2E_b$  的 0.6 倍就是一个合理的选择，当然与采用最佳门限时相比，这种情况下的误码率性能要稍差一些。

另一方面，对于 PPM，不需要设定门限值，因为我们仅仅需要比较在一比特持续时间内的前半部分和后半部分积分数值的大小。不管发送“1”还是“0”，每

个比特传输能量始终是  $E_b$ 。采用相同的近似方法, 可以得到误码率为

$$P_{b, \text{EDPPM}} = Q\left(\frac{E_b/N_0}{\sqrt{2BT + 2E_b/N_0}}\right) \quad (5.40)$$

图 5.26 和图 5.27 分别给出了采用非相干能量检测时, OOK 调制和 PPM 信号的误码率与  $E_b/N_0$  之间关系的曲线。如图所示, 可以看出在相同的  $E_b/N_0$  条件下, 这两种调制方式的误码率性能基本在同一水平上。由于采用了最佳判决门限, OOK 调制的性能略优于 PPM。另外, 在带宽固定的情况下增加积分时间  $T$ , 不管是 OOK 调制还是 PPM, 误码率性能都明显下降。这是因为积分时间  $T$  增加后, 噪声功率也随之增加。为了提高误码率性能, 有效的方式是在尽可能短的积分时间  $T$  内收集到脉冲信号的所有能量。

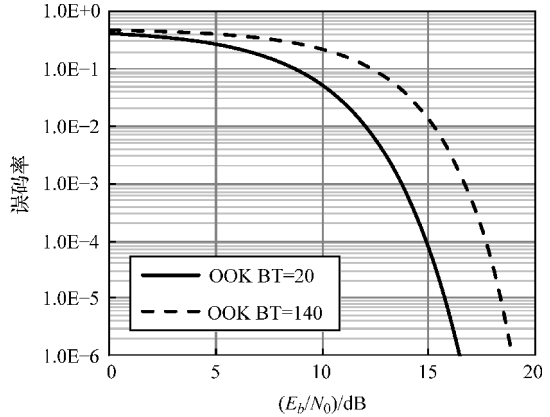


图 5.26 采用能量检测的 OOK 信号误码率与  $E_b/N_0$  之间关系

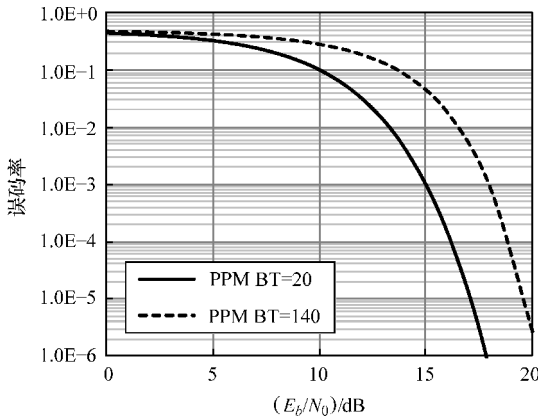


图 5.27 采用能量检测的 PPM 信号误码率与  $E_b/N_0$  之间关系

### 5.3.5 MB-OFDM 信号解调

如 5.2.3 节所述, OFDM 调制过程包括插入循环前缀 CP 以及 IFFT 操作。因此, OFDM 信号的解调需要围绕 CP 的移除和 FFT 操作来进行。

图 5.28 给出了 OFDM 接收机原理框图, 与图 5.11 中的 OFDM 发射机相对应。首先采用频率为载频的余弦和正弦波对接收信号进行下变频处理, 将射频信号变换

到基带信道。由于这一过程会产生二倍频信号分量，需要用低通滤波器滤除高频部分。然后利用模 - 数转换器对基带信号进行采样，接着通过 FFT 将时域信号转换到频域。经过 FFT 处理后输出  $N$  路并行的数据流。这些数据流经过适当的符号检测器转换成二进制数据流，最后再合并成串行数据流，即得到解调输出的二进制数据。

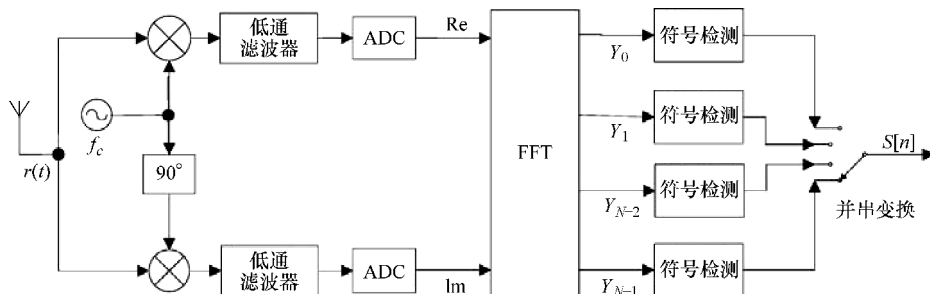


图 5.28 OFDM 接收机原理框图

对于 MB-OFDM UWB 信号的误码率，我们可以给出采用 QAM 调制的 OFDM 系统中每个子载波上信号的误符号率为

$$P_{S, \text{OFDM with QAM}} \cong 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left[ \frac{1}{\sigma_n \sqrt{M-1}} \right] \quad (5.41)$$

$$\sigma_n^2 = \frac{\lambda^2}{2} \left( 1 + \frac{T_C}{T_0} \right) \frac{2N_0}{E_M}$$

式中， $\lambda^2$  为星座图的平均功率， $\lambda^2 = 2 (M^{1/2} + 1) / 3 (M^{1/2} - 1)$ ； $E_M$  为平均符号能量， $E_M = (\lambda^2 T) / (2T_0)$ 。

当  $M = 2$  和  $M = 4$  时，式 (5.41) 实际上就分别是采用 BPSK 和 QPSK 调制的 OFDM 系统误符号率。

## 5.4 RAKE 接收

根据第 4 章的描述，不同的身体姿势和动作会导致人体区域形成多径传播信道。多径传播信道使电磁波经过人体的反射、折射和散射传播，因此，接收到的信号是由一些经过衰减、延迟，并最终产生畸变的发送信号副本叠加而成。这些多径信号之间的叠加可能是有利的也可能是不利的，使得信号功率在接收端或被放大、或被衰减，这种效应就是衰落，并且称之为多径衰落。当多径信号破坏性叠加情况比较严重时，会导致信道中的信噪比急剧下降，并使通信过程发生暂时中断。为了对抗多径衰落效应，研究人员提出了 RAKE 接收技术 (Price 和 Green, 1958 年)。RAKE 接收机由多个相关器组成，通过这些相关器接收信号与本地生成的、经过了不同时延的参考信号分别相乘。这样做的目的在于分离多径信号，使得每个支路只

能获得来自单个路径上的信号。通常选择扩频码作为本地参考信号, 因为扩频码在任意的非零时间偏移下的自相关系数非常小, 这样就避免了各个支路之间的串扰。

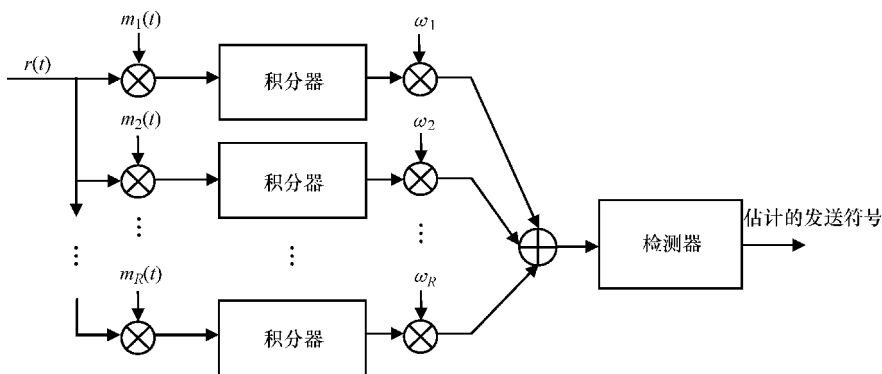
RAKE 接收机被设计用来对多径信道中传输的扩频信号进行最佳检测。它本质上是对 5.3.1 节所介绍的匹配滤波器的扩展。在匹配滤波器接收机中, 接收信号与本地生成的发送信号副本进行相关运算。然而, 如果接收到的信号由于信道影响而产生了畸变, 接收机应该将到达的接收信号与预估的接收信号副本进行相关, 而不是原始的发射信号副本。因此, 接收机应该对信道延迟情况进行估计, 并根据估计结果调整所生成的本地信号副本。在第 4 章中, 基于经典的抽头延迟线结构的 Saleh - Valenzuela 模型, 我们已经对人体区域 UWB 多径信道模型进行了介绍。根据信道模型, 接收机就可以掌握信道的延迟分布特性, 包括多径时延、多径分量的相位、多径分量的幅度以及多径的数量。

有两种基本方法可以用来对 RAKE 接收机各个支路的输出进行合并。一种方法是每个支路采用的加权因子不变<sup>⊖</sup>, 因此被称为“等增益合并”(Equal Gain Combining, EGC)。另一种方法是利用接收数据来估计加权因子, 使得合并后输出信号的信噪比最大化, 这种技术被称为“最大比合并”(Maximal Ratio Combining, MRC)。可以看出, 在 EGC 方法中, 不同支路的信号分量首先在时域中被调整对齐, 然后不经过任何特殊加权即直接相加在一起。而在 MRC 方法中, 不同支路的信号分量经过加权后再被叠加在一起, 其中加权系数是根据使判决之前合并信号的信噪比最大化这一目标来确定的。

图 5.29 给出了 RAKE 接收机结构的示意图, 它由  $R$  路并行的相关器组成, 后面接有一个合并器, 这个合并器的输出结果可以用于进行判决并得到发送信号。每个相关器都与一个发送信号的副本相对应, 这些发送信号的副本各不相同。 $\{m_1(t), m_2(t), \dots, m_R(t)\}$  是相关器的模板信号, 它们就是经过不同时延的发送信号副本。 $\{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_R\}$  是统计独立的非时变加权因子, 它们由接收机采用的合并方式决定。在采用 EGC 合并的情况下, 所有的加权因子都等于 1, 即合并器只是将各个相关器的输出简单相加, 而不进行任何加权(注意一般还需要进行时域对齐)。而在采用 MRC 合并的情况下, 每一个支路的输出都需要乘以一个加权因子, 这个加权因子与该支路信号的幅度成正比。

RAKE 接收机可以充分利用多径的特性来提高接收端的信噪比, 但是也会大幅增加接收机的复杂度。这种复杂度随着在判决之前进行分析及合并的多径分量数量的增加而升高, 当然也随着接收机处理的多径分量数量的减少而降低。然而, 多径分量数量的减少会导致接收机接收到的信号能量减少。在 1998 年, Win 和 Scholtz 采用准解析法对 IR - UWB 系统中 RAKE 接收机的复杂度与接收能量百分比之间的折中问题进行了研究。

⊖ 一般仅对相位进行补偿, 使各支路输出信号同相叠加, 不对幅度进行补偿。——译者注

图 5.29 具有  $R$  路并行相关器的 RAKE 接收机

根据第 4 章中的介绍，人体区域 UWB 多径信道可以建模为抽头延迟线模型，各抽头系数不随时间变化并且是统计独立的。因此，RAKE 接收机可以按照最佳方式来处理接收信号，所获得的系统性能与  $L$  阶分集通信系统的性能等效。

在多径衰落信道中，由于受到多径衰落效应的影响，接收机输出端的瞬时信噪比是一个随机变量。信噪比的变化可以看作是一个与信道衰落特性相关的随机过程。如果接收到的信噪比不是固定的，那么最佳解调对应的误码率性能结果将不再适用。这种情况下，我们必须将 AWGN 信道下的误码率结果按照 SNR 的概率密度函数进行统计平均，以得到衰落信道下的平均误码率（Proakis, 2007 年）。也就是说，我们必须对如下的积分进行计算：

$$P_b(\bar{\gamma}_b) = \int_0^{\infty} P_0(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (5.42)$$

式中， $\bar{\gamma}$  为平均信噪比； $P_b(\bar{\gamma}_b)$  是多径衰落信道下的平均误码率； $P_0(\gamma_b)$  是 AWGN 信道下的条件误码率； $\gamma_b$  是信噪比且为随机变量； $p(\gamma_b)$  代表  $\gamma_b$  的 PDF。

根据以上公式，我们可以看到所谓错误概率的“平均”，指的是对信噪比概率分布的统计平均。因此，我们需要推导得出采用 RAKE 接收时人体区域多径衰落信道中 SNR 的概率分布。

假设第  $k$  个可分辨的路径对应的信号功率增益为

$$\Omega_k = \alpha_k^2 \quad (5.43)$$

这样我们可以得到第  $k$  径分量的瞬时信噪比  $\gamma_k$  为

$$\gamma_k = \frac{E_b}{N_0} \alpha_k^2 \quad (5.44)$$

式中， $E_b/N_0$  是平均每个数据位的信噪比。

如上所述，RAKE 接收机可以对接收到的多个路径分量分别独立地进行处理，并且所获得的 SNR 与  $L$  阶分集通信系统的 SNR 等效。因此所接收到的平均每位信噪比可以表示为

$$\gamma_b = \sum_{k=1}^L \gamma_k = \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \quad (5.45)$$

式中,  $L$  是指 RAKE 接收机的支路数量, 同时也是可分离的多径的数量。

现在我们必须确定  $\gamma_b$  的 PDF, 即  $p(\gamma_b)$ 。整个推导过程可以分为如下的两步:

### 1. 推导 $\sum_{k=1}^L \alpha_k^2$ 的统计特性

在室内/室外无线多径传播环境中,  $\alpha_k$  服从瑞利分布,  $\alpha_k^2$  服从自由度为 2 的  $\chi^2$  分布。 $p(\gamma_b)$  可以根据  $\chi^2$  分布的特征函数计算得到。我们知道在人体区域多径传播环境下,  $\alpha_k^2$  服从对数正态分布。但是, 通过特征函数方法得到对数正态分布随机变量之和的概率分布并不容易, 因为对数正态分布的特征函数目前的最简表达式并不是一个闭式解。实际上, 我们可以用包含无穷多项的泰勒级数展开式来表示对数正态分布的特征函数。

Dufresne 在其著作中总结了对数正态分布随机变量之和的概率分布特征 (2009 年)。在无线通信系统中, 对数正态分布随机变量之和可以近似地用一个对数正态分布随机变量来代替。下面我们采用矩母函数 (Moment Generating Function, MGF) 的方法来推导对数正态分布随机变量之和的概率分布函数 (Wu、Mehta 和 Zhang, 2005 年)。

随机变量的 MGF 是其概率分布的另一种定义。实际上, MGF 可以理解为对随机变量 PDF 的加权积分。因此, 与直接采用 PDF 进行推导相比较, MGF 方法提供了另一种途径来得到概率分布的解析解结果。假设一个服从对数正态分布的随机变量为  $X$ , 且有  $X = 10^{0.1Y}$ ,  $Y \sim N(\mu, \sigma^2)$ , 其中  $\mu$  和  $\sigma$  分别是高斯变量  $Y$  的均值和标准差。对数正态分布的 MGF 目前没有一般的闭式表达式, 但可以通过基于 Gauss - Hermite 积分的级数展开式来方便地表示, 即

$$\hat{\Psi}_X(s; \mu, \sigma) = \sum_{n=1}^N \frac{w_n}{\sqrt{\pi}} \exp \left[ -s \exp \left( \frac{\sqrt{2}\sigma a_n + \mu}{\xi} \right) \right] \quad (5.46)$$

式中,  $N$  是 Hermite 积分阶数;  $\xi = 10/\ln 10$  是一个度量常数;  $w_n$  和  $a_n$  分别表示权值和坐标值——在 Abramowitz 和 Stegun 的专著 (1972 年) 中给出了当  $N \leq 20$  时这两个参数的取值列表。

用 Gauss - Hermite 表达式来表示矩母函数时, 其准确性取决于阶数  $N$ 。当  $N = 6$  时, 对数正态分布的 MGF 可以用它的 Gauss - Hermite 展开式来比较准确地近似表示。

假设  $X_k = \alpha_k^2$ , 同时也可以将  $X_k$  表示为  $X_k = 10^{0.1Y_k}$ , 其中  $Y_k \sim N(\mu_Y, \sigma_Y^2)$ 。现在, 我们可以尝试将对数正态分布随机变量之和  $X = \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 = \sum_{k=1}^L X_k$  用一个对数正态分布随机变量来近似地表示, 即有  $X = 10^{0.1Y}$ ,  $Y \sim N(\mu_Y, \sigma_Y^2)$ 。服从对数正态分布的随机变量之和的 MGF, 等于每个对数正态分布随机变量的 MGF 的乘积。



因此，我们可以借助两个不同取值的参数  $s_1$  和  $s_2$ ，将随机变量  $X$  的 MGF 与随机变量  $\sum_{k=1}^L X_k$  的 MGF 进行匹配，从而建立一个包含有两个独立方程的方程组来计算  $\mu_Y$  和  $\sigma_Y^2$ ，如下所示：

$$\sum_{n=1}^N \frac{w_n}{\sqrt{\pi}} \exp \left[ -s_m \exp \left( \frac{\sqrt{2}\sigma_Y a_n + \mu_Y}{\xi} \right) \right] = \prod_{k=1}^L \hat{\Psi}_{X_k}(s_m; \mu_{Y_k}, \sigma_{Y_k}), \quad m = 1, 2 \quad (5.47)$$

上面方程的左边是  $X$  的 MGF，右边是  $X_k$  的 MGF 的乘积。由于每个多径分量对应的  $\mu_{Y_k}$  和  $\sigma_{Y_k}^2$  是已知的，这样我们就可以对方程左边的  $\mu_Y$  和  $\sigma_Y^2$  进行推导和计算。需注意的是，上述两个方程都是非线性方程，我们可以使用 MATLAB® 软件中的 fsolve 函数来求数值解。数值解近似的精度由  $s_1$  和  $s_2$  的取值决定。增大  $s_1$  和  $s_2$  将会使求和随机变量  $X$  的概率密度函数尾部的精确度更高。与此相反，减小  $s_1$  和  $s_2$  将会使求和随机变量  $X$  的概率密度函数起始部分的精确度更高。在人体区域的传播环境中，可用的多径数量是有限的，因此对数正态分布随机变量的和也是一个有限值。我们需要对概率密度函数的起始部分进行精确的计算。关于如何选择参数  $s_1$  和  $s_2$ ，可以在 Wu、Mehta 和 Zhang 的文献（2005 年）中找到更为详细的说明。

根据上面的推导过程，我们可以得到如下结论： $X = \sum_{k=1}^L \alpha_k^2$  服从参数为  $(\mu_Y, \sigma_Y^2)$  的对数正态分布，并且这两个参数可以通过求解方程（5.47）来得到。

## 2. 获得 $\gamma_b$ 的统计特性

根据公式

$$X = \sum_{k=1}^L \alpha_k^2$$

以及

$$X = 10^{0.1Y}, \quad Y \sim N(\mu_Y, \sigma_Y^2) \quad (5.48)$$

可以得到

$$\ln X = \frac{\ln 10}{10} Y \quad (5.49)$$

也就是说  $\ln X$  服从正态分布，因此有

$$\ln X \sim N(\mu_X, \sigma_X^2) = N \left[ \frac{\ln 10}{10} \mu_Y, \left( \frac{\ln 10}{10} \sigma_Y \right)^2 \right] \quad (5.50)$$

其中

$$\mu_X = \frac{\ln 10}{10} \mu_Y \quad (5.51)$$

$$\sigma_X = \frac{\ln 10}{10} \sigma_Y \quad (5.52)$$

因此，对数正态分布随机变量  $X$  的均值和方差分别为

$$E(X) = e^{\mu_x + \frac{\sigma_x^2}{2}} \quad (5.53)$$

$$D(X) = (e^{\sigma_x^2} - 1) e^{2\mu_x + \sigma_x^2} \quad (5.54)$$

由于

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 = \frac{E_b}{N_0} X \quad (5.55)$$

因此, 我们可以得到

$$E(\gamma_b) = \frac{E_b}{N_0} E(X) \quad (5.56)$$

$$D(\gamma_b) = \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^2 D(X) \quad (5.57)$$

式中,  $E(\gamma_b)$  和  $D(\gamma_b)$  分别是对数正态分布随机变量  $\gamma_b$  的均值和方差。

假设  $\gamma_b = e^Q$ , 因此有  $Q \sim N(\mu, \sigma^2)$ 。参数  $\mu$  和  $\sigma$  可以根据  $\gamma_b$  的均值和方差得到。它们的关系如下

$$\mu = \ln E(\gamma_b) - \frac{1}{2} \ln \left[ \frac{D(\gamma_b)}{E(\gamma_b)^2} + 1 \right] \quad (5.58)$$

$$\sigma^2 = \ln \left[ \frac{D(\gamma_b)}{E(\gamma_b)^2} + 1 \right] \quad (5.59)$$

式中, 参数  $\mu$  和  $\sigma$  正是  $\gamma_b$  的 PDF 表达式所需要的参数, 即

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\gamma_b} e^{-\frac{(\ln \gamma_b - \mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (5.60)$$

现在, 我们已经推导得到人体区域多径衰落信道下采用 RAKE 接收时输出端 SNR 的概率密度函数。这样, 我们就可以通过式 (5.42), 利用数值积分方法来计算 RAKE 接收机的平均误码率性能。可以看到, RAKE 接收机的平均误码率和多径信道的时延扩展特性以及 AWGN 信道下的误码率都有关系。

## 5.5 分集接收

分集技术是一种利用两个或多个具有不同特性的传输信道 (或支路) 来提高系统通信性能的技术。分集技术的产生是基于如下考虑: 由于相同的信号可能会经过多个统计独立的信道到达接收机, 因此接收机可以接收到同一个信号的多个副本并将它们进行合并。最简单的分集接收例子是采用两根天线的接收机。通过设置接收机, 使接收机总是选择瞬时功率较大的天线进行接收, 检测器输入端 SNR 的统计特性将发生变化, 出现很低 SNR 的可能性就变得更小。这种合并方式被称为“选择性合并” (Selection Combining, SC)。

分集技术通过利用多径传播特性来获得分集增益、对抗多径衰落。当不同的传

输信道中同一信号的各个副本经历的衰落是相互独立的时候，分集技术最有效。这意味着不同信道之间的相关性非常低。相关系数描述了不同支路接收到的信号之间的相关性。假定  $x$  和  $y$  为两个不同支路上的信号的包络，则它们之间的相关系数为

$$\rho = \frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})(y_n - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{n=1}^N (y_n - \bar{y})^2}} \quad (5.61)$$

对于两个统计独立的接收信号，它们的相关系数为零，这种情况下能够获得最好的分集效果。一般情况下，如果相关系数低于一定的阈值，通常为 0.5 或 0.7，则我们认为接收信号是不相关的。大多数的人体区域通信场景均满足此要求。因此，分集技术能够有效改善人体区域通信系统的误码率性能。

在人体区域通信中，最具前景的分集方式是空间分集和极化分集。无论空间分集还是极化分集，一般都会采用多根接收天线。在空间分集中，天线分别置于身体不同的位置以接收来自不同传播路径的信号。在极化分集中，天线被设置成不同的极化方向，例如垂直极化或水平极化，以接收不同极化方向的信号。这两种分集方式都能够使不同支路信号之间的相关系数低于 0.5，满足应用需求（Shi 和 Wang, 2010 年），这样就可以在接收端采用合并技术来获得分集增益。

常用的分集合并技术包括 3 种不同的类型。

第一种分集合并技术是 SC 合并。对于接收到的  $M$  个信号，选择其中瞬时信噪比最大的信号进行处理。对应的输出信噪比为

$$\gamma_{SC} = \text{Max}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M) \quad (5.62)$$

式中， $\gamma_m$  是第  $m$  个支路的信噪比。

在实际应用中，“瞬时信噪比”实际上是一段时间内的平均信噪比，这段时间应该大于信号带宽的倒数。图 5.30 给出了 SC 合并的原理框图。其中包络电平指的是信号与噪声叠加在一起后的幅度大小，用来对输出支路进行选择。

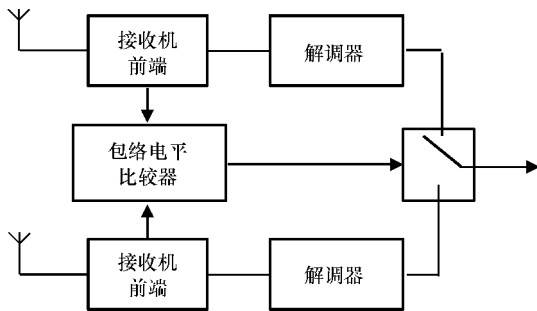


图 5.30 SC 合并技术原理框图

第二种分集合并技术是 EGC 合并。在该方式下, 所有接收到的信号被相干地叠加在一起。图 5.31 给出了包含两个分集支路的 EGC 合并原理框图。每个支路对应一个单独的衰落信道。定义第  $m$  个分集支路接收到的信号为  $|v_m|e^{j\phi_m}$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ ), 则总的信号可以表示为

$$v = \sum_{m=1}^M |v_m| e^{j\phi_m} \quad (5.63)$$

在信道不相关的条件下, 收到的多个衰落信号  $|v_m|e^{j\phi_m}$  近似相互独立。EGC 合并方式对每个支路的信号进行平等的加权, 然后将它们相加以得到判决统计变量, 即

$$v = \sum_{m=1}^M w_m |v_m| e^{j\phi_m} \quad (5.64)$$

式中,  $w_m$  表示第  $m$  个支路的分集权重, 并且设定为  $w_m = e^{-j\phi_m}$ , 即每个支路的幅度增益均被设置为 1、信号相位均被调整成同相位。

这样, 我们可以得到合并后的信号为

$$v = \sum_{m=1}^M |v_m| \quad (5.65)$$

另一方面, 每个支路的信号会被 AWGN 干扰。假设不同支路的 AWGN 是统计独立的, 并且具有相同的噪声功率  $N$ , 则 EGC 分集接收机输出端的平均信噪比为

$$\gamma_{\text{EGC}} = \frac{\left(\sum_{m=1}^M |v_m|\right)^2}{\sum_{m=1}^M N} = \frac{\left(\sum_{m=1}^M \sqrt{\gamma_m}\right)^2}{M} \quad (5.66)$$

其中,  $\gamma_m = |v_m|^2/N$ 。

由于 EGC 合并技术不需要知道接收信号的振幅信息, 或者说, 它只需要知道相位信息以使不同支路的输出信号在相加之前是同相的, 因此与 SC 合并技术相比, 具有实现简单、性能更好的优点。

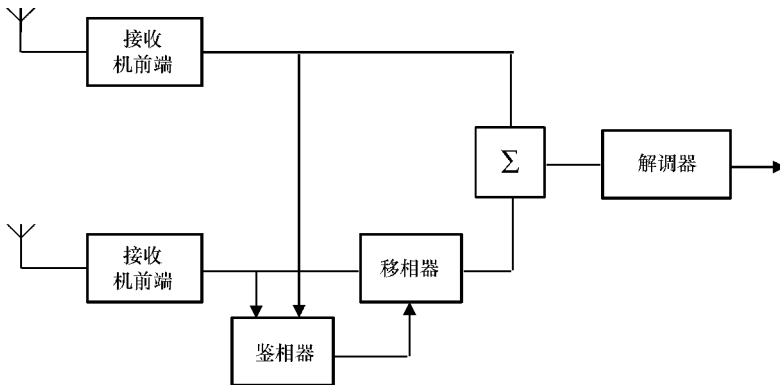


图 5.31 EGC 合并技术原理框图

第三种分集合并技术为 MRC 合并。MRC 合并技术的原理框图如图 5.32 所示。MRC 合并不仅对接收信号的相位进行调整，也对信号的幅度进行加权处理。信号幅度的加权因子正比于

$$\frac{|v_m|}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |v_m|^2}}$$

因此第  $m$  条支路的分集权重为

$$w_m = \frac{|v_m|}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |v_m|^2}} e^{j\phi_m} \quad (5.67)$$

根据式 (5.64)，经过 MRC 合并后所得到的接收信号为

$$v = \sum_{m=1}^M w_m |v_m| e^{j\phi_m} = \sum_{m=1}^M \frac{|v_m|^2}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |v_m|^2}} = \sqrt{\sum_{m=1}^M |v_m|^2} \quad (5.68)$$

合并后的噪声功率为

$$N_{\text{MRC}} = \sum_{m=1}^M |w_m|^2 N = N \quad (5.69)$$

因此采用 MRC 合并技术得到的平均信噪比为

$$\gamma_{\text{MRC}} = \frac{\sum_{m=1}^M |v_m|^2}{N} = \sum_{m=1}^M \gamma_m \quad (5.70)$$

显然，MRC 合并技术的性能要优于 EGC 合并技术。但是，由于它必须要检测所有支路信号的包络，这将大大增加接收器的复杂度。

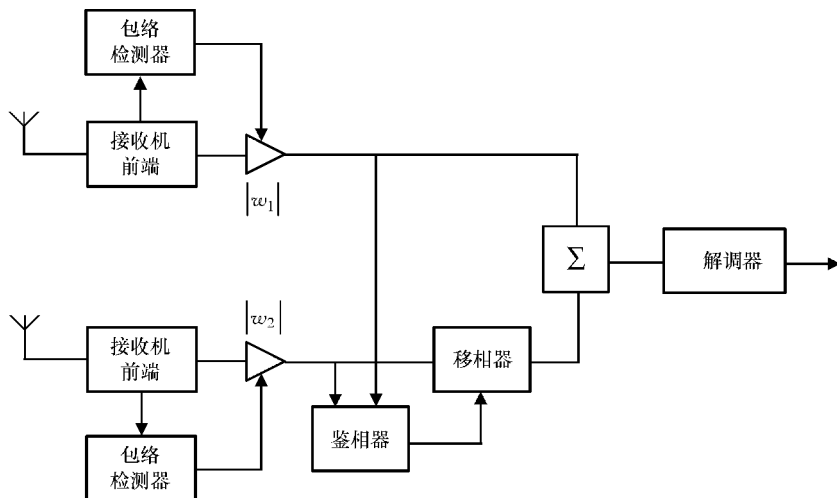


图 5.32 MRC 合并技术原理框图

累积分布函数 (CDF) 可以有效地用来表示分集接收的效果。由于在人体区域通信中, 接收信号服从对数正态分布, 因此根据上一节介绍的内容, 合并后的信号也将近似服从对数正态分布。图 5.33 给出了在对数正态衰落环境下, 分别采用单支路接收、两支路 EGC 和两支路 MRC 技术时, 归一化接收信号电平的 CDF。我们假设两个对数正态衰落信道中的接收信号电平分别为  $v_1$  和  $v_2$ , 根据式 (5.66) 和式 (5.70), 采用 EGC 和 MRC 所得到的接收信号电平将分别为  $(v_1 + v_2)/2^{1/2}$  和  $(v_1^2 + v_2^2)^{1/2}$ 。例如, 当 CDF 的值为 1% 时, EGC 和 MRC 可以将信号电平提高大概 10dB。但是, EGC 方式下的噪声功率是 MRC 方式下噪声功率的两倍, 这意味着 MRC 的性能将优于 EGC。

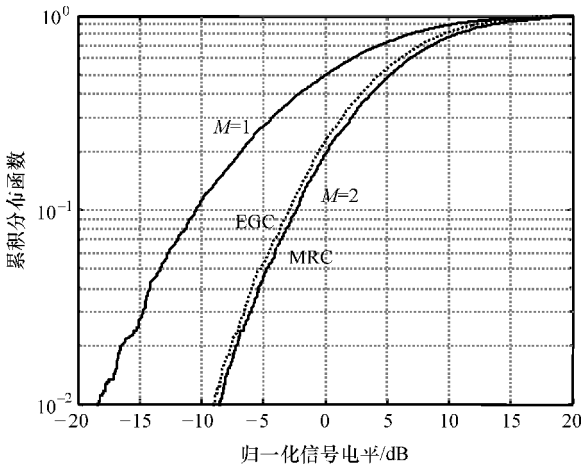


图 5.33 对数正态衰落环境下分集接收的 CDF

假设每条支路的平均信噪比相等, 则 EGC 和 MRC 方式下的平均误码率分别为

$$P_{b, \text{EGC}}(\bar{\gamma}_{\text{EGC}}) = \int_0^{\infty} P_0(\gamma_{\text{EGC}}) p(\gamma_{\text{EGC}}) d\gamma_{\text{EGC}} \quad (5.71)$$

以及

$$P_{b, \text{MRC}}(\bar{\gamma}_{\text{MRC}}) = \int_0^{\infty} P_0(\gamma_{\text{MRC}}) p(\gamma_{\text{MRC}}) d\gamma_{\text{MRC}} \quad (5.72)$$

式中,  $\bar{\gamma}_{\text{EGC}}$  和  $\bar{\gamma}_{\text{MRC}}$  是每条支路上的平均信噪比;  $P_0(\gamma_{\text{EGC}})$  和  $P_0(\gamma_{\text{MRC}})$  是 AWGN 信道下的误码率。

当给定  $\bar{\gamma}_{\text{EGC}}$  或  $\bar{\gamma}_{\text{MRC}}$  时,  $p(\gamma_{\text{EGC}})$  和  $p(\gamma_{\text{MRC}})$  分别是  $\gamma_{\text{EGC}}$  或  $\gamma_{\text{MRC}}$  的概率密度函数。我们可以采用上一节所介绍的 MGF 方法来推导得到概率密度函数。

空间分集接收对于改善体内通信应用中的阴影衰落尤其有效, 我们将在下一章对该内容做进一步介绍。

## 参 考 文 献

- Abramowitz, M. and Stegun, I. (1972) *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, 9th edn, Dover, Washington, DC.
- Arthurs, E. and Dym, H. (1962) On the optimum detection of digital signals in the presence of white Gaussian noise – A geometric interpretation and a study of three basic data transmission systems. *IRE Transactions on Communications Systems*, **10** (4), 336–372.
- Benedetto, D.M.-G. and Giancola, G. (2004) *Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals*, Prentice Hall, New Jersey.
- Dubouloz, S., Denis, B., de Rivaz, S., and Ouvry, L. (2005) Performance analysis of LDR UWB non-coherent receivers in multipath environments. Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 491–496.
- Dufresne, D. (2009) *Sums of Lognormals*, Centre for Actuarial Studies, University of Melbourne, Melbourne.
- ECMA (2005) Standard ECMA-368: High data rate ultra wideband PHY and MAC standard, December 2005 [Online]. <http://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/ECMA-368.pdf>.
- FCC (2002) Revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission system: first report and order, Technical Report FCC 02-48 (Adopted February 14, 2002; Released April 22, 2002).
- Haykin, S. (1988) *Digital Communications*, John Wiley & Sons, Ltd, New York.
- IEEE P802.15 (2004) Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a (Doc. Number P802.15-03/268r3).
- Lindsey, W.C. and Simon, M.K. (1973) *Telecommunications Systems Engineering*, Prentice Hall, New Jersey.
- Price, R. and Green, P.E. Jr (1958) A communication technique for multipath channels. *Proceedings of IRE*, **46**, 555–570.
- Proakis, J.G. (2007) *Digital Communications*, 4th edn, McGraw-Hill, Boston.
- Shi, J. and Wang, J. (2010) Channel characterization and diversity feasibility for in-body to on-body communication using low-band UWB signals. Proceedings of the 3rd International Symposium on Applied Science in Biomedical and Communication Techniques, Rome, Italy.
- Smith, D.R. (1985) *Digital Transmission Systems*, Van Nostrand Reinhold, New York.
- Win, M.Z. and Scholtz, R.A. (1998) On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments. *IEEE Communications Letters*, **2** (9), 245–247.
- Wu, J., Mehta, N., and Zhang, J. (2005) A flexible lognormal sum approximation. Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference, pp. 3413–3417.

## 第 6 章 人体区域通信性能分析

### 6.1 引言

人体区域通信系统运行所处的信道会直接影响系统的通信性能。人体区域信道与传统的室内/室外无线通信信道是有区别的，因为电磁波在体表、体内或体外的传播存在巨大差异。人体组织作为一种特殊的无线通信媒质，给信道建模和性能分析带来了新的挑战。在第 4 章中从静态阴影衰落信道和动态多径衰落信道两个方面对人体区域信道的特性进行了归纳和介绍。不同的通信频段和信道位置决定了人体区域信道的不同特性。我们可以根据通信频段和信道在人体区域中的位置，将人体区域信道模型进一步划分为不同的类型。本章将根据通信频段和信道位置来评估人体区域通信系统的性能，具体来讲即针对以下 4 种主要通信类型进行分析：体表 UWB 通信、体内 UWB 通信、体内 MICS 通信和人体通信（HBC）。对于体内 UWB 通信，我们将分析两种应用场景：胶囊内窥镜应用中的体内至体表通信、心脏起搏器应用中的体内至体外通信。最后，我们还将介绍一种双模式应用方案，该方案结合了 HBC 和体内至体表 UWB/MICS 通信。

本章首先推导在静态阴影衰落信道和动态多径衰落信道下对系统的平均误码率（BER）进行评估的方法。针对每一种通信类型，本章将详细给出在静态阴影衰落信道和动态多径衰落信道下系统的平均 BER 性能。然后，基于平均 BER 性能分析结果，我们将围绕系统最大安全余量来介绍链路预算分析方法。最后，我们将分别在各自的章节中对每一种通信类型的多个通信参数进行讨论，包括通信距离、数据传输速率以及所需发送功率等，这部分内容对于实际应用同样是非常重要的。

### 6.2 体表 UWB 通信

借助 4.2.2 节介绍的体表 UWB 路径损耗模型以及 4.3.2 介绍的体表 UWB 动态多径衰落信道模型，我们可以对体表 UWB 通信系统的性能进行分析和评估。本节首先介绍在静态阴影衰落信道和动态多径衰落信道下评估系统平均 BER 性能的方法，然后根据计算得到的在体表 UWB 信道下系统平均 BER 性能，对链路预算进行分析。此外我们还将进一步分析 BER 性能与通信距离之间的关系。



## 6.2.1 BER

### 6.2.1.1 静态阴影衰落信道下的平均 BER

式 (4.12) 给出的体表 UWB 路径损耗模型体现了人体表面的阴影效应。阴影效应主要是由于人体表面阴影区域内的衍射所引起。它直接导致了接收信号在接收机前端的波动变化。接收机所接收到的瞬时 SNR 是一个随机变量, 其中即包含了阴影效应带来的影响。事实上, SNR 的波动是阴影效应的一个直接标志。

式 (5.42) 给出了动态多径衰落信道下系统的平均 BER, 该信道下接收机的瞬时 SNR 也是一个随机变量。这个公式利用 SNR 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 求得 AWGN 信道下系统 BER 的统计平均结果。实际上, 只要接收到的 SNR 是具有某种确定 PDF 的随机变量, 式 (5.42) 所给出的条件错误概率计算方法就是适用的。现在我们来推导体表接收机在任意位置时系统的平均 BER。这种情况下, 由于阴影衰落的影响, 接收信号的 SNR 服从特定的统计分布。首先, 我们再次给出条件错误概率的表达式

$$P_b(\bar{\gamma}) = \int_0^{\infty} P_0(\gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (6.1)$$

式中,  $\bar{\gamma}$  表示 SNR 的平均值;  $P_b(\bar{\gamma})$  表示静态阴影衰落信道下系统的平均 BER;  $P_0(\gamma)$  是 AWGN 信道下系统的 BER;  $p(\gamma)$  表示  $\gamma$  的 PDF。

这里需要注意的是, 错误概率的“平均”, 指的是对 SNR 的概率分布进行统计平均。因此, 想要推导静态阴影衰落信道下系统的平均 BER, 我们要求出 SNR 的概率分布。

推导 SNR 的概率分布的步骤如下:

#### 1. 推导路径损耗的统计特性

根据式 (4.12) 得出的对数距离路径损耗模型, 可以将路径损耗重新写成下面的形式

$$PL_{\text{dB}} = PL_{\text{ave, dB}} + S_{\text{dB}} \quad (6.2)$$

其中

$$PL_{\text{ave, dB}} = PL_{0, \text{dB}} + 10n \lg \frac{d}{d_0} \quad (6.3)$$

其中  $S_{\text{dB}}$  服从标准差为  $\sigma_{\text{dB}}$  的标准正态分布。

这样,  $PL_{\text{dB}}$  服从均值为  $PL_{\text{ave, dB}}$ 、标准差为  $\sigma_{\text{dB}}$  的正态分布。因为

$$PL_{\text{dB}} = 10 \lg PL = \frac{10}{\ln 10} \ln PL \quad (6.4)$$

因此可以得到

$$\ln PL = \frac{\ln 10}{10} PL_{\text{dB}} = \alpha PL_{\text{dB}}, \quad \alpha = \frac{\ln 10}{10} \quad (6.5)$$

通过  $\ln PL$  与  $PL_{\text{dB}}$  之间关系可以知道,  $\ln PL$  服从均值为  $\alpha PL_{\text{ave,dB}}$ 、标准差为  $\alpha\sigma_{\text{dB}}$  的正态分布。其中  $\alpha$  是一个常数, 已经在式 (6.5) 中给出,  $PL_{\text{ave,dB}}$  和  $\sigma_{\text{dB}}$  在推导路径损耗模型时已经得到。

## 2. 推导 $E_b/N_0$ 的统计特性

接收功率  $P_r$ 、发送功率  $P_t$  与路径损耗  $PL$  之间的关系为

$$P_r = P_t/PL \quad (6.6)$$

接收到的每位能量  $E_b$  为  $E_b = P_r/f_b$ , 其中  $f_b$  为数据传输速率。因此位能量与噪声功率谱密度之比可以表示为

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_r/f_b}{N_0} = \frac{P_t}{N_0 f_b} \cdot \frac{1}{PL} \quad (6.7)$$

式中,  $N_0$  是热噪声单边功率谱密度。

$E_b/N_0$  是一个重要的性能参数, 并经常用于计算 SNR。

式 (6.7) 可以重新写为

$$\ln \left( \frac{E_b}{N_0} \right) = \ln \left( \frac{P_t}{N_0 f_b} \right) - \ln PL = A - \ln PL \quad (6.8)$$

其中  $A$  是常数。因此  $\ln (E_b/N_0)$  服从均值为  $\mu_s$ 、标准差为  $\sigma_s$  的正态分布, 其中均值  $\mu_s$  为

$$\mu_s = A - \alpha PL_{\text{ave,dB}} \quad (6.9)$$

标准差  $\sigma_s$  为

$$\sigma_s = \alpha\sigma_{\text{dB}} \quad (6.10)$$

因此,  $E_b/N_0$  将服从对数正态分布, 其中均值  $\mu_\gamma$  为

$$\mu_\gamma = e^{\mu_s + \frac{\sigma_s^2}{2}} \quad (6.11)$$

标准差  $\sigma_\gamma$  为

$$\sigma_\gamma = \mu_\gamma \sqrt{e^{\sigma_s^2} - 1} \quad (6.12)$$

## 3. 得到计算平均 BER 的参数

根据  $E_b/N_0$  的统计特性可知,  $\gamma$  服从均值为  $\mu_\gamma$ 、标准差为  $\sigma_\gamma$  的对数正态分布, 其中  $\mu_\gamma$ 、 $\sigma_\gamma$  分别为

$$\mu_\gamma = \bar{\gamma} \quad (6.13)$$

$$\sigma_\gamma = \bar{\gamma} \sqrt{e^{\alpha^2 \sigma_{\text{dB}}^2} - 1} \quad (6.14)$$

容易得到  $\gamma$  的概率密度函数为

$$p(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\gamma} e^{-\frac{(\ln\gamma - \mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (6.15)$$

其中

$$\mu = \ln \mu_\gamma - \frac{\sigma^2}{2} = \ln \bar{\gamma} - \frac{1}{2} \alpha^2 \sigma_{\text{dB}}^2 \quad (6.16)$$

$$\sigma = \sqrt{\ln \left[ 1 + \left( \frac{\sigma_\gamma}{\mu_\gamma} \right)^2 \right]} = \alpha \sigma_{\text{dB}} \quad (6.17)$$

4. 通过数值积分计算  $P_b(\bar{\gamma}) = \int_0^\infty P_0(\gamma) p_\gamma(\gamma) d\gamma$  得到平均 BER

首先, 设以 dB 为单位的平均  $E_b/N_0$  的形式为  $\bar{\gamma}_{\text{dB},m}$ 。例如:

$$m = 1 : \bar{\gamma}_{\text{dB},m} = 0\text{dB}$$

$$m = 2 : \bar{\gamma}_{\text{dB},m} = 2\text{dB}$$

$$m = 3 : \bar{\gamma}_{\text{dB},m} = 4\text{dB}$$

.....

然后, 计算对数正态分布  $E_b/N_0$  的统计参数

$$\mu_{\gamma_m} = \bar{\gamma}_m = 10^{\bar{\gamma}_{\text{dB},m}/10} \quad (6.18)$$

$$\sigma_{\gamma_m} = \bar{\gamma}_m \sqrt{e^{\alpha^2 \sigma_{\text{dB}}^2} - 1} \quad (6.19)$$

最后, 求解数值积分

$$P_b(\bar{\gamma}_m) = \sum_{n=1}^N P_0(\gamma_n) P_m(\gamma_n) (\gamma_n - \gamma_{n-1}) \quad (6.20)$$

其中:

$$P_m(\gamma_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_m \gamma_n} e^{-\frac{(\ln \gamma_n - \mu_m)^2}{2\sigma_m^2}} \quad (6.21)$$

$$\mu_m = \ln \bar{\gamma}_m - \frac{1}{2} \alpha^2 \sigma_{\text{dB}}^2 \quad (6.22)$$

$$\sigma_m = \alpha \sigma_{\text{dB}} \quad (6.23)$$

上面 4 个步骤给出了静态阴影衰落信道下系统平均 BER 的详细推导过程。可以看出,  $E_b/N_0$  的统计特性取决于路径损耗模型的阴影衰落特性。与 AWGN 信道相比, 静态阴影衰落信道下系统的 BER 性能不可避免地会有所下降。阴影衰落的标准差从根本上决定了阴影衰落信道下系统通信性能相对于 AWGN 信道下系统性能的恶化程度。

利用 4.2.2 节推导出的阴影衰落参数以及 5.3.3 节推导出的 IR-UWB 系统在 AWGN 信道下的 BER, 我们可以按照上面介绍的方法计算得到系统的平均 BER。图 6.1 和图 6.2 分别给出了采用二进制 PPM 和 PAM 方式时, AWGN 信道下系统的理想 BER 性能与体表 UWB 静态阴影衰落信道下发生了恶化的系统平均 BER 性能之间的比较结果。从图中可以看出, 在体表 UWB 静态阴影衰落信道下, 采用 PPM 方式时系统的平均 BER 性能比采用 PAM 方式时下降了 3dB。此外, 上面推导的结论也适用于传统的最佳解调方案。从这些结果中我们可以看到, 体表 UWB 静态阴影衰落信道下系统的平均 BER 性能下降显著。

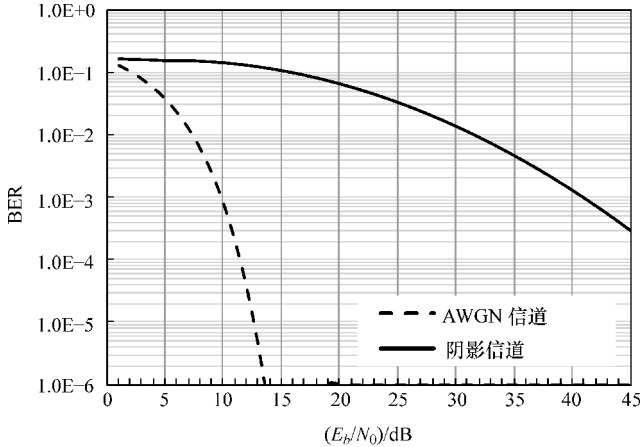


图 6.1 采用 PPM 方式的 IR-UWB 系统在 AWGN 信道和体表 UWB 静态阴影衰落信道 ( $\sigma_{\text{dB}} = 10\text{dB}$ ) 下的 BER 性能比较

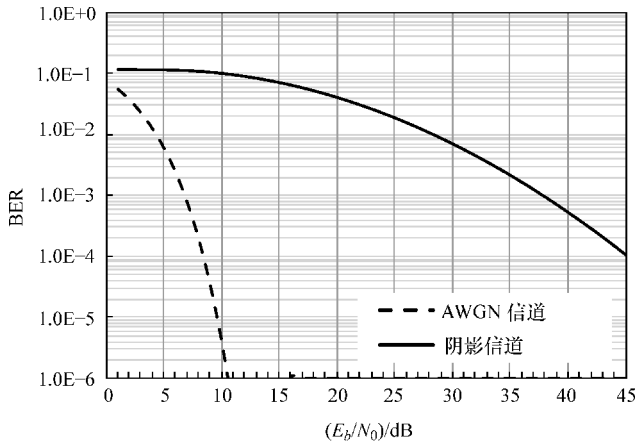


图 6.2 采用 PAM 方式的 IR-UWB 系统在 AWGN 信道和体表 UWB 静态阴影衰落信道 ( $\sigma_{\text{dB}} = 10\text{dB}$ ) 下的 BER 性能比较

### 6.2.1.2 动态多径衰落信道下的平均 BER

体表 UWB 通信系统的性能主要由体表 UWB 多径传播信道决定。在 4.3.2 节中讲到, 体表 UWB 通信中的多径效应主要是由人体一个或多个部位的运动引起的反射所导致的。多径信道使得电磁波在沿着人体传播过程中发生反射、衍射和散射, 所以接收机接收到的信号是由发射信号经过衰减、延迟并最终产生了畸变的多个副本叠加而成。由于脉冲信号在这样的实际信道中传输时波形发生了畸变, 不可避免地导致系统性能下降。然而, 正如第 5 章中所介绍的, 如果接收机能够获知多径信道的详细特性, 那么由多径传播导致的系统性能的恶化, 可以利用 RAKE 接

收机中的多路相关器或者在解调时利用 MB - OFDM 信号中的循环前缀 (CP) 来予以缓解。4.3.2 节中给出了人体上半身典型的体表 UWB 多径信道的详细参数, 它们为对抗多径效应提供了有用信息, 同时也为分析系统通信性能提供了便利条件。

正如在 4.3 节中所介绍的, RMS 时延扩展是信道多径时延扩展的一个良好度量, 并且能够反映出符号间干扰的潜在可能性。事实上, 正是由于信道的多径时延扩展限制了实际通信系统的性能, 包括数据传输速率和通信距离等。多径时延扩展最直接的影响就是限制了系统所能够支持的数据传输速率。在一个确定的体表 UWB 信道中, 如果采用高数据传输速率, 就会导致错误比特数目的增加, 从而导致系统 BER 性能的下降。

根据 4.3 节中得出的结论, 由于不同传播链路几何形状的不同, 使得不同链路对应的体表动态多径衰落信道特性差异很大。现在主要考虑图 4.25 所示的 5 条有代表性传输链路中的“胸部至右腰”信道。表 6.1 总结了胸部至右腰信道的 RMS 时延扩展参数。可以看出, RMS 时延扩展在 0.47ns 左右。图 6.3 给出了采用 5.3 节介绍的传统相关接收机时, 系统的 BER 性能与数据传输速率之间的关系, 表 6.2 给出了仿真所用到的参数。为得到系统 BER 的统计平均性能, 仿真中用到了离散冲激响应信道模型 10 个以上的样本实现, 这是因为系统的 BER 依赖于信道冲激响应的特定实现。

表 6.1 FDTD 数值计算以及信道建模得到的 RMS 时延扩展

	FDTD 推导的结果	建模得到的结果
均值/ns	0.469	0.470
标准差/ns	0.145	0.177

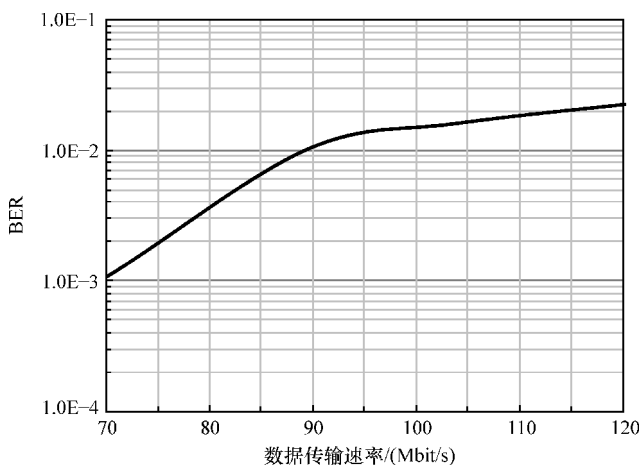


图 6.3 采用相关接收机时系统的 BER 与数据传输速率之间关系 (Wang Q. 和 Wang J., 2010 年)

注: 经 Wang Q. 和 Wang J. 允许复制, 引自“Performance of ultra wideband on - body communication based on statistical channel model,” IEICE Transactions on communications, E93 - B, 4, 833 - 841, 2010 年。

表 6.2 数据传输速率仿真所用参数

UWB 频段/GHz	3.1 ~ 10.6
脉冲波形	二阶微分高斯脉冲
每个比特对应码片数	16
调制方式	PPM
接收机	相关检测

系统的 BER 性能是通过通信仿真工具 ADS 获得 (Wang Q. 和 Wang J., 2010 年)。图 6.3 所示的 BER 性能是在采用 FCC 允许的 UWB 最大发射功率条件下得到的。正如所预料的那样, 当数据传输速率提高至 90Mbit/s 时, 系统 BER 性能严重恶化, 甚至大于 0.01。

在纠错编码理论中, 通常将错误概率 0.01 或 0.001 取为纠错码应用的阈值, 当系统的 BER 低于该阈值时纠错码能够有效工作。例如, 在 Bic、Duponteil 和 Imbeaux 的著作 (1991 年) 中曾阐述, 当系统采用前向纠错编码时, 编码后 BER 性能曲线与未编码时 BER 性能曲线的交点——也就是编码增益等于 0 的点, 大致位于  $BER = 0.01$  和  $BER = 0.001$  之间。所以将 0.01 或者 0.001 作为阈值是合理的。这也就是说, 只要系统的 BER 不大于 0.01 或 0.001, 就能通过使用特定的纠错编码对错误位进行检测和更正。反过来, 如果错误概率非常高、超过了阈值, 那么纠错编码将变得不再有效。

根据纠错编码理论我们可以发现, 当采用相关接收机时, 胸部至右腰信道的最大可用数据传输速率约为 70Mbit/s 或者 90Mbit/s, 分别对应于 BER 的阈值 0.001 和 0.01。

图 6.4 给出了当系统以上述两个最大传输速率传输数据、采用相关接收机接收数据时, 在胸部至右腰信道下的 BER 性能与在理想 AWGN 信道下的 BER 性能之间的对比结果。同时, 图中还给出了系统以 10Mbit/s 这个有代表性的速率发送数据并采用相关接收机接收时的 BER 性能。从图中可以发现, 系统在多径信道下 BER 性能下降严重。因此, 相关接收机在受多径效应影响的体表信道环境下应用时, 其性能并不令人满意。事实上传统的相关接收机并不适用于体表多径信道, 因为它的结构中只预设了一个相关器, 该相关器只与单独的一个信号波形相匹配, 但是在体表多径信道中多个信号的叠加是无法避免的。因此, 我们需要设计更先进的接收机结构以提高系统的性能。但是, 由于传统相关接收机的结构简单, 在体表通信应用中仍具有一定优势。

正如在第 5 章中所介绍的, 在已知多径信道具体特征的情况下, 系统 BER 性能的恶化可以通过采用 RAKE 接收机来予以缓解。RAKE 接收机能够改善系统的 BER 性能, 原因是它能利用多径信号分量来提高 SNR。但另一方面, 采用 RAKE 接收大大增加了接收机结构的复杂度。这个复杂度随着接收机分析的多径分量的数

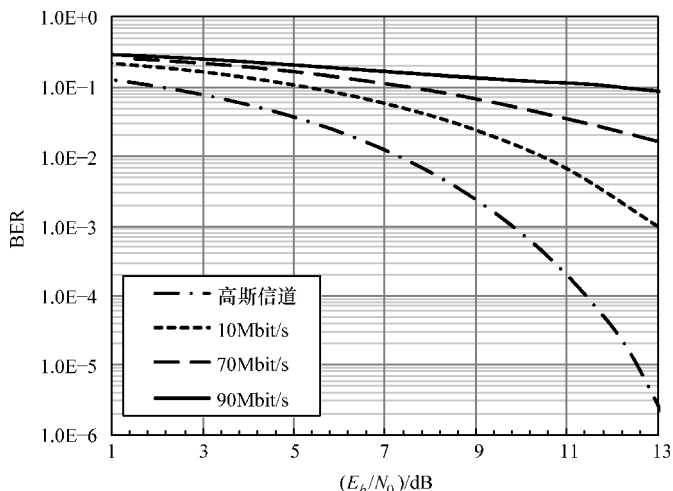


图 6.4 采用相关接收机时在不同数据传输速率下的 BER 性能

目以及对应的支路数目的增加而提高，因此可以通过减少接收机处理的多径分量的数目来降低复杂度。但是，减少待分析多径分量的数目会导致接收机搜集到的信号能量下降。

对于一个确定的体表 UWB 多径衰落信道，为了合理地使用 RAKE 接收机结构，我们需要推导出合适的支路数目。根据 4.3.2 节中的 FDTD 计算结果，可以计算出胸部至右腰信道的多径状态的概率以及通过多径分量可以获得的能量。图 6.5 给出了多径分量的数目与出现概率之间的关系。在所有可能的情况中，4 条有效路径出现的概率最高。图 6.6 给出了通过多径可以获得的能量百分比。可以看出，通过前 2 径分量可以获得大约 80% 的能量，通过前 4 径分量可以获得大约 92% 的能量。因此，采用 2 支路的 RAKE 接收机或者 4 支路的 RAKE 接收机是合理的，它们分别对应于前 2 径分量和前 4 径分量。

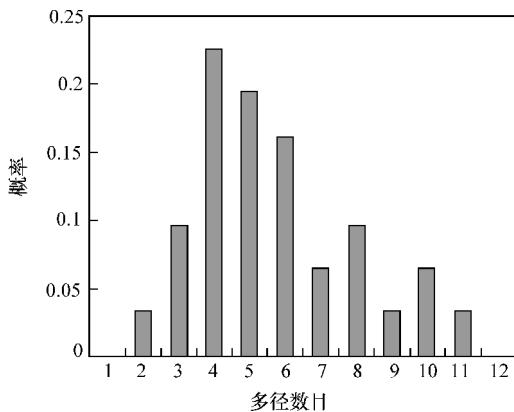


图 6.5 多径分量数目与出现概率之间关系

下面我们对 RAKE 接收进行仿真，假定采用最佳 MRC 方案。图 6.7 ~ 图 6.9 给出了 2 支路和 4 支路 RAKE 接收机分别在数据传输速率为 10Mbit/s、70Mbit/s 和 90Mbit/s 时的 BER 性能。这里我们仍然将 10Mbit/s 作为体表通信中有代表性的数据传输速率而对其进行评估。正如预期的那样，与采用常规的相关接收机时相比，

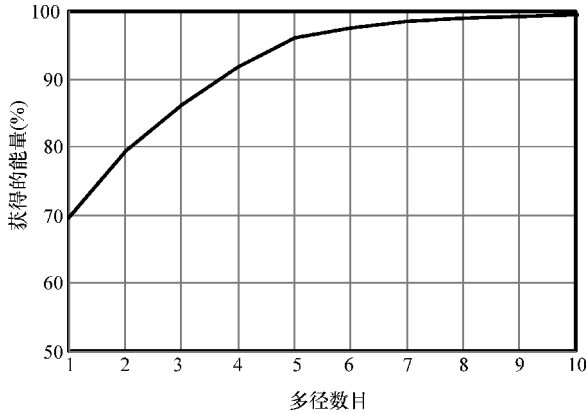


图 6.6 通过不同多径数目获得能量的百分比

采用 2 支路和 4 支路 RAKE 接收机时系统的 BER 性能明显得到了改善。当数据传输速率为 10Mbit/s、BER 等于 0.01 时，2 支路和 4 支路 RAKE 接收机的性能与理想 AWGN 信道下的性能相比只下降了不到 2dB；当数据传输速率为 70Mbit/s 和 90Mbit/s 时，对应性能的下降也分别不到 3dB 和 4dB。4 支路 RAKE 接收机的性能要优于 2 支路 RAKE 接收机。当 BER 等于 0.01 时，4 支路 RAKE 接收机在数据传输速率为 10Mbit/s 时的性能相对于理想高斯信道下的性能下降约 1dB，在数据传输速率为 70Mbit/s 和 90Mbit/s 时下降约 2dB。这些结果表明，2 支路和 4 支路 RAKE 接收机可以有效地应用于体表多径信道中，它们能够明显改善系统的通信性能。

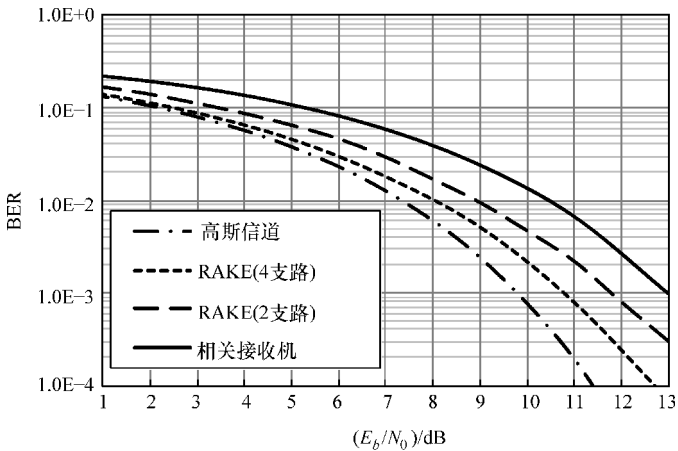


图 6.7 数据传输速率为 10Mbit/s 时的 BER 性能

但是，正如上文提到的，器件结构的简化同样是一个不能忽略的重要问题。4 支路 RAKE 接收机的复杂结构可能会限制其在穿戴式人体区域通信中的应用。在



这种情况下,从通信性能和结构复杂度折中的角度考虑,2支路RAKE接收机是一个合适的选择,因为它具备令人比较满意的通信性能,同时与4支路RAKE接收机相比结构要相对简单一些。

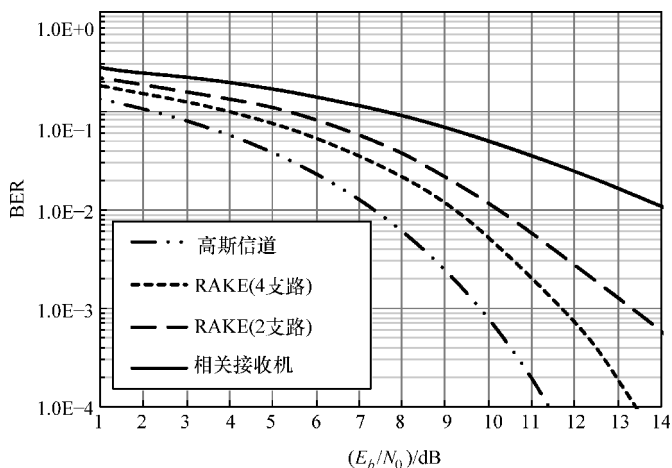


图 6.8 数据传输速率为 70Mbit/s 时的 BER 性能 (Wang Q. 和 Wang J., 2010 年)

注: 经 Wang Q. 和 Wang J. 允许复制, 引自 “Performance of ultra wideband on-body communication based on statistical channel model,” IEICE Transactions on communications, E93-B, 4, 833-841, 2010 年。

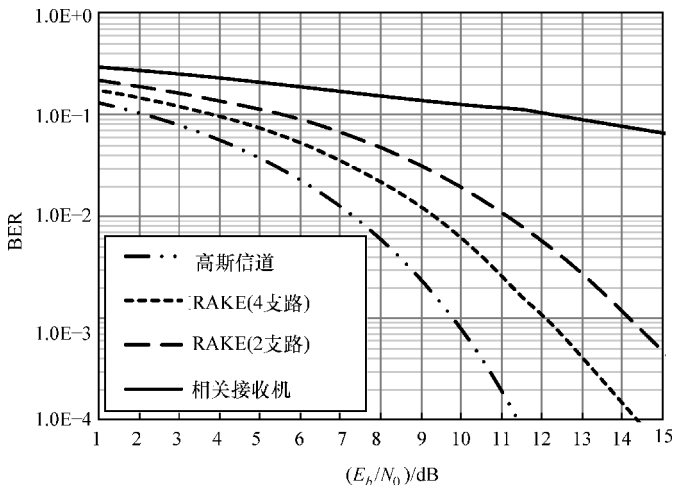


图 6.9 数据传输速率为 90Mbit/s 时的 BER 性能 (Wang Q. 和 Wang J., 2010 年)

注: 经 Wang Q. 和 Wang J. 允许复制, 引自 “Performance of ultra wideband on-body communication based on statistical channel model,” IEICE Transactions on communications, E93-B, 4, 833-841, 2010 年。

基于上文对“胸部至右腰”这一信道的分析,下面简要分析在其他 4 个信道下系统的 BER 性能,对应接收机的位置分别位于左耳、右耳、右胸和左腰。图 6.10 给出了通过多径可以获得的能量百分比。从图中可以看出,在这 4 个信道下超过 95% 的接收能量通都可以通过前 4 径分量获得。图 6.11 给出了数据传输速率

为 70Mbit/s 时, 在所有 5 个信道下系统分别采用 4 支路 RAKE 接收机与相关接收机所得到的 BER 性能结果比较。正如表 4.10 中所给出的, 尽管信道模型参数不同, 但由于 4 支路 RAKE 接收机在 5 个信道下所搜集的能量比例均在 95% 以上, 因此在这 5 个信道下系统的 BER 性能非常相近。采用相关接收机时, 在不同信道下系统的 BER 性能略有不同, 因为相关接收机的性能主要由第一条路径分量的能量决定。

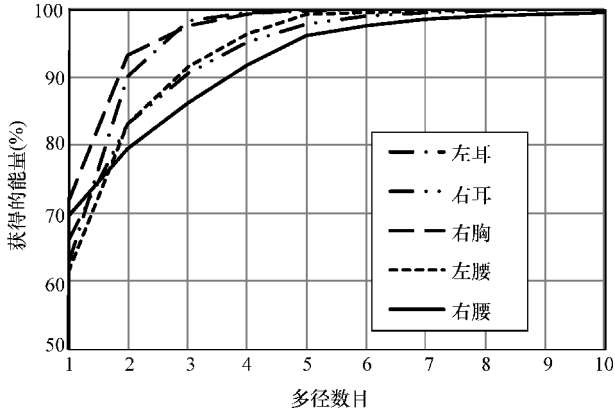


图 6.10 5 条传输链路下通过多径获得的能量百分比

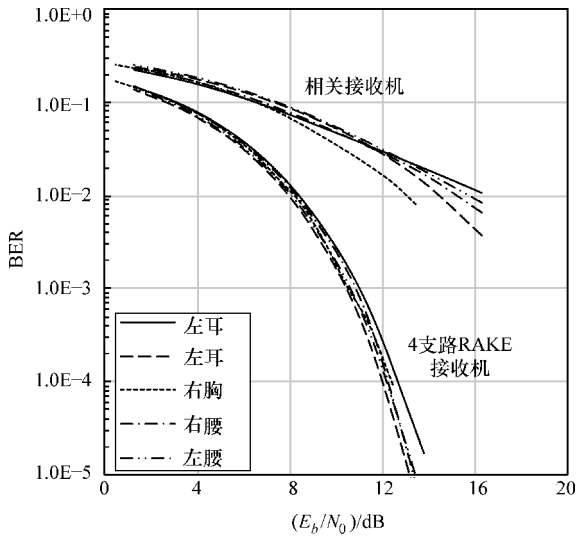


图 6.11 数据传输速率为 70Mbit/s 时 5 条传输链路对应的 BER 性能

### 6.2.2 链路预算

链路预算是对一个通信系统中从发射机出发, 经过传输媒质到接收机的整个过程中所有增益和损耗的统计。链路预算需要考虑信号在传播过程中随距离产生的衰减, 以及天线增益、馈线损耗和其他各种损耗。为了分析体表 UWB 信道的链路预算, 除了需要计算路径损耗之外, 还要考虑信号功率和噪声的特性。

FCC 发布 UWB 辐射掩模规范 (2002 年) 的目的是使 UWB 无线通信系统与其他无线通信系统能够共存。辐射掩模对任意给定频率上的最大允许发射功率进行了限定。对整个 UWB 频段, 即 3.1 ~ 10.6GHz, 最大发射功率谱密度不允许超过 -41.3dBm/MHz。需要注意的是 FCC 辐射掩模指的是单边功率谱密度  $P_M(f) = -41.3\text{dBm/MHz}$ 。因此, 占用整个 UWB 频段的信号最大发射功率  $P_{M\max}$  为 (Benedetto 和 Giancola, 2004 年)

$$\begin{aligned} P_{M\max}(\text{dBm}) &= 10\lg \int_{3.1 \times 10^3}^{10.6 \times 10^3} P_M(f) df \\ &= -41.3 + 10\lg(10.6 \times 10^3 - 3.1 \times 10^3) \\ &\cong -2.55\text{dBm} \end{aligned} \quad (6.24)$$

亦即

$$P_{M\max} \cong 0.55\text{mW} \quad (6.25)$$

类似的, 如果在 3.1 ~ 10.6GHz 频率范围内的信号带宽为 500MHz (对应于 MB-UWB 技术方案), 最大允许发射功率  $P_{M\max}$  为

$$P_{M\max}(\text{dBm}) = -41.3 + 10\lg 500 = -14.3\text{dBm} \quad (6.26)$$

FCC 规范指出 UWB 无线信号必须满足辐射掩模和最大允许发射功率的要求。对于 UWB 无线链路来说, 信号功率等于最大允许发射功率的时候能够得到最好的系统性能。给定最大允许发射功率后, 我们就可以来评估在确保接收机达到预定目标误码率条件下的系统余量。

首先, 我们来确定接收端的噪声特性。假设接收机中唯一的噪声源为 AWGN。AWGN 是典型的热噪声, 由接收天线和接收机前端电路引入。以焦耳 (J) 为单位 (即 W/Hz) 的热噪声的 PSD 可以表示为

$$N_0 = k[T_a + (N_F - 1)T_0] \quad (6.27)$$

式中,  $T_a$  为接收天线的温度;  $T_0$  为环境温度,  $T_0 = 300\text{K}$ ;  $k$  为玻尔兹曼常数,  $k = 1.38 \times 10^{-23}\text{J/K}$ ;  $N_F$  为接收设备的噪声系数。

注意这里的  $N_0$  是单边 PSD, 对应的双边 PSD 是  $N_0$  的一半。

由于接收设备是穿戴在人体上的, 我们可以合理地假设  $T_a = T_0 = 300\text{K}$ , 所以式 (6.27) 可以重新写成如下的形式

$$N_0 = kT_0N_F \quad (6.28)$$

如果以 dB 为单位, 可以表示为

$$N_{0, \text{dB}} = 10 \lg(kT_0) + N_{F, \text{dB}} \quad (6.29)$$

其次, 在给定通信系统数据传输速率  $f_b$  的条件下, 我们来确定链路的  $E_b/N_0$ 。

根据式 (4.2), 采用下式来更加精确地表示接收机前端的接收功率

$$P_{r, \text{dBW}} = P_{t, \text{dBW}} + G_{\text{TX}, \text{dB}} - L_{\text{TX}, \text{dB}} - PL_{\text{dB}} - L_{M, \text{dB}} + G_{\text{RX}, \text{dB}} - L_{\text{RX}, \text{dB}} \quad (6.30)$$

其中包含了来自发射机和接收机的所有增益和损耗, 以及其他各种杂散损耗, 表 6.3 列出了每个物理量的意义。以 dB 为单位的链路  $E_b/N_0$  可以表示为

$$E_b/N_{0, \text{dB}} = P_{r, \text{dBW}} - 10 \lg f_b - N_{0, \text{dB}} \quad (6.31)$$

最后, 我们定义系统的余量  $M_s$  为

$$M_s = \frac{E_b/N_0}{[E_b/N_0]_{\text{spec}}} \quad (6.32)$$

其中  $[E_b/N_0]_{\text{spec}}$  指的是系统为达到某个特定的错误概率所需要的  $E_b/N_0$ 。

在式 (6.32) 中, 如果链路的  $E_b/N_0$  超过了所要求的  $[E_b/N_0]_{\text{spec}}$ , 这意味着系统的余量  $M_s \geq 0$  dB, 那么该无线通信方案是可行的。系统余量越大, 则通信传输的可靠性和稳定性越高。

表 6.3 体表 UWB 链路预算分析参数设置

发射机和接收机	
频率/GHz	3.1 ~ 10.6
发射机输出功率 $P_t$ /dBm	-2.55
发射机天线增益 $G_{\text{TX}}$ /dBi	0
发射机损耗 $L_{\text{TX}}$ /dB	0
各项损耗 $L_M$ /dB	3
接收机天线增益 $G_{\text{RX}}$ /dBi	0
接收机损耗 $L_{\text{RX}}$ /dB	0
标准温度 $T$ /K	300
接收机噪声系数 $N_F$ /dB	6
玻尔兹曼常数 $k$ /(J/K)	1.38E-23
信号质量参数	
误码率	$10^{-3}$
$[E_b/N_0]_{\text{spec}}$ (静态阴影衰落信道)	38 (PAM, 相关接收机) 41 (PPM, 相关接收机)
$[E_b/N_0]_{\text{spec}}$ (动态多径衰落信道)	11.8 (PPM-TH, 2支路 RAKE, 10Mbit/s) 10.8 (PPM-TH, 4支路 RAKE, 10Mbit/s) 13.2 (PPM-TH, 2支路 RAKE, 70Mbit/s) 11.7 (PPM-TH, 4支路 RAKE, 70Mbit/s) 14.2 (PPM-TH, 2支路 RAKE, 90Mbit/s) 12.1 (PPM-TH, 4支路 RAKE, 90Mbit/s)
编码增益/dB	0

类似地, 根据纠错编码理论, 我们取  $BER = 0.001$  为预设的错误概率门限。对于相关接收机, 图 6.1 与图 6.2 已经给出了体表 UWB 静态阴影衰落信道下系统的平均 BER。从图中可以看出, 二进制 PAM 和 PPM 所需要的  $E_b/N_0$  分别为 38dB 和 41dB。基于表 6.3 所给出的系统参数, 图 6.12 和图 6.13 给出了数据传输速率分别为 0.1Mbit/s、1Mbit/s 和 10Mbit/s 时系统余量与通信距离之间的关系。从图中可以看出, 当数据传输速率小于 1Mbit/s 时, 如果要求系统的余量大于 0dB, 则 PPM 信号和 PAM 信号的通信距离可以分别达到 0.3m 和 0.4m, 但是当数据传输速率升高为 10Mbit/s 时, 通信距离则急剧下降为 0.2m 甚至更小。

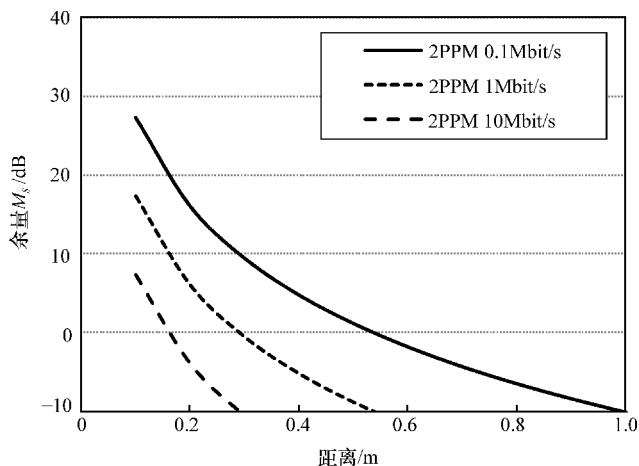


图 6.12 体表静态阴影衰落信道下, 采用 PPM 的 UWB 系统在不同数据传输速率时的系统最大安全余量与通信距离之间关系

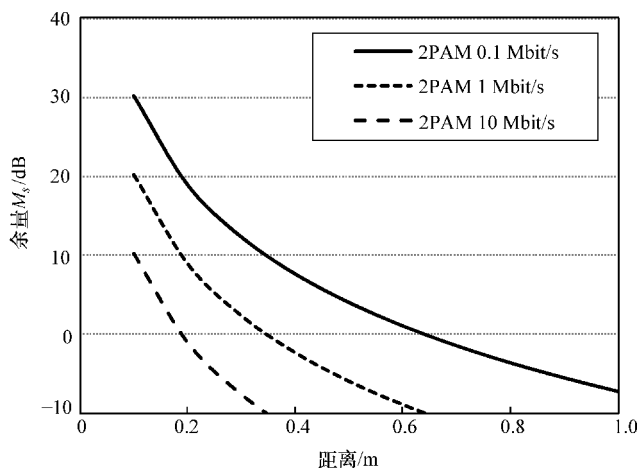


图 6.13 体表静态阴影衰落信道下, 采用 PAM 的 UWB 系统在不同数据传输速率时的系统最大安全余量与通信距离之间关系

另一方面, 在动态多径衰落环境中, 采用类似于 RAKE 接收机这样的先进接收机结构有望使系统获得更大的余量。根据图 6.7 ~ 图 6.9 的结果, 我们可以总结出在不同数据传输速率下 2 支路和 4 支路 RAKE 接收机分别所需要的  $E_b/N_0$ , 如表 6.3 所示。图 6.14 给出了系统余量结果。正如所预期的, 采用 2 支路 RAKE 接收机或者 4 支路 RAKE 接收机之后, 系统的通信距离显著提高。即使数据传输速率高达 90 Mbit/s, 在通信距离接近 0.6 m 时, 最大系统余量也能够大于 0 dB。当数据传输速率为 10 Mbit/s 时, 通信距离在 1.3 m 以内系统余量总能够大于 0 dB。实际上, 1.3 m 的通信距离几乎能够覆盖人体表面所有的通信范围。需要注意的是, 在上述链路预算分析中, 我们均采用了最大允许发射功率 (即 -2.55 dBm)。此外, 降低数据传输速率还可以有效地增加最大通信距离。

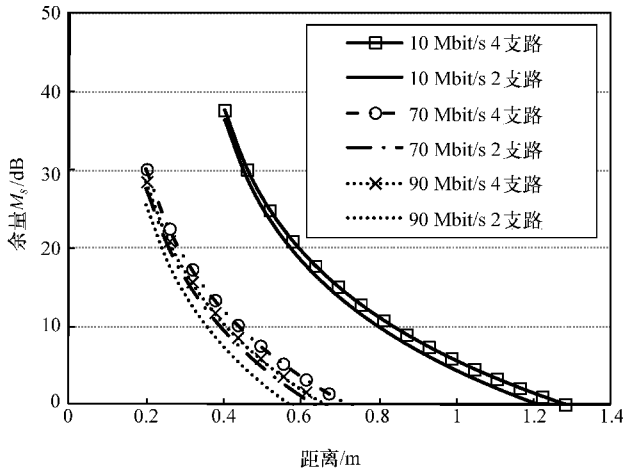


图 6.14 体表动态多径衰落信道下, 采用 PPM 的 UWB 系统在不同数据传输速率时的系统最大安全余量与通信距离之间关系

### 6.2.3 最大通信距离

图 6.7 ~ 图 6.9 给出了多径衰落信道中系统平均  $E_b/N_0$  与平均 BER 之间的关系。根据式 (4.10) 所给出的路径损耗模型和式 (6.24)、式 (6.25) 所给出的最大允许发射功率, 我们通过式 (6.30) 可以计算得到最大接收功率, 从而可以推导得到  $E_b/N_0$  与传播距离  $d$  之间的函数关系, 如下式所示

$$\begin{aligned}
 E_b/N_0, \text{ dB} &= P_r, \text{ dBW} - 10\lg f_b - N_0, \text{ dB} \\
 &= P_t, \text{ dBW} - PL_{\text{dB}} - 10\lg f_b - N_0, \text{ dB} \\
 &= P_t, \text{ dBW} - PL_{0, \text{ dB}} - 10n\lg \left[ \frac{d}{d_0} \right] - 10\lg f_b - N_0, \text{ dB}
 \end{aligned} \tag{6.33}$$

这里我们假定式 (6.30) 中发射机、接收机的增益和损耗, 以及其他各种杂散损耗均为 0。在这种情况下, 给定数据传输速率  $f_b$  之后, 我们可以根据式 (6.33) 将系统的平均 BER 表示成传播距离的函数。基本上来讲, 当通信距离扩展至覆盖整

个人体表时, 体表信道的统计特性也不会发生大的变化, 因此以上分析和推导过程对整个体表范围内的通信都是成立的。

图 6.15 ~ 图 6.17 给出了采用 PPM 以及相关检测/RAKE 接收的系统在数据传输速率分别为 10Mbit/s、70Mbit/s 和 90Mbit/s 时, 系统的 BER 性能与通信距离之间的关系。为了使系统的 BER 接近等于 0.001, 当数据传输速率为 10Mbit/s 时, 相关接收机所能支持的最大通信距离大约为 1.1m, 而 4 支路 RAKE 接收机能够支持的最大通信距离则为 1.3m; 当数据传输速率为 70Mbit/s 时, 相关接收机所能支持的最大通信距离严重下降, 而 4 支路 RAKE 接收机仍然能够支持 0.7m 的最大通信距离; 当数据传输速率为 90Mbit/s 时, 情况类似, 相关接收机能够支持的距离继续快速下降, 此时 4 支路 RAKE 接收机能够支持的距离也降至 0.65m。

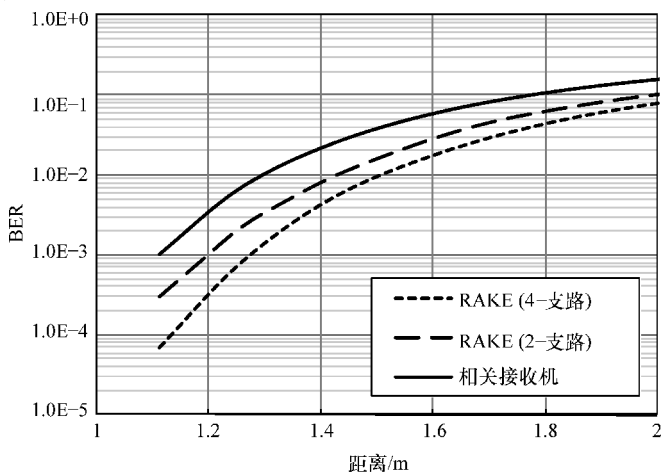


图 6.15 数据传输速率为 10Mbit/s 时系统 BER 与通信距离之间关系

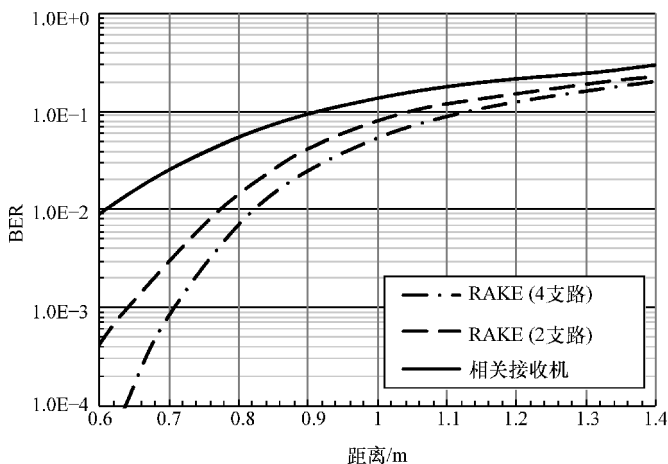


图 6.16 数据传输速率为 70Mbit/s 时系统 BER 与通信距离之间关系 (Wang Q. 和 Wang J., 2010 年)

注: 经 Wang Q. 和 Wang J. 允许复制, 引自“Performance of ultra wideband on - body communication based on statistical channel model,” IEICE Transactions on communications, E93 - B, 4, 833 - 841, 2010 年。

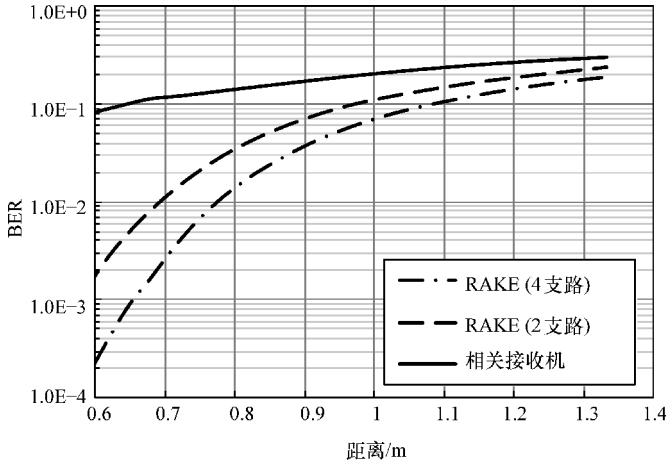


图 6.17 数据传输速率为 90Mbit/s 时系统 BER 与通信距离之间关系 (Wang Q. 和 Wang J., 2010 年)

注: 经 Wang Q. 和 Wang J. 允许复制, 引自 “Performance of ultra wideband on - body communication based on statistical channel model,” IEICE Transactions on communications, E93 - B, 4, 833 - 841, 2010 年。

表 6.4 列出了对于设定的两个 BER 门限, 系统以不同数据传输速率传输时所能达到的通信距离。在给定 BER 门限和最大数据传输速率的情况下, 最短的通信距离在 0.6m 左右。这意味着在满足 FCC 辐射频谱掩模的条件下, 如果以最大数据传输速率通信, 采用 2 支路或 4 支路 RAKE 接收机的 UWB - PPM - TH 系统在人体表面的有效通信距离至少为 0.6m。如果允许更低的数据传输速率, 例如 10Mbit/s, 在人体表面的有效通信距离可以超过 1.3m。

表 6.4 采用 PPM 时系统在不同数据传输速率情况下的最大通信距离

(单位: m)

	10Mbit/s		70Mbit/s		90Mbit/s	
	2 支路	4 支路	2 支路	4 支路	2 支路	4 支路
BER = 0.01	1.42	1.50	0.77	0.83	0.70	0.78
BER = 0.001	1.20	1.28	0.64	0.71	0.57	0.65

图 6.15 ~ 图 6.17 所给出的不同数据传输速率条件下系统 BER 性能与通信距离之间的关系, 是基于人体正面信道的路径损耗特性得出的。当通信链路的传播距离增大时, 路径损耗将会增加。在保持最大发射功率不变的情况下, 如果要使系统的 BER 仍然维持在 0.01 或者 0.001, 就必须降低数据传输速率, 用来补偿因为距离增大而导致的功率损耗的增加。

### 6.3 体内 UWB 通信

借助体内 UWB 信道模型, 我们可以对胶囊内窥镜和心脏起搏器两种应用的通



信性能进行分析和评估。在本节中，采用与前面章节相同的方法，对体内 UWB 信道下系统的平均 BER 性能进行推导。基于 BER 性能推导结果，我们将对链路预算进行分析，并讨论数据传输速率与所需发射功率之间的关系。

### 6.3.1 BER

#### 6.3.1.1 胶囊内窥镜应用中的体内至体表传输

体内至体表信道模型可以用于对胶囊内窥镜应用场景的分析中。在这种应用中，SNR 的变化主要是由体内发射机的位置变化而引起。胶囊被吞服后沿着消化器官移动，移动到不同的发射位置上时，发射信号便穿过不同的组织和器官传播。这里 SNR 的变化指的即是阴影衰落。根据这种随机变化的 SNR，为了推导得到系统的平均 BER，我们需要知道 SNR 的概率密度函数。前面章节已经指出阴影衰落服从对数正态分布。通过与 6.2.1 节介绍的相同的推导过程，我们可以得到采用几种典型调制方案时 UWB 系统的平均 BER。

图 6.18 和图 6.19 分别给出了 IR-UWB 系统在采用 PPM 调制和 OOK 调制时，在 AWGN 信道下的理想 BER 性能与实际衰落信道下 BER 性能的对比。这两种方案中接收机均采用非相干能量检测。正如从图中所看到的，采用 OOK 调制时系统平均 BER 性能比采用 PPM 时的性能下降大约 3dB。这是由于在相同的数据传输速率和噪声功率条件下，采用 PPM 时每位带宽是采用 OOK 调制时的两倍，这使得 PPM 时的噪声功率谱密度只有 OOK 调制时的一半。从这两个图中我们还可以发现，对于胶囊内窥镜应用来说，在体内至体表 UWB 信道下系统的平均 BER 性能下降比较严重。

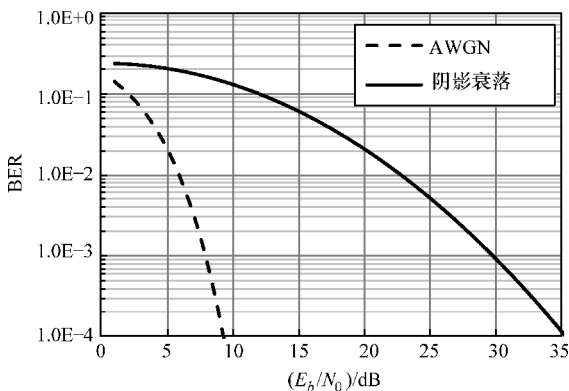


图 6.18 采用 PPM IR-UWB 系统在 AWGN 信道以及体内阴影衰落信道下的 BER 性能比较（采用非相干能量检测）

分集接收是提高 BER 性能的一种有效手段。分集接收是指将两路或多路具备不同特性的信道中的信号合并起来，以提高接收信号的可靠性。例如，我们可以在

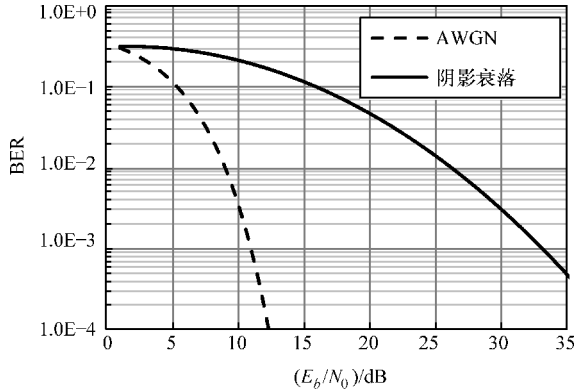


图 6.19 采用 OOK 调制的 IR-UWB 系统在 AWGN 信道以及体内阴影衰落信道下的 BER 性能比较 (采用非相干能量检测)

接收端设置两根或两根以上的天线来实现分集接收, 这就是空间分集。图 4.6 中给出的分析模型就符合这种设置要求。这里我们考虑采用空间分集, 接收信号合并方式采用最大比合并 (MRC)。MRC 方式能够使衰落信道下通信系统接收端所获得的 SNR 达到最大。从这个意义上讲, 相对于其他合并方式, MRC 是一种理论上最优的合并方式。

根据 4.2.3 节和 4.3.3 节所推导出的体内至体表信道特性, 将两个对数正态分布信道的输出信号采用 MRC 之后, 所得到的信号可以视为服从“对数正态和分布”。推导出对数正态和分布的 PDF, 对于评估体内至体表信道下系统的平均 BER 性能非常重要。基于这一重要性, 下面必须尝试推导对数正态和分布的 PDF。但是, 5.4 节已经指出, 对数正态和分布 PDF 的理论解析式是未知的。相比之下, 基于矩量母函数 (MGF) 的近似方法是一种能够得到解析解并且灵活可行的方法, 在该方法中我们用对数正态分布来逼近对数正态和分布。该方法将对数正态和分布 MGF 的低阶 Gaussian-Hermite 近似式, 与对数正态分布 MGF 的低阶 Gaussian-Hermite 近似式相匹配。通过式 (5.47) 可以求解得到对数正态和分布 PDF 的均值  $\mu_Y$  和标准差  $\sigma_Y$  (均以 dB 为单位)。Hermite 积分阶数  $N$  和参数  $S_m$  用于调节低阶 Gaussian-Hermite 积分的加权结果, 它们对于尽可能精确地求得对数正态和分布的 PDF 起着重要作用。在体内至体表信道中, 根据对 FDTD 方法推导出的接收功率的 PDF 进行拟合时所能达到的精度, 可以确定参数  $S_m$  的取值为  $(S_1, S_2) = (0.1, 1.5)$ ,  $N$  的取值为 6。这样, 我们就可以通过数值方法对式 (5.47) 所给出的包含未知参量  $\mu_Y$  和  $\sigma_Y$  的非线性方程进行求解, 例如, 可以借助 MATLAB<sup>®</sup> 软件中的 *fsolve* 函数来求解。

图 6.20 给出了基于 FDTD 计算数据所得出的接收功率的 PDF, 以及通过基于 MGF 的对数正态和近似方法得到的接收功率的 PDF (Shi、Anzai 和 Wang, 2011

年)。在对数正态和近似方法求解过程中,接收天线分别位于图 4.6 中的 Rx1 和 Rx2 位置处,接收端采用 MRC 方式。表 6.5 列出了采用 MRC 分集接收情况下所得到的对数正态和分布中两个参数  $\sigma$  和  $\mu$  的近似值。从图 6.20 可以看出,上述方法得到的 PDF 近似结果与根据 FDTD 方法计算结果得到的 PDF 吻合得很好。此外,与表 6.5 中给出的单支路数据相比,我们可发现采用 MRC 分集接收之后,参数  $\sigma$  的数值减小了。

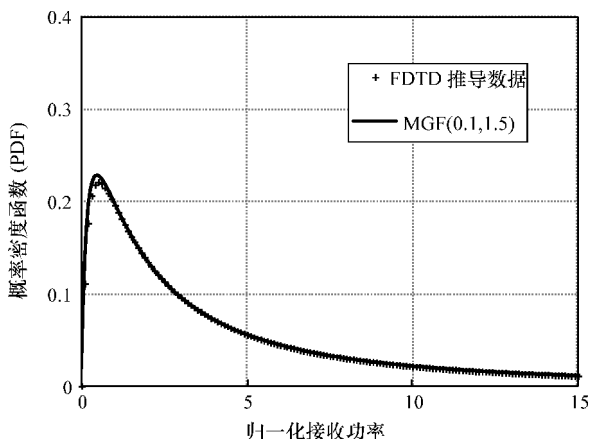


图 6.20 基于 FDTD 计算数据以及通过基于 MGF 的对数正态和近似方法所得到的接收功率 PDF

表 6.5 对数正态分布参数

	$\mu$	$\sigma$
Rx1	0	1.88
Rx2	0	1.76
Rx1 和 Rx2	1.19	1.38

利用对数正态和分布的 PDF 以及表 6.5 中给出的参数近似值,并结合 AWGN 信道中采用非相干检测时 PPM 和 OOK 信号的 BER 结果,我们可以通过式 (6.1) 来计算采用 MRC 合并、分集接收天线位于 Rx1 和 Rx2 处时系统的平均 BER 性能。图 6.21 和图 6.22 分别给出了采用 PPM 和 OOK 调制的 IR-UWB 系统在采用 MRC 分集接收技术之后的平均 BER 性能。从图中可以看出,当 BER 等于  $10^{-3}$  时,PPM 和 OOK 调制系统均获得了大约 10dB 的显著性能增益,并且所达到的分集增益为 2。

应当注意的是,在对数正态和分布的理论推导过程中,我们假设两路接收信号是统计独立的。而这一点是不一定成立的,因为两路接收信号之间可能存在一定的相关性,这将会导致分集增益下降。因此,为了有效地获得分集增益,我们需要选

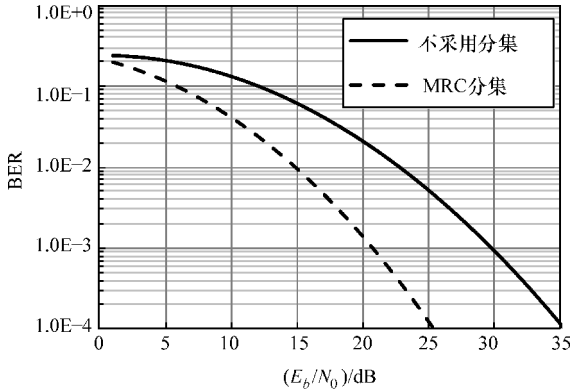


图 6.21 采用 PPM 及非相关检测的 IR - UWB 系统在采用 MRC 分集接收情况下的平均 BER 性能

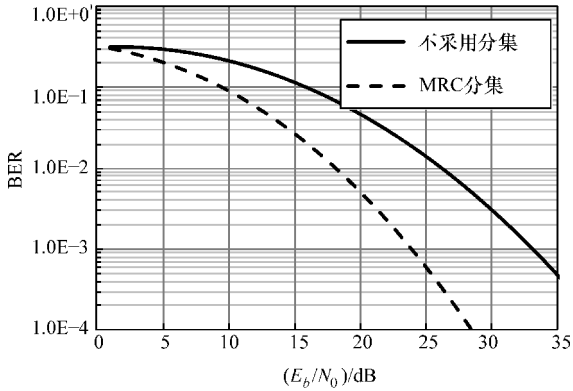


图 6.22 采用 OOK 调制及非相关检测的 IR - UWB 系统在采用 MRC 分集接收情况下的平均 BER 性能

择相关系数尽可能小的两路信道进行分集接收。

### 6.3.1.2 心脏起搏器应用中的体内至体外传输

4.2.3 节和 4.3.3 节已经详细给出适用于心脏起搏器应用的体内至体外信道模型。SNR 的波动主要是由于发射机或接收机处于不同位置时, 各种人体组织导致的阴影效应造成的。两径冲激响应模型可以比较充分地表征这类信道的特性, 表 4.13 给出了对应的统计分布参数。

采用与体内至体表传输分析中相同的方法, 我们可以通过式 (6.1) 推导得到系统的平均 BER 性能。不过, 我们也可以采用计算机仿真的方法来代替理论分析方法推导出 BER 性能 (Wang Q.、Masami 和 Wang J., 2011 年)。原则上, 通过这两种方法应该能够得到相同的 BER 结果。

发射机仍然采用 IR - UWB 体制, 并采用 PPM 方式, 接收机采用相关检测。表

6.6 列出了评估系统通信性能所用的仿真参数。

表 6.6 仿真参数说明

频段/GHz	3.4 ~ 4.8
脉冲波形	二阶微分高斯脉冲
脉冲宽度/ns	2.1
调制方式	PPM 的 IR - UWB
数据传输速率/(Mbit/s)	10
码片周期/ns	12.5
每个比特对应码片数	8
接收结构	相关检测或 RAKE 接收

图 6.23 给出了在体内至体外胸部的信道下系统的平均 BER 性能。由于系统的 BER 取决于信道冲激响应的特定实现，因此，为了获得平均 BER 性能，仿真中用到了离散冲激响应信道模型 20 个以上的样本实现，表 4.13 给出了信道模型参数。与胶囊内窥镜信道相比，胸部信道的路径损耗要小一些，因此这里所得到的平均 BER 性能要好得多。但是，当 BER 等于 0.001 时，系统所需要的  $E_b/N_0$  仍然在 18dB 左右，这主要是受到多径的影响。

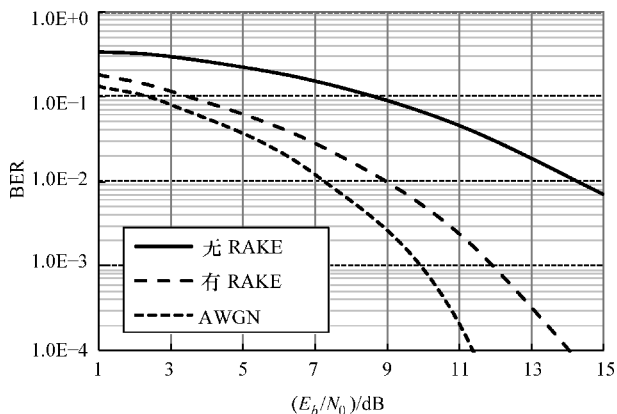


图 6.23 采用 PPM 及相关检测的 IR - UWB 系统在采用 2 支路 RAKE 接收机时的平均 BER 性能

在 IR - UWB 系统中，RAKE 接收机利用多个相关器来对抗多径问题。为了使 RAKE 接收机工作，同一个发送脉冲的不同多径分量需要分别进行处理并最终合并在一起。但是，在低频段 UWB 系统中，脉冲宽度大约为 2.1ns，而路径间延迟可能更小。这意味着从接收信号中将多径分量分离出来几乎是不可能的，因为脉冲宽度比路径间延迟要大。但是如果 RAKE 接收机预先知道多径的信息，那么还是能够有效工作。

根据体内胸部信道的特性我们知道，前两径分量在体内胸部信道的冲激响应中占据主导地位，并且两径之间的延迟大约为 1.43ns，路径间延迟的偏差非常小。

因此, 采用 2 支路 RAKE 接收机并将第二个支路的延迟时间设置为  $1.43\text{ns}$  是合理的。这样的 RAKE 接收机结构可以避免对多径分量的到达时间进行估计, 从而显著降低接收机的复杂度。图 6.23 给出了对 2 支路 RAKE 接收机平均 BER 性能仿真的结果。与不采用 RAKE 接收时相比, 当 BER 为 0.001 时, 系统的平均 BER 性能提高了近 6dB。与理想 AWGN 信道下采用相关接收机时的性能相比, 在衰落信道下采用 2 支路 RAKE 接收机时系统 BER 性能的下落小于 2dB。

### 6.3.2 链路预算

#### 6.3.2.1 胶囊内窥镜应用中的体内至体表传输

为了对胶囊内窥镜应用中 UWB 低频段体内至体表传输中的链路预算进行分析, 除了推导出路径损耗之外, 我们还需要计算出信号功率以及噪声特性参数。

FFC 发布的 UWB 辐射掩模规范对最大允许发射功率进行了限定。对于 UWB 低频段, 例如从  $3.4 \sim 4.8\text{GHz}$  频率范围, 最大允许发射功率为  $0.1\text{mW}$  或者  $-10\text{dBm}$ 。给定最大允许发射功率之后, 我们就可以来评估在确保接收机达到预定目标 BER 条件下的系统余量。

根据 6.2 节所介绍的内容, 在给定最大发射功率条件下, 我们可以采用式 (6.30) 计算得到接收功率, 再通过式 (6.31) 计算得到链路的 SNR 或  $E_b/N_0$ 。选择  $\text{BER} = 0.001$  作为预设的 BER 门限, 我们可以得到采用 PPM 或 OOK 调制的 IR-UWB 系统, 在采用非相干能量检测方案时所需要的  $E_b/N_0$ 。当不采用分集接收时, 对应所需要的  $E_b/N_0$  分别为 30dB 和 33dB; 采用 MRC 分集接收时, 对应需要的  $E_b/N_0$  分别为 21dB 和 24dB。

表 6.7 体内至体表 UWB 链路预算分析参数设置

发射机和接收机	
频率/GHz	3.4 ~ 4.8
发射机输出功率 $P_T/\text{dBm}$	-10
发射机天线增益 $G_{\text{TX}}/\text{dBi}$	0
接收机天线增益 $G_{\text{RX}}/\text{dBi}$	0
标准温度 $T/\text{K}$	300
接收器噪声系数 $N_F/\text{dB}$	6
玻尔兹曼常数 $k/(\text{J/K})$	$1.38\text{E}-23$
信号质量参数	
BER	$10^{-3}$
$[E_b/N_0]_{\text{spec}}/\text{dB}$	30 (PPM, 非相干检测)
	33 (OOK, 非相干检测)
	21 (PPM, 2支路 MRC 分集)
	24 (OOK, 2支路 MRC 分集)
编码增益/dB	0

系统仿真的参数设定如表 6.7 所示, 图 6.24 和图 6.25 分别给出了采用 PPM 以及 OOK 调制的 IR - UWB 系统, 当数据传输速率分别为 0.1Mbit/s、1Mbit/s 和 10Mbit/s 时系统余量与通信距离之间的关系。从图中可以看出, 当数据传输速率为 1Mbit/s 时, 在 PPM 方式下, 距离为 9cm 时系统余量大于 0dB; 在 OOK 调制方式下, 距离为 8cm 时系统余量大于 0dB。这里的距离均是指发射机与身体表面之间的距离。

如果数据传输速率增加至 10Mbit/s, 所允许的通信距离在 PPM 时仅为 6.5cm, 在 OOK 调制时仅为 6cm。这些结果表明, 为了能够从消化器官内将数据传输出来, 有必要进一步提高系统的 BER 性能。图 6.26 和图 6.27 给出了采用 MRC 分集接收技术后系统余量与通信距离之间的关系。通过改进接收机结构, 系统余量也得到了提高。正如从图中所看到的, 采用 PPM 及 2 支路 MRC 分集的 IR - UWB 系统, 当数据传输速率为 0.1Mbit/s 时, 发射机在消化器官内几乎所有的位置上 (距离体表一般在 15cm 以内) 系统余量均大于 0dB。然而, 当数据传输速率增加到 1Mbit/s 和 10Mbit/s 时, 相应的通信距离将会分别减少至 11.5cm 和 8.5cm。采用 OOK 调制时, 所允许的通信距离将略小于采用 PPM 时的通信距离。尽管采用 2 支路空间分集可以有效地提高系统性能, 但对于胶囊内窥镜应用所需要的高可靠性无线链路来说, 仍然是不够的。因为该应用要确保建立可靠的无线链路。为了实现更高速率的数据传输, 我们需要采用更高的分集阶数或者采用更大的发射功率。

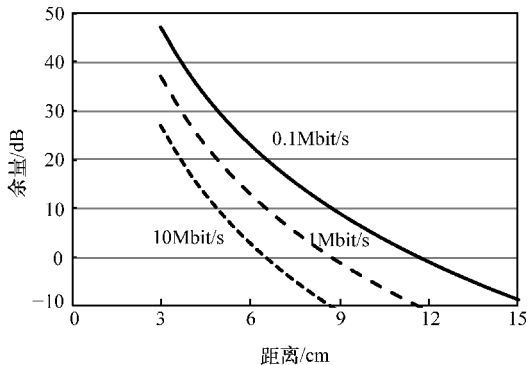


图 6.24 PPM - IR - UWB 系统中系统余量与距离之间关系

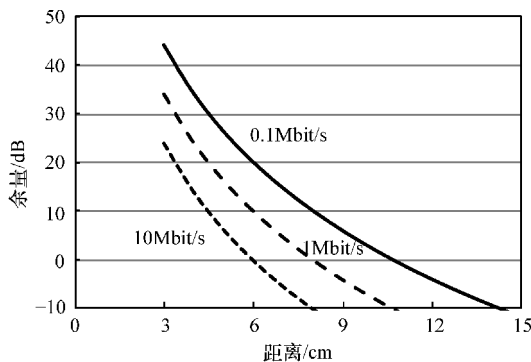


图 6.25 OOK - IR - UWB 系统中系统余量与距离之间关系

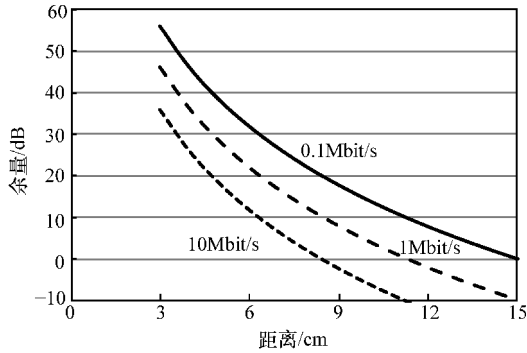


图 6.26 采用 MRC 分集接收时 PPM - IR - UWB 系统中系统余量与距离之间关系

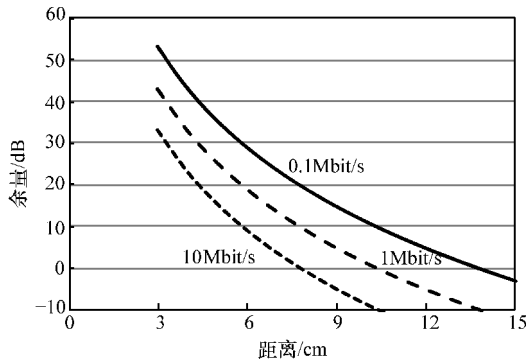


图 6.27 采用 MRC 分集接收时 OOK - IR - UWB 系统中系统余量与距离之间关系

以上分析都是基于 FCC 的 UWB 规范, 在最大允许发射功率为  $-10\text{dBm}$  的条件下进行的。但是, 这个规范面向的是室内环境。对于一个人体内部的 UWB 发射机而言, 信号在到达体表的过程由于受到有耗人体组织的影响会产生大幅度的衰减。这意味着只要到达体表的信号足够弱, 就可以允许体内 UWB 发射机有更大的发射功率。因此阐明数据传输速率与所需发射功率之间的关系将非常有意义。在 2 支路分集接收的条件下, 我们使用式 (6.33) 推导得出数据传输速率  $f_b$ 。在这里我们将  $E_b/N_0$  设置为  $[E_b/N_0]_{\text{spec}}$ , 从而使系统的 BER 接近等于 0.001, 即 PPM 的 IR - UWB 系统中  $E_b/N_0$  等于 21dB、OOK 调制的 IR - UWB 系统中  $E_b/N_0$  等于 24dB。图 6.28 给出了通信距离为 15cm 时, 数据传输速率与所需发射功率之间的关系, 注意 15cm 的距离几乎涵盖了胶囊内窥镜应用中所有可能的通信距离。根据图 6.28 给出的结果我们可以看出, 为了在体内至体表通信中获得高达 10Mbit/s 的数据传输速率, 所需要的发射功率至少为 10dBm (10mW)。这样的数据传输速率可以保证胶囊内窥镜应用实现高质量的图像传输。此外, 如果允许发射功率提高至 20dBm, 数据传输速率可以达到 50Mbit/s, 这将使得未经压缩的胶囊内窥镜图像的实时传输成



为可能。

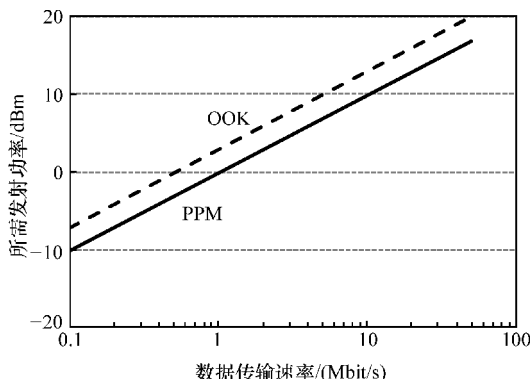


图 6.28 采用 MRC 分集接收情况下, 体内至体表通信距离为 15cm 时系统数据传输速率与所需发射功率之间关系

### 6.3.2.2 心脏起搏器应用中的体内至体外传输

根据前面章节的介绍, UWB 低频段最大允许发射功率为 0.1mW 或者 10dBm。通过式 (6.30) 我们可以计算出以最大允许功率发射时所得到的接收功率, 再根据式 (6.31) 我们可以获得链路的 SNR 或者  $E_b/N_0$ 。仍然选择 BER = 0.001 作为预设的 BER 门限, 我们可以得到心脏起搏器应用中体内至体外传输所需要的  $E_b/N_0$ 。根据图 6.23 给出的 BER 性能, 对于采用 PPM 和相关检测的 IR-UWB 系统, 未采用 RAKE 接收机和采用 2 支路 RAKE 接收机时所需要的  $E_b/N_0$  分别为 18dB 和 12dB。

采用表 6.8 中的系统参数进行分析, 图 6.29 给出了采用 PPM 且未用 RAKE 接收的 IR-UWB 系统, 当数据传输速率分别为 0.1Mbit/s、1Mbit/s 和 10Mbit/s 时系统余量与体内发射机到体外接收机的距离之间的关系。从图中可以看出, 通信距离小于 40cm 时, 即使数据传输速率高达 10Mbit/s, 系统余量也总是大于 0dB。采用 2 支路 RAKE 接收机以后, 如图 6.30 所示, 当数据传输速率为 10Mbit/s 时, 在最大通信距离 40cm 处, 系统余量增大至 10dB。这些链路预算分析结果表明, 在 UWB 低频段, 我们可以为心脏起搏器应用建立起可靠的无线链路。

表 6.8 体内至体外 UWB 链路预算分析参数设置

发射器和接收器	
频率/GHz	3.4 ~ 4.8
发射机输出功率 $P_t$ /dBm	-10
发射机天线增益 $G_{TX}$ /dBi	0
接收机天线增益 $G_{RX}$ /dBi	0
标准温度 $T$ /K	300
接收机噪声系数 $N_F$ /dB	6
玻尔兹曼常数 $k$ /(J/K)	1.38E-23

(续)

信号质量参数	
BER	$10^{-3}$
$[E_b/N_0]_{\text{spec}}/\text{dB}$	18 (PPM, 非相关检测)
	12 (PPM, 2 支路 RAKE 接收)
编码增益/dB	0

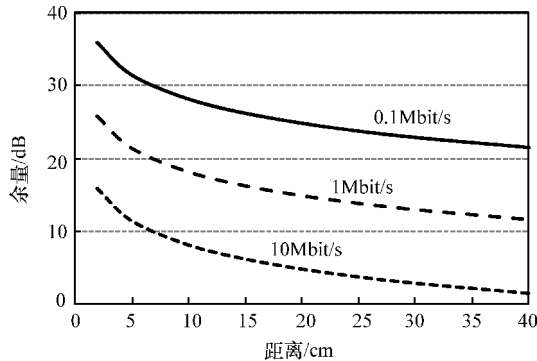


图 6.29 未采用 RAKE 接收的 PPM-IR-UWB 系统中系统余量与距离之间关系

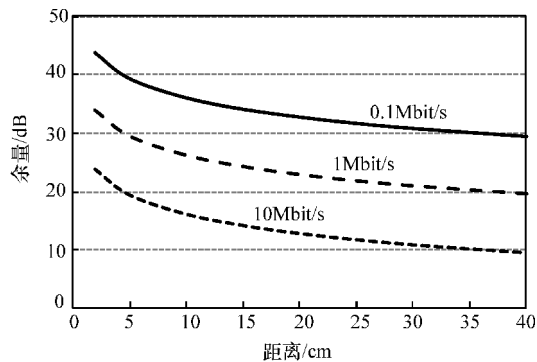


图 6.30 采用 RAKE 接收的 PPM-IR-UWB 系统中系统余量与距离之间关系

另一方面, 为了实现更高的数据传输速率, 我们给出数据传输速率与所需发射功率之间的关系。这个关系可以通过式 (6.33) 推导得出, 其中路径损耗由式 (4.14) 给出。在这里我们仍然将  $E_b/N_0$  设置为  $[E_b/N_0]_{\text{spec}}$ , 以使系统的 BER 接近等于 0.001, 即未采用 RAKE 接收情况下  $E_b/N_0$  为 18dB、采用 2 支路 RAKE 接收情况下  $E_b/N_0$  为 12dB。图 6.31 给出了体内发射机与体外接收机之间通信距离为 40cm 的情况下, 数据传输速率与所需发射功率之间的关系。结果表明, 最大允许发射功率为 -10dBm 时, 采用 RAKE 接收技术, 可以使心脏起搏器应用中体内至体外 UWB 信号传输的数据传输速率达到 100Mbit/s。

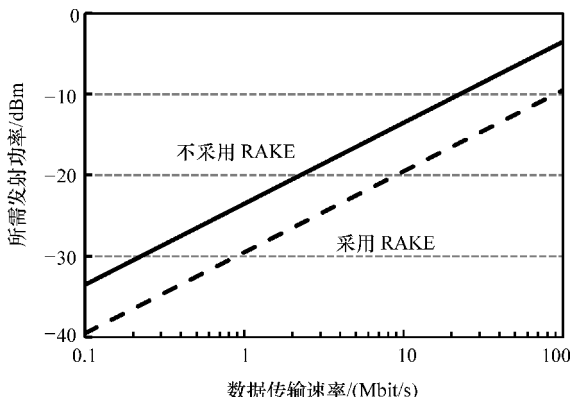


图 6.31 在胸部区域的体内至体外信道条件下, 传输距离为 40cm 时 PPM-IR-UWB 系统的数据传输速率与所需发射功率之间关系

## 6.4 体内 MICS 频段通信

体内 MICS 频段的通信应用包含了无线胶囊内窥镜。在本节中, 我们采用与前面章节中相同的方法, 对体内 MICS 频段信道下系统的平均 BER 性能进行推导。基于所得到的 BER 性能结果, 我们也将对链路预算进行分析, 并讨论数据传输速率与所需发射功率之间的关系。

### 6.4.1 BER

MICS 频段与 UWB 频段相比, 信号在人体中的穿透性更强。因此, 虽然 MICS 频段的可用带宽变窄, 却可以为消化器官内部向外部的实时图像和视频传输提供更好的性能。胶囊内窥镜沿消化器官移动过程中, 阴影衰落导致接收端的 SNR 产生波动。在 4.2.4 节中已经说明阴影衰落服从对数正态分布, 因此我们可以采用与 6.2.1 节中所介绍的相同的方法, 来分析推导 SNR 的 PDF, 以及采用几种典型的窄带调制方式时系统的平均 BER。

图 6.32 给出了采用 BPSK 调制和最优解调方案时, AWGN 信道下系统的理想 BER 性能, 与 MICS 频段阴影衰落信道下系统的平均 BER 性能之间的对比。由于阴影衰落的影响, 在阴影衰落信道下系统的 BER 性能下降明显。尽管此时 MICS 频段的 BER 性能略优于 UWB 低频段的 BER 性能, 但是为了使系统的 BER 接近等于 0.001, 所需要的  $E_b/N_0$  仍然达到了 26dB。

为了改善 BER 性能, 接收机也需要采用空间分集技术。我们从如图 4.11 所示的围绕人体设置的 7 个接收机中选择两个进行分集。为了简化, 分集合并采用等增益合并 (EGC) 方式, 因为它不需要相位检测器和移相器。对两个对数正态分布

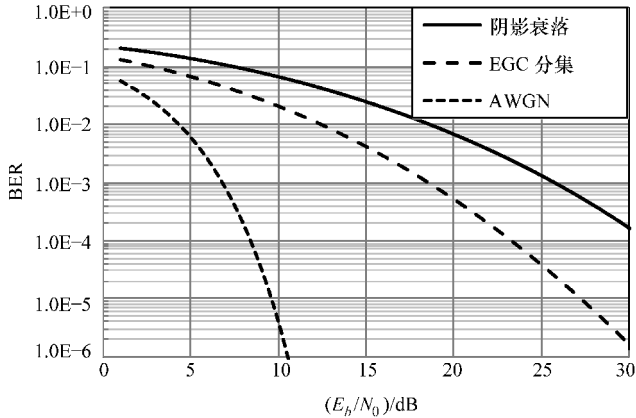


图 6.32 采用 BPSK 调制和最优解调的系统在 AWGN 信道与 MICS 频段阴影衰落信道下的 BER 性能比较

信道的输出信号采用 EGC 方式合并后, 所得到的信号近似服从对数正态分布。我们仍然采用 MGF 方法, 将对数正态分布的 MGF 的低阶 Gaussian - Hermite 近似式, 与对数正态分布 MGF 的低阶 Gaussian - Hermite 近似式相匹配, 然后推导得到合并信号的 PDF。表 6.9 中给出了 Rx1 和 Rx2 位置处的两个接收机各自单独接收到的信号所对应的参数  $\sigma$  和  $\mu$ , 以及采用 EGC 方式合并后的信号所对应的参数。可以看到采用 EGC 分集后, 参数  $\sigma$  的值大大减小。

表 6.9 对数正态分布参数

	$\mu$	$\sigma$
Rx1	0	1.87
Rx2	0	1.70
Rx1 和 Rx2	-0.45	1.38

除了均值有所变化之外, 接收端  $E_b/N_0$  的 PDF 与接收信号功率的 PDF 相同。利用推导得到的 PDF, 我们可以计算出采用分集接收技术之后系统的理论 BER 性能。图 6.32 给出了计算结果。与单支路接收时相比, 采用 2 支路分集、EGC 的方式能够将系统的 BER 性能提高约 8dB。例如, 为了使系统的平均 BER 等于 0.001, 采用 EGC 分集的接收机所需要的  $E_b/N_0$  仅为 18dB。此外, 从图 6.32 中 BER 曲线可以看出所达到的分集增益也为 2。

#### 6.4.2 链路预算

为了分析胶囊内窥镜应用中在 MICS 频段上传输信号时的链路预算, 我们首先应该指定最大发射功率。由于 MICS 频段所允许的最大发射功率为  $25\mu\text{W}$  或者  $-16\text{dBm}$ , 这里我们将该功率值用于链路预算分析中。但是, 从生物安全性角度来

看, 功率值为 20mW 或者 13dBm 也是可以接受的, 因为这样的功率值不会导致任意 10g 人体组织的 SAR 超过 2W/kg。

与 6.2 节介绍的方法一样, 我们使用式 (6.30) 来计算得到以最大允许功率发送信号时的接收功率值, 再通过式 (6.31) 得到传输链路的 SNR 或者  $E_b/N_0$ 。设定系统的 BER 门限为  $BER = 0.001$ , 在采用 BPSK 调制以及最佳接收机情况下, 我们可以得到不采用分集接收时系统所需要的  $E_b/N_0$  为 26dB, 采用 2 支路 EGC 分集接收时所需要的  $E_b/N_0$  为 18dB。

表 6.10 给出了 MICS 频段链路预算分析所采用的参数。利用表 6.10 给出的参数, 图 6.33 和图 6.34 分别给出了数据传输速率为 0.1Mbit/s、1Mbit/s 和 10Mbit/s 时, 使用传统最优接收机的系统在未采用分集接收以及采用 EGC 分集接收的情况下, 系统余量与通信距离之间的关系。从图中可以看出, 为了使系统余量大于 0, 对于未采用分集接收的系统, 当数据传输速率为 0.1Mbit/s 时, 从消化器官内部向外部的通信距离必须在 12cm 以内; 数据传输速率为 10Mbit/s 时, 通信距离必须在 5cm 以内。这对于需要实时传输数据的胶囊内窥镜应用来说, 显然是不够的。而采用 2 支路 EGC 分集接收之后, 为了使系统余量大于 0dB, 当数据传输速率为 0.1Mbit/s 时, 通信距离可以增大到 17cm; 但是当数据传输速率为 10Mbit/s 时, 通信距离仍然小于 8cm。采用 EGC 分集接收、数据传输速率为 1Mbit/s 时, 为使系统余量大于 0dB, 通信距离可以达到 12cm, 这基本上覆盖了从体内消化器官到体表的所有通信范围。链路预算结果表明, 在 MICS 频段进行低传输速率的胶囊内窥镜数据传输是可行的, 但是要实现高速率传输比较困难。

表 6.10 体内 MICS 频段链路预算分析参数设置

发射机和接收机	
频率/MHz	400
发射机输出功率 $P_t$ /dBm	-16
发射机天线增益 $G_{TX}$ /dBi	0
接收机天线增益 $G_{RX}$ /dBi	0
标准温度 $T$ /K	300
接收机噪声系数 $N_f$ /dB	6
玻尔兹曼常数 $k$ /(J/K)	$1.38E-23$
信号质量参数	
BER	$10^{-3}$
$[E_b/N_0]_{spec}$ /dB	26 (BPSK, 相关检测) 18 (BPSK, 2 支路 EGC 分集)
编码增益/dB	0

另一方面, 我们可以给出以一些更高的数据传输速率时, 数据传输速率与所需要的发射功率之间的关系。这个关系可以根据式 (6.33) 推导得到。为了使系统的 BER 接近等于 0.001, 我们将  $E_b/N_0$  设置为  $[E_b/N_0]_{spec}$ , 即未采用 EGC 分集

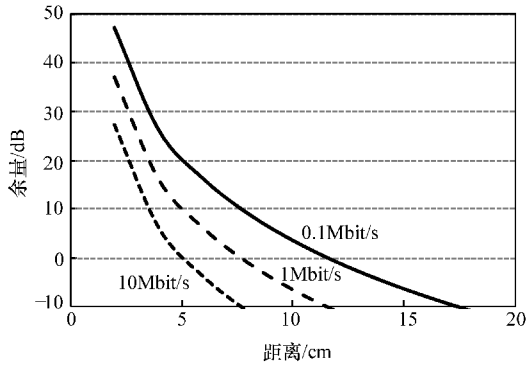


图 6.33 采用 BPSK 调制及常规相关接收机时系统余量与通信距离之间的关系

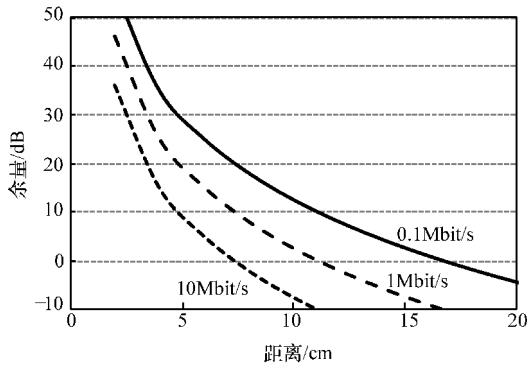


图 6.34 采用 BPSK 调制、相关接收机及 EGC 分集接收时系统余量与通信距离之间的关系

接收时  $E_b/N_0$  等于 26dB，采用 2 支路 EGC 分集接收时  $E_b/N_0$  等于 18dB。图 6.35 给出了通信距离为 15cm 时，数据传输速率与所需要的发射功率之间的关系。图中的结果表明，发射功率不超过 0dBm 时，实现 10Mbit/s 的高速率传输是可行的。这样的发射功率等级不会在人体内部引起任何的生物热效应。

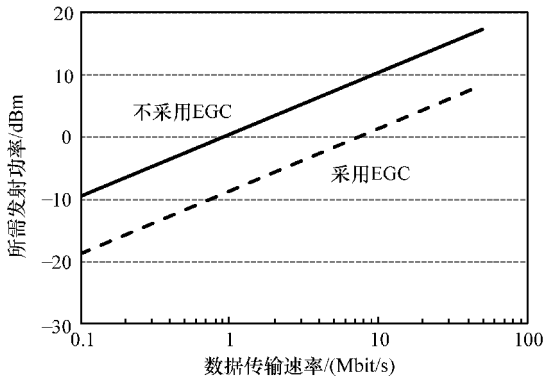


图 6.35 体内 MICS 频段通信中，通信距离为 15cm 时数据传输速率与所需发射功率之间的关系

## 6.5 人体通信

HBC 频段的体表路径损耗与 UWB 频段的体表路径损耗相比要小得多。由于 HBC 信号主要沿着人体自身传播，所以身体姿势对于通信性能的影响就不那么严重了。在本节中，我们采用与前面章节中相同的方法，通过式 (4.34) 所给出的 HBC 路径损耗模型来推导系统的平均 BER 性能。基于推导出的平均 BER 性能我们对链路预算进行分析，并讨论数据传输速率与所需发射功率之间的关系。

### 6.5.1 BER

图 6.36 给出了一个 HBC 频段的体表发送及接收脉冲信号的典型例子。利用两个信号之间的相关性，我们可以得到相关系数大约为 0.9。这意味着电磁波在人体表面的传播特性使得体表信号的畸变非常小——只是引入了一个衰减因子。另外，HBC 系统的数据传输速率比较低，这意味着信道输出信号中没有可分离的多径分量存在。因此，HBC 信道中系统的 BER 性能与 AWGN 信道下系统的 BER 性能相似。对于采用 BPSK 调制及相关检测的 HBC 系统，BER 由下式给出

$$P_b = Q(\sqrt{2E_b/N_0} \cdot \rho) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0} \cdot \rho) \quad (6.34)$$

式中， $\rho$  是发射信号与接收信号之间的相关系数。

图 6.37 给出了  $\rho$  等于 0.9 时，计算得到的在 HBC 信道中系统的 BER 性能曲线。从图中可以看出，与体表 UWB 信道相比，在 HBC 信道中系统的 BER 性能要好得多。当 BER 为 0.001 时，系统所需要的  $E_b/N_0$  仅为 8dB。

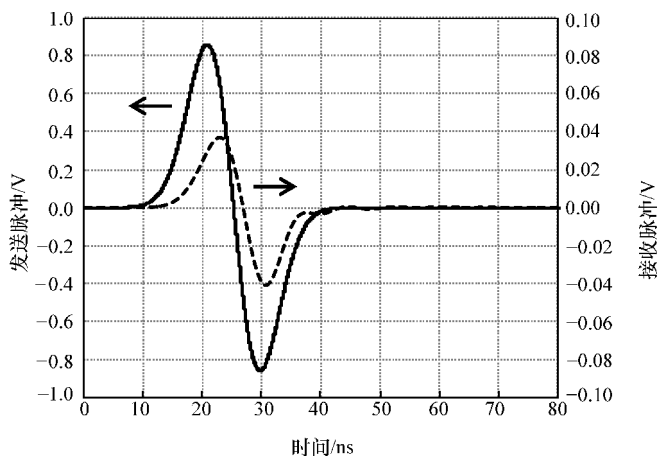


图 6.36 HBC 频段体表发送与接收脉冲信号实例

### 6.5.2 链路预算

如 6.4.2 节所介绍的, 20mW 或 13dBm 的发射功率不会导致任意 10g 人体组织的 SAR 大于 2W/kg, 因此这里我们将 13dBm 作为链路预算分析中的最大允许发射功率。将  $BER = 0.001$  作为 BPSK 最佳接收机的 BER 门限, 我们可以从图 6.37 中得出所需要的  $E_b/N_0$  为 8dB。

表 6.11 给出了链路预算中的系统参数设置。需要注意的是, HBC 发射机和接收机通常采用电极来代替天线。表 6.11 中的  $G_{TX}$  和  $G_{RX}$  实际上是发射电极和接收电极的增益。由于在 HBC 频段, 采用电极这种结构很难获得超过 0dB 的增益, 因此我们假定发射电极和接收电极的增益均为 -10dB。图 6.38 给出了数据传输速率分别为 0.1Mbit/s 和 1Mbit/s 时系统余量与通信距离之间的关系。从图中可以看出, 当数据传输速率为 1Mbit/s、系统 BER 为 0.001 时, 通信距离在 1.7m 以内均能保证系统余量大于 0dB。链路预算结果证明体表 HBC 链路在覆盖整个人体表面区域内的通信都是可行的。

表 6.11 HBC 频段链路预算分析参数设置

发射机和接收机	
频率/MHz	10 ~ 50
发射机输出功率 $P_t$ /dBm	13
发射电极增益 $G_{TX}$ /dBi	-10
接收电极增益 $G_{RX}$ /dBi	-10
标准温度 $T$ /K	300
接收机噪声系数 $N_f$ /dB	6
玻尔兹曼常数 $k$ /(J/K)	$1.38E-23$
信号质量参数	
BER	$10^{-3}$
$[E_b/N_0]_{spec}$ /dB	8 (BPSK, 相关检测)
编码增益/dB	0

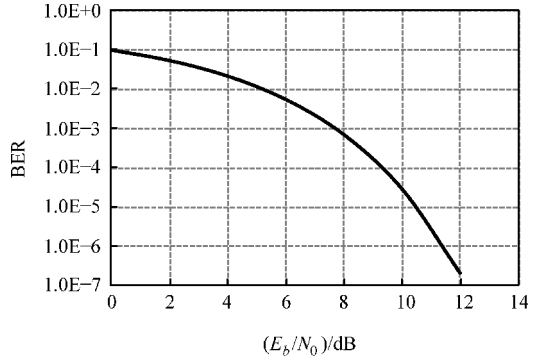


图 6.37 采用 BPSK 调制及相关检测的系统在 HBC 信道中的 BER 性能

另一方面, 由于体表通信可能采用不同的数据传输速率, 下面我们给出数据传输速率与所需发射功率之间的关系。这个关系可以通过式 (6.33) 推导得到, 其中路径损耗项用式 (4.34) 代替。为了使系统的 BER 接近等于 0.001, 将  $E_b/N_0$



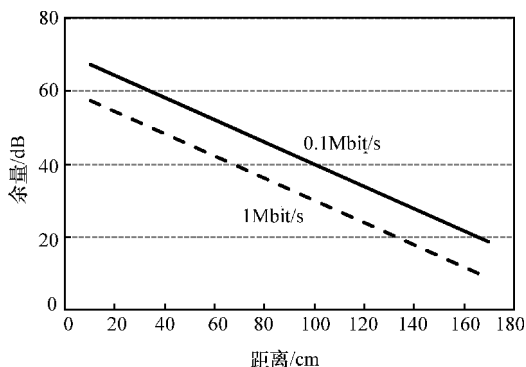


图 6.38 体表 HBC 通信采用 BPSK 和相关检测时系统余量和通信距离的关系

设置为  $[E_b/N_0]_{\text{spec}}$ ，即 8dB。图 6.39 给出了体表通信距离为 1m 时，数据传输速率与所需发射功率之间的关系。结果表明，采用 HBC 技术进行体表通信时，较低的发射功率通常就能够满足通信需求。

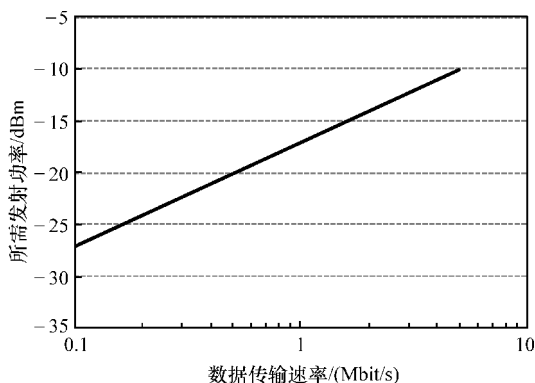


图 6.39 体表 HBC 通信距离为 1m 时数据传输速率与所需发射功率之间关系

## 6.6 双模式人体区域通信

保健和医疗应用中的 BAN 可能需要同时支持体表和体内通信功能。HBC 频段对于体表通信是一个很好的选择，因为在这个频段中人体充当传输媒质，该频段与 GHz 频段相比在路径损耗和信息安全性方面都具有优势。信息安全对于保健和医疗 BAN 来说非常重要。另一方面，为了在植入式 BAN 中提供高速率通信，MICS 频段和 UWB 低频段是比较好的选择，可以用于体内至体表数据传输。双模式结构的接收机能够同时有效地支持体表 BAN 和体内 BAN 的建立 (Cho 等, 2009 年)。

图 6.40 给出了双模式传输的概念。体表收发机既具有 HBC 通信功能，也具有

体内至体表通信功能。为了降低系统的功耗, 系统的结构设计需要尽可能简单。例如, 发射信号可以采用持续时间非常短的脉冲信号形式, 即 IR - UWB 信号, 信息数据可以通过 PPM 方式对脉冲进行调制, 并且不需要进行 RF 调制, 从而使得系统的结构非常简单。

图 6.41 给出了双模式 IR - UWB 系统的实现框图。发射脉冲采用正弦调制高斯脉冲, 如图 6.42 所示, 该脉冲信号由一个振荡器和一个带通滤波器 (Band Pass Filter, BPF) 共同

生成。不同传输模式对应的脉冲宽度不同: 体表传输模式的脉冲宽度为 50ns, 体内传输模式的脉冲宽度为 2.1ns。在体表传输模式下, 振荡器生成一个频率 30MHz 的正弦信号, 该信号再经过一个高斯成形带通滤波器, 即得到一个 -10dB 带宽在 10 ~ 50MHz 之间的脉冲。另一方面, 在体内传输模式下, 频率为 4.2GHz 的正弦信号经过高斯成形带通滤波器之后, 即得到一个 -10dB 带宽在 3.4 ~ 4.8GHz 之间的脉冲。图 6.43 分别给出了体表传输模式和体内传输模式下正弦调制高斯脉冲的功率谱示例。这两个脉冲基本符合上述带宽的要求。由于它们均满足带宽与中心频率之比大于 0.2 的条件, 因此都属于 UWB 信号。采用这两种类型的脉冲, 一种用于体表通信, 另一种用于体内通信, 通过 PPM 信息数据加载到脉冲上, 然后就可以将脉冲序列发送出去。

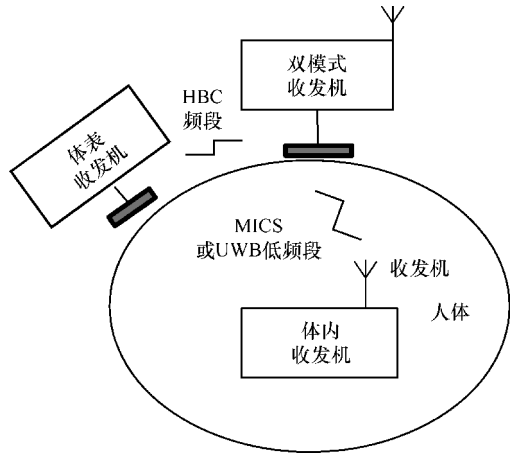


图 6.40 双模式通信的概念

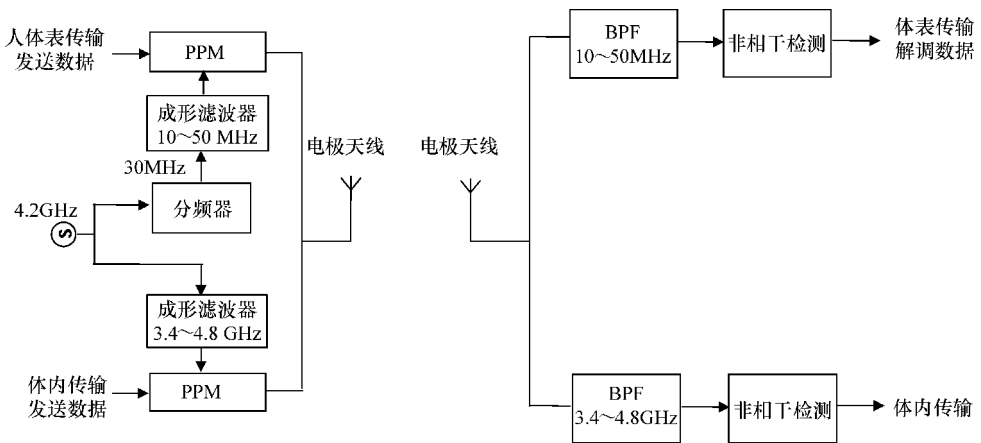


图 6.41 双模式 IR - UWB 系统实现框图

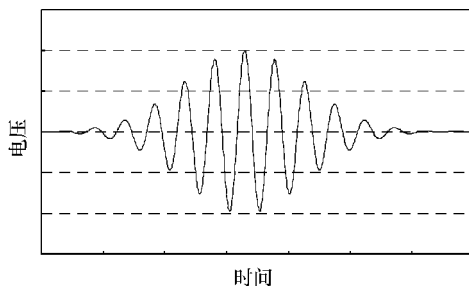


图 6.42 正弦调制高斯脉冲 (体表传输模式的脉宽为 50ns、体内传输模式的脉宽为 2.1ns)

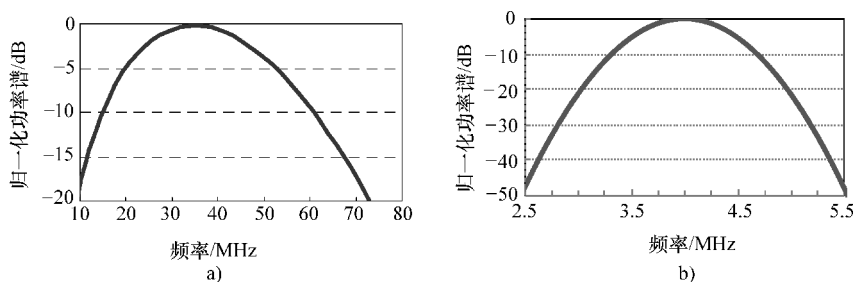


图 6.43 归一化功率谱

a) 体表传输模式 b) 体内传输模式

接收双模式信号时,通常采用一套共用的天线/电极装置以使系统简化。经过天线/电极装置之后,信号被送入两个独立的带通滤波器,然后再根据传输模式对滤波器输出信号进行解调。双模式设计有效地满足了在保健和医疗应用中对体表以及体内数据共同传输的基本需求。该系统中每一种模式对应的通信性能都可以按照前面几个小节介绍的方法来推导确定。

## 参 考 文 献

- Benedetto, D.M.-G. and Giancola, G. (2004) *Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals*, Prentice Hall, New Jersey, pp. 294–300.
- Bic, J.C., Duponteil, D., and Imbeaux, J.C. (1991) *Elements of Digital Communication*, John Wiley & Sons Ltd., Chichester, pp. 462–467.
- Cho, N., Roh, T., Bae, J., and Yoo, H.-J. (2009) A planar MICS band antenna combined with a body channel communication electrode for body sensor network. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, **57** (10), 2515–2522.
- FCC (2002) Federal Communications Commission: Revision of Part 15 of the Commission's rules Regarding Ultra-Wideband Transmission System: First report and order, Technical Report FCC 02–48 (Adopted February, 14 2002; Released April 22, 2002).
- Shi, J., Anzai, D., and Wang, J. (2011) Performance analysis of diversity effect for in-body to on-body wireless UWB link. Proceedings of the 4th International Symposium on Applied Science in Biomedical and Communication Techniques, Barcelona, Spain.
- Wang, J., Masami, K., and Wang, Q. (2011) Transmission performance of an in-body to off-body UWB communication link. *IEICE Transactions on Communications*, **E93-B** (4), 150–157.
- Wang, Q. and Wang, J. (2010) Performance of ultra wideband on-body communication based on statistical channel model. *IEICE Transactions on Communications*, **E93-B** (4), 833–841.

# 第 7 章 电磁兼容性考虑

## 7.1 引言

在人体区域通信中，一个电磁场辐射源被置于人体的表面或者人体的内部。人体区域通信设备产生的电磁辐射，可能导致人体对电磁能量吸收的增加，同时也可能导致医疗设备之间干扰的加剧。这意味着人体区域通信中存在生物效应的潜在可能，同时人体穿戴式或植入式医疗设备也有可能因为受到干扰而发生故障。这两个方面的电磁兼容性（Electro Magnetic Compatibility, EMC）问题，在设计人体区域通信系统时都必须予以考虑。

人体由于暴露在辐射场中而引起的生物效应，与人体内部的电场和磁场有关。人体内部电磁场的分布又与很多参数有关，包括通信频率、人体组织介电特性、人体几何形状、人体区域通信发射机的天线结构等。感应的电磁场与人体之间相互作用，导致人体内部产生感应电流，并导致束缚电荷的极化（形成电偶极子）以及人体组织中原有电偶极子的重定向。电导率决定着感应电流的大小，而介电常数则决定着极化效应的强弱。

根据现有研究成果我们知道，电磁场的生物效应主要有两种：一种是由于人体组织中的感应电流导致对神经系统的刺激效应，另一种是由于人体组织吸收电磁能量引起的热效应。低频段的电磁场引起的电磁能量吸收通常可以忽略，在低频段几乎测不到人体的温升。但是，当频率超过 100kHz 以后，由于细胞膜近似处于短路状态，因此感应电流引起的刺激效应变得微弱，而人体对电磁能量的吸收显著增加，导致人体温度明显升高。从人体的这个特性角度看，我们在考虑人体区域通信可能导致的生物效应时，只需要对人体吸收的电磁能量进行量化研究。

对人体吸收的电磁能量进行量化分析的过程也被称为辐射剂量测定。在人体区域通信频段，对吸收剂量最重要的量化表示是比吸收率（Specific Absorption Rate, SAR）。SAR 定义为人体的吸收的电磁能量与人体质量之比，即

$$SAR = \frac{d}{dt} \left( \frac{dU}{dm} \right) \quad (7.1)$$

式中， $U$  是吸收的电磁能量； $m$  是人体的质量。

换言之，SAR 是人体单位质量所吸收的电磁辐射功率，单位为瓦特/千克（W/kg）。正如第 2 章中介绍的，SAR 与人体内部电场强度  $E$ （均方根值）有关，即

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} E^2 \quad (7.2)$$

式中,  $\sigma$  是人体组织的电导率, 单位为西门子/米 (S/m);  $\rho$  是人体的质量密度, 单位为千克/立方米 ( $\text{kg}/\text{m}^3$ )。

由于人体区域通信系统工作于人体表面或者人体内部, 因此人体安全问题的重要性在人体区域通信系统中比在其他无线通信系统中更为突出。这也是 IEEE 802.15.6 标准所阐述和规范的主要内容之一。我们知道, 人体吸收射频能量之后, 导致人体被加热, 可能引起体温升高。如果人体吸收的射频能量比散发到周围环境中的热量要高, 那么人体内部的温度就将上升。当人体无法承受过多的热量, 并且也不能将这些热量及时散发出去的时候, 就会导致人体组织受损。当人体的体温从正常值开始升高时, 对人体不利的生物效应就可能出现。因此, 在人体区域通信中, 必须要对发送信号的功率进行限制, 使其尽可能地低, 以保障人们的健康安全。

另一方面, 人体区域通信中的电磁信号, 可能会对人体穿戴式或植入式医疗设备形成干扰, 导致设备功能出现故障。一种典型的植入式医疗器件是心脏起搏器。心脏起搏器一般通过一个电极连接心脏, 以读取心电图 (ECG) 信号, 并根据需要通过电压脉冲来刺激心脏跳动。人体区域通信中信号发射机产生的外部电磁场, 可能会耦合到心脏起搏器, 在其内部电路中产生干扰电压。当心脏起搏器中的干扰电压超过一定门限时, 就会触发脉冲电压去刺激心脏跳动, 从而导致心脏起搏器出现功能异常。因此在人体区域通信中, 对医疗设备进行电磁干扰 (Electro Magnetic Interference, EMI) 评估和电磁兼容 (EMC) 设计都是非常重要的。

本章主要包括两部分的内容: 人体吸收电磁能量的分析, 以及人体区域通信信号对心脏起搏器的 EMI 分析。在第一部分内容中, 我们将介绍正弦信号和 UWB 脉冲信号所对应的 SAR 的计算方法, 此外还将讨论人体区域通信中由于多个发射机同时工作而形成的 SAR 叠加效应。在第二部分内容中, 我们将对心脏起搏器中 EMI 的基本机理进行分析, 并介绍一种两步骤分析法, 用于对心脏起搏器内部生成的 EMI 电压进行分析。两步骤分析法的第一步是将起搏器建模为一根接收天线, 并采用全波电磁场分析工具计算起搏器电路的输入电压; 第二步是分析起搏器电路的输出电压, 并得到对 EMI 程度的定量评估结果。在掌握 EMI 机理的基础上, 我们将给出一些对心脏起搏器进行 EMC 设计的指导性原则。

## 7.2 SAR 分析

### 7.2.1 安全导则

有关射频电磁场暴露的安全导则, 是建立在对相关的科学研究结果进行严格评

估和辨析的基础之上。基于这些评估结果, 人们建立了 SAR 安全阈值, 用于避免可能对人体造成伤害的生物效应出现, 这些生物效应都是经过极其慎重的研究而确定的。考虑到结果数据的不确定性, 并为了确保安全导则数值低于可能导致有害效应出现的数值水平, 最终的安全阈值要在研究工作中所观察得到阈值的基础上进一步降低, 一般取安全系数为 10 ~ 50 倍 (即观察阈值为最终安全阈值的 10 ~ 50 倍)。

国际非电离辐射保护委员会 (International Commission on Non - Ionizing Radiation Protection, ICNIRP) 颁布了用于射频暴露的安全导则规范 (ICNIRP, 1998 年)。其中用来说明基本限制准则的物理参量为 SAR 和电流密度。为防止有害生物效应出现, 要求实际的物理参量不能超过基本限值。在 ICNIRP 安全导则规范中, 为防止对神经系统功能的不利影响, 在 1Hz ~ 10MHz 频率范围内提出了对电流密度的基本限制准则; 为防止出现全身热应力以及局部组织过热, 在 10MHz ~ 10GHz 频率范围内提出了对 SAR 的基本限制准则。后面这个频率范围正是人体区域通信应用所感兴趣的频段。

有关科技文献表明, 大部分已经被确认的生物效应, 都与生物组织温度的显著升高有关。据实验室中对啮齿类动物的研究证实, 有害生物效应——从生理变化到后天行为能力异常, 都是由于全身或者身体局部的温升超过 1 ~ 2℃。当暴露于射频电磁场中大约 30min, 且全身平均 SAR 的值处于 1 ~ 4W/kg 范围内时, 所引起身体的温升大约为 1℃。然而当所受电磁辐射强度减小之后, 并没有发现令人信服的证据证明有害生物效应的存在——虽然借助一些灵敏的仪器或方法能够探测到诸如排汗增加、新陈代谢减缓之类的适应性反应。由于缺乏具有足够说服力的证据证明长期弱电磁暴露环境下存在所谓的“非热”生物效应, 现代电磁暴露安全导则建立的依据是短期的热效应。研究人员发现, 即使在最敏感的人体组织中, 预示有害热效应出现的安全阈值也要高于 4W/kg。因此, 对于电磁辐射环境下的职业暴露, 我们取安全系数为 10 倍, 规定全身平均 SAR 的基本限值为 0.4W/kg。对于普通公众暴露, 可以在此基础上再引入一个 5 倍的安全系数, 得到全身平均 SAR 的基本限值为 0.08W/kg。

然而, 相对于全身平均 SAR, 局部空间的峰值 SAR 对于人体区域通信更有意义, 这是因为由发射机所引起的电磁暴露具有高度局部化的特征。这意味着在人体区域通信中, SAR 数值较高的区域都集中在发射机附近, 而全身平均 SAR 的数值则小到几乎可以忽略。人体局部的热量会通过血液流动被传递到人体其他部位, 因此人体的温升不仅仅取决于局部的 SAR, 也取决于血液的流动。由于血液的流动会随着人体温度的改变而发生变化, 并且变化的方式非常复杂, 因此精确地估算出由于局部电磁暴露而引起的人体温升是非常困难的。ICNIRP 委员会也提供了一个局部 SAR 的基本限值, 该限值取的是对 10g 人体组织的平均值。但是, 这个局部 SAR 安全阈值的依据并不是特别清楚。在局部暴露条件下, 一些比较敏感的生物组织, 例如眼睛和睾丸, 可能会发生比较严重的热损伤。研究发现, 暴露于电磁场

中的兔子眼睛的 SAR 值在 100 ~ 140W/kg 范围内时, 兔子眼睛的温度可能达到 41 ~ 43℃, 并导致白内障的发生。研究结果也表明眼睛中的局部 SAR 值为 10W/kg 时, 引起眼睛的温升不超过 1℃。因此选择 10W/kg 作为职业暴露环境下局部 SAR 的基本限值合理的。此外, 对于普通公众暴露, 可以再引入安全系数 5, 将 2W/kg 作为局部 SAR 的基本限值。

表 7.1 总结了频率范围在 10MHz ~ 10GHz 之间时全身 SAR 以及局部 SAR 的基本限值。所有 SAR 取的都是 6min 时间段内的平均值, 为的是让体温达到稳定状态。对于局部 SAR, 用来求平均值的质量为任意人体组织的 10g 质量, 并且取所得到的最大 SAR 作为对基本限值的估算结果。此外, 对于持续时间为  $T$  的脉冲信号, 用于计算 SAR 基本限值时的等效频率按照公式  $f=1/(2T)$  计算。另外, 对于 0.3 ~ 10GHz 频段的脉冲调制电磁场中人体头部的局部暴露, 有一个推荐的附加基本限值, 用于约束或避免微波听觉效应 (Lin, 1978 年) 的出现。微波听觉效应源于大脑听觉皮层中的热弹性相互作用。这种效应引起的听觉感受, 类似于嗡嗡、咔嚓、砰砰的声音, 取决于脉冲调制电磁场的调制特性。对脉冲调制电磁场的基本限值, 我们采用比吸收能 (Specific energy Absorption, SA) 来表示, 单位为焦耳/千克 (J/kg)。职业暴露所对应的比吸收能不应超过 10mJ/kg, 普通公众暴露所对应的比吸收能不应超过 2mJ/kg, 都是对 10g 质量人体组织的平均值。此外, 在我们所感兴趣的频率范围外, 100kHz ~ 10MHz 这一频段在 HBC 通信中也会被采用, 该频段中针对头部和躯干中的电流密度有一个额外的基本限值。所对应电流密度限值的均方根为  $f/100\text{mA}/\text{m}^2$ , 其中  $f$  是频率, 单位为赫兹。

再者, 人体区域通信可能会同时用到多个频率点以组成一个网络。在这种情况下, 总的 SAR 数值是每个频率点上的 SAR 数值之和, 这是因为每个频率点信号都会对总的吸收功率有贡献。

表 7.1 10MHz ~ 10GHz 之间全身 SAR 及局部 SAR 的基本限值

暴露类型	全身平均 SAR 限值 /(W/kg)	局部 SAR 限值 (头和躯干)/(W/kg)	局部 SAR 限值 (四肢) /(W/kg)
职业暴露	0.4	10	20
普通公众暴露	0.08	2	4

## 7.2.2 分析与评估方法

直接测量真实人体内部的 SAR 通常是比较困难的, 因此电磁辐射剂量测定工作只能依靠基于数字人体模型的计算机仿真, 或者基于组织等效人体仿真模型的实验模拟来进行, 以评估人体区域通信收发机对人体的安全性。

### 7.2.2.1 数值分析技术

基于解剖学的人体模型对于电磁辐射剂量的数值分析来说是必需的。这类数字

人体模型在本书 3.4 节中已经介绍过, 它们在 FDTD 数值分析方法中尤其有用。对于窄带人体区域通信信号, 可以在载波频点上评估其 SAR。计算正弦信号在人体中某个特定部位引起的 SAR 是比较直接的, 因为 FDTD 方法给出了每个离散化的元胞中电场的 3 个分量。但是, FDTD 方法给出的是每个元胞的边沿处的电场值, 而组织的类型则是针对整个元胞本身定义的。为了得到每个元胞内的 SAR, 我们需要将所有电场分量置于元胞的中心。图 7.1 介绍了对 12 个电场分量进行合并的方法原理, 该方法合理地将所有电场分量置于元胞的中心以得到  $E_{xc}$ 、 $E_{yc}$  和  $E_{zc}$ , 它们分别是元胞中心的电场 3 个方向分量的幅度值。然后计算得到

$$\text{SAR} = \frac{\sigma}{2\rho} (E_{xc}^2 + E_{yc}^2 + E_{zc}^2) \quad (7.3)$$

这是计算每个元胞中 SAR 的最为合理的方法。

为了评估人体区域通信收发机引起的局部暴露的安全性, 我们需要计算对 10g 质量的人体组织平均后的空间峰值 SAR, 该数值也是安全导则中的基本限值所规定的内容。考虑到在人体区域通信中, 电磁辐射主要以局部暴露为主, 人体吸收的电磁能量对全身进行平均后的数值非常低, 因此在人体区域通信中通常不需要考虑全身平均 SAR 这一参数。

进行局部 SAR 评估有时会面临一个问题, 即运用 FDTD 方法时, 选择什么样的组织体用于计算平均 SAR 才是合适的。安全导则中所要求的组织体是 10g 质量、立方体形状的人体组织, 或者 10g 质量的毗邻人体组织。由于人体的形状是不规则的, 并且由不同类型的组织构成, 因此要找到一个质量精确的为 10g、包含有峰值 SAR 的立方体形状的组织, 通常是不可能的。此外, 由于人体组织的质量密度存在差异, 即使是相同尺寸的立方体组织, 它们的质量也可能不同。再者, FDTD 元胞的尺寸并不总是能够对质量恰好为 10g 的立方体组织进行划分。

解决上述问题可行的办法是采用插值法或外推法来处理 SAR 数据。对于人体组织, 应该在一个立方体组织中计算空间峰值 SAR, 该立方体组织包含的质量与 10g 标准质量之间的偏差不得超过  $\pm 5\%$ 。在人体中每个待计算的位置, 首先将立方体组织元胞置于该位置中心处, 然后在所有可能的方向上对其进行扩展, 直到组织体的总质量达到所要求的质量数值, 并且这个用来计算平均值的组织体的所有边界面均不超出人体的最外侧表面, 如图 7.2 所示 (IEEE, 2002 年)。对于计算位置位于人体表面的情况, 构造用于计算平均值的组织体时, 应该使计算位置位于立方体组织元胞一个面的中心处, 然后将立方体的其余 5 个面在所有可能方向上均匀扩展, 直到该组织体中包含的人体组织质量达到所要求的 10g。

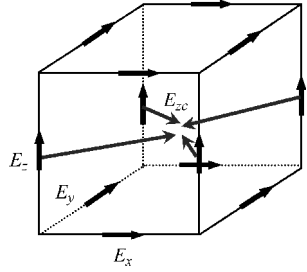


图 7.1 对 12 个电场分量合并方法示意图



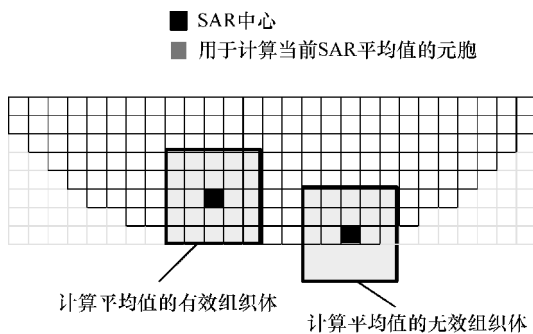


图 7.2 左侧立方体组织表示一个位于高亮元胞区域中心处用于计算 SAR 平均值的组织体（基于封闭实线内部的元胞计算得到 SAR 平均值并将其指配给高亮部位的组织，右侧立方体组织表示一个无效的用于计算 SAR 平均值的组织体（IEEE，2002 年）

注：经 IEEE 组织许可使用，引自 IEEE Std. C95.3-2002 (2002)：IEEE recommended practice for measurements and computations of radio frequency electromagnetic fields with respect to human exposure to such fields, 100kHz ~ 300GHz。

基于每个元胞中的局部 SAR，可以采用一个线性插值算法来推导得到对 10g 人体组织进行平均后的 SAR 数值，用于安全性评估。根据上面描述的对立方体组织进行扩展的规则，可以得到一个体积逐渐增加的立方体组织序列。基于这个立方体组织序列中的两个连续组织体（质量分别低于和高于所要求的 10g 质量）所吸收的电磁辐射功率，就可以计算出对质量平均的 SAR，如图 7.3 所示。可以应用下面的公式对这两个连续组织体中的吸收功率进行加权平均计算以得到 SAR 的数值

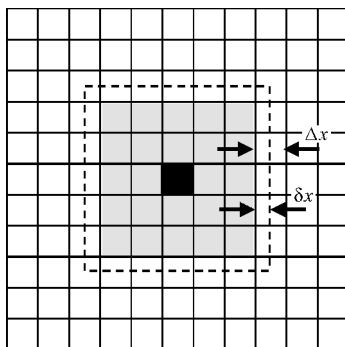


图 7.3 通过插值得到对精确的 10g 质量的组织进行平均后的 SAR（灰色区域是质量为  $m_g$ （小于 10g）的中心组织体，超出部分的组织体质量为  $m_e$ ，位于虚线和灰色区域之间）（Caputa, Okoniewski 及 Stuchly, 1999 年）

注：经 Caputa K., Okoniewski M. 及 Stuchly M. A. 许可使用，参见“An algorithm for computations of the power deposition in human tissue”，IEEE Antennas and Propagation Magazine, 41, 4, 102—107, 1999. © 1999 年 IEEE 出版。

$$SAR_{10g} = \frac{P_c + P_e \frac{m_g - m_c}{m_e}}{m_g} \tag{7.4}$$

式中,  $SAR_{10g}$  表示对 10g 组织进行平均的 SAR;  $m_g$  是所要求的质量 (即 10g);  $P_c$  是质量较小的组织体吸收的电磁辐射功率;  $m_c$  是质量较小的组织体的质量;  $P_e$  是立方体组织序列中下一个较大的组织体超出上一个组织体的部分所吸收的电磁辐射功率;  $m_e$  是超出部分的组织体质量。

通过这种方法得到对 10g 质量组织平均的 SAR 中的最大值, 可以用来作为对基本限值进行安全性评估中所需要的数值。

另一方面, 对于宽带通信信号 (例如 UWB 信号), 进行数值分析时通常采用频率相关 FDTD 方法。由于 UWB 信号形成的是脉冲调制场信号, SA 及 SAR 这两个参数在安全性评估中都是需要的。这里我们介绍两种计算 SA 及 SAR 的方法。

第一种方法是时域计算方法。参考 3.1.5 节的内容, 在频率相关 FDTD 方法中, 通过下面的公式计算时域中的电流密度

$$J(t) = \sigma_0(t) + \varepsilon_0 \frac{d}{dt} [\chi(t) * E(t)] \quad (7.5)$$

然后通过下面的公式计算得到 SA

$$SA = \int_0^T \frac{J(t)E(t)}{\rho} dt \quad (7.6)$$

式中,  $T$  是脉冲持续时间。

这一计算可以在频率相关 FDTD 方法的过程中直接进行, 并不需要增加额外的计算负担。

第二种方法从本质上来讲是第一种方法的频域表示形式。根据帕斯瓦尔 (Parseval) 定理有

$$SA = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\omega) |E(\omega)|^2 / \rho \cdot df \quad (7.7)$$

其中

$$\sigma(\omega) = -\omega \varepsilon_0 \text{Im} [\varepsilon_r(\omega)] \quad (7.8)$$

它是介电常数的有耗部分,  $E(\omega)$  是电场  $E(t)$  的傅里叶变换。我们可以通过频率相关 FDTD 方法中的结果来得到  $E(\omega)$  ——将其作为运行结果之和, 通过对各个时间步的电场进行离散傅里叶变换得到, 亦即

$$E(m\Delta\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} E(n\Delta t) e^{-j2\pi mn/N} \quad (7.9)$$

式中,  $\Delta t$  是时间步长;  $N$  是时间步总数, 并且有  $\Delta\omega = 2\pi/N\Delta t$ 。

这种方法需要增加额外的计算负担。

虽然这两种计算方法对应的数值计算过程不同, 但是这两种计算方法在数学意义上是等价的。我们通过一个简单的例子来比较这两种方法。考虑一个偶极子圆盘天线放置于一个均匀立方体的正面, 并用 UWB 脉冲信号进行激励。立方体边长为 200mm, 具有人体肌肉组织的介电特性。图 7.4 给出了通过上面两种不同方法分别计算得到的从该肌肉组织立方体的正面到背面之间的区域中 SA 分布结果。正如从

图中所看到的，这两种计算方法给出了完全相同的 SA 结果。从计算效率来看，第一种时域计算方法在频率相关 FDTD 方法的过程中计算 SA，因此更为合适一些。至于 SAR，通过计算 SA 与脉冲持续时间  $T$  的比值，可以很容易地得到其结果，即

$$\text{SAR} = \frac{\text{SA}}{T} \quad (7.10)$$

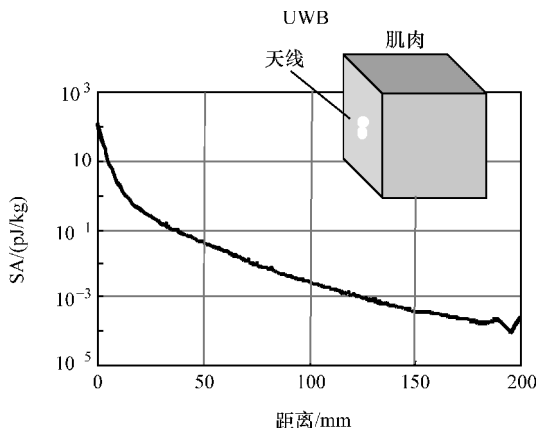


图 7.4 时域计算方法与频域计算方法得到的 SA 结果比较（两种计算方法给出了相同的结果，因此两条曲线完全重合）

### 7.2.2.2 测量技术

通过实验进行电磁辐射的剂量测定，主要采用组织等效的均匀人体模型，这是因为构建非均匀的人体模型比较困难。人体模型可以广泛用于模拟人体的单一组织（例如肌肉）或者混合组织（例如躯干）——通过使其具备与实际人体组织相同的介电常数和电导率。根据人体模型的形态，可以将它们分成三种类型：液态模型、固态模型和凝胶态模型。

液态人体模型允许研究人员可以借助电场探头扫描其内部的电场，这种方式可以得到高精度的 SAR 测量结果。大部分液态人体模型的主要材料为去离子水、糖和氯化钠。其他的一些材料，例如羟乙基纤维素，也经常用来调整模型的介电常数和电导率。介电常数的调整主要通过改变糖所占的百分比，电导率的调整主要通过改变氯化钠所占的百分比。由于液态人体模型的主要成分为水，因此适合于模拟高含水人体组织。基于生理盐水和乙二醇混合液的人体模型也可以用来模拟低含水人体组织。液态人体模型的缺点在于水会蒸发，这会导致模型的介电常数和电导率发生改变。不过这种情况可以通过补充适量的水来予以改善。表 7.2 给出了一种频率为 400MHz 时模拟肌肉组织的液态人体模型的成分构成（Hartsgrove、Kraszewski 及 Surowiec，1987 年）。

应用液态人体模型时，一般是通过测量电场强度来得到 SAR 估算结果。根据测量得到的电场强度，利用式 (7.2) 就可以计算得到 SAR 的值。测量过程中，对

所用电场探头的要求包括: ①具有高灵敏度和宽频率范围内的线性响应特性; ②空间分辨率高; ③在不同媒质中具备各向同性特性; ④与被测场之间的交互影响低; ⑤尺寸小。大部分现有的电场探头都是基于肖特基二极管检波器构成。探头输出的信号测量结果是与电场强度  $E$  或电场强度的平方  $E^2$  成一定比例的电压值。

表 7.2 频率为 400MHz 时模拟肌肉组织的液态人体模型成分构成 (%)

水	糖	氯化钠	纤维素	防腐剂
52.4	45	1.5	1	0.1

由于估算 SAR 需要知道电场的分量, 大部分电场探头都包含 3 个小的偶极子, 二极管检波器位于每个偶极子中间的间隙处。如图 7.5 所示, 三角梁结构是电场探头的一种典型结构, 它具有尺寸小、便于在探头中心安置检波器的特点。每个探头由 3 个传感器组成。每个传感器包括: ①一个短偶极子天线; ②一个位于偶极子天线馈入间隙处的二极管检波器; ③绝缘体支撑机构; ④高阻馈线——用于撷取二极管检测到的信号并传送给测量处理单元。探头顶端的长度和直径分别大约为 2cm 和 1cm。这样的尺寸使得探头扫描液态人体模型内部的电场时具有很高的空间分辨率。这类探头具备的典型

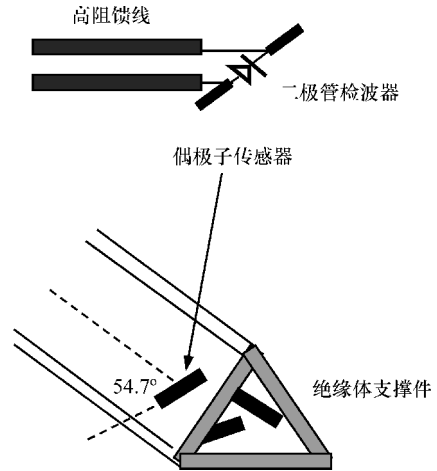


图 7.5 一种三角梁结构的典型电场探头 (Schmid, Egger 及 Kuster, 1996 年)

探测频率范围为 10MHz ~ 10GHz, 探测 SAR 的动态范围为  $5\mu\text{W/g} \sim 100\text{mW/g}$ , 并且 3 个传感器具备正交的方向模式。

为液态人体模型中的 SAR 测量进行探头校准, 需要给出 SAR 或者电场强度的一个换算因子。由于 SAR 的数值与人体模型液的电导率成一定比例, 只有当各人体模型液具有完全相同的电导率时, 直接针对 SAR 进行的校准才是有效的。电场强度则同时取决于人体模型液的介电常数和电导率, 因而受电导率单独影响的敏感度要低一些。针对电场进行校准, 而不是针对 SAR, 能够在更广的范围内具备有效性。校准可以采用的方法包括波导校准方法和热校准方法。在波导校准方法中, 通过将测量得到的场结果与解析解进行比较以得到校准结果。在热校准方法中, 通过将 SAR 数值与温升结果进行比较以得到校准结果。前者具有更高的精度, 因此更适用于实际应用。

除了液态人体模型之外, 固态和凝胶态人体模型在 SAR 的评估中也经常被采用。一个具有代表性的固态人体模型是 TX-151 模型 (Ito 等, 1998 年)。TX-151 模型适用于模拟处于微波频段的高含水人体组织。TX-151 模型的介电常数主

要通过改变混合于琼脂中的聚乙烯粉末的含量来进行调节,而电导率则主要通过改变氯化钠的含量来进行调节。TX-151 实际上是作为黏合剂将琼脂液黏合在一起,从而形成固态人体模型。TX-151 模型所需要的材料非常容易获得,并且很容易将模型塑造成不同的形状。如果用乙烯薄膜将 TX-151 模型包裹起来,可以使模型在室温下保持恒定的介电常数和电导率达到 1 个月之久。基于甘油制成的固态人体模型使用寿命比 TX-151 模型更长。将甘油人体模型用乙烯薄膜包裹起来之后,可以使模型的使用寿命延长到 6 个月时间,这是由于甘油本身能够起到保湿的作用。甘油人体模型的介电常数主要通过改变去离子水的含量来进行调节,而电导率主要通过改变氯化钠的含量来进行调节。聚乙烯粉末可以用于对介电常数和电导率进行微调。与 TX-151 人体模型相比,甘油人体模型的不足之处在于,一种材料组成方案构造的模型所适用的频率范围比较窄。在不同的频段应用时,模型中各种材料所占的比例必须要进行调整。

凝胶态人体模型通常是由生理盐水、聚乙烯粉末与 TX-150 或者琼脂混合而成。这类模型用于模拟高含水人体组织。凝胶态人体模型很难保持一个固定的形状,除非采用容器对其塑形。

试图通过扫描固态或凝胶态人体模型内部的电场来评估 SAR 是不切实际的。固态或凝胶态人体模型更适合于通过测量温升的方法来评估 SAR。假定在一段固定时间内人体模型对电磁能量的吸收与时间呈线性关系,则 SAR 可以通过下面的公式确定

$$\text{SAR} = C_p \frac{dT}{dt} \approx C_p \frac{\Delta T}{\Delta t} \quad (7.11)$$

式中,  $C_p$  是人体模型的比热;  $\Delta T$  是由于电磁暴露引起的温升;  $\Delta t$  是很短暂的暴露时间。

有两种方法可以用来测量人体模型的温度。一种方法是采用荧光光纤温度探头。这些探头利用与温度相关的荧光衰减特性或者激光谐振腔的干涉微位移特性来感知温度。我们可以将荧光光纤温度探头伸入人体模型内部,对一段时间之内人体模型内部的温度进行测量,这样可以记录下在这段时间内人体模型内部温度升高的过程。另外一种方法是使用红外热像仪。将固态或凝胶态人体模型暴露于电磁场中之前,先放置于环境温度下,并记录模型对应的红外图像。将模型暴露于电磁场中之后,立即记录下新的红外图像。对比红外图像可以得到温度差值,从而得到人体模型表面的温升,然后通过式 (7.11) 得到 SAR。需要注意的是,进行温度测量时,人体模型暴露于电磁场中的时间必须足够短,以防止热量从人体模型散发到空气中。为了使人体模型在一段较短的时间内保持线性温升,需要使用输出功率值较高的功率放大器。通常需要超过 10W 的功率才能在 1min 内产生 1~2℃ 的有效温升。因此热学测量方法对于较小数值的 SAR 的测量存在不足,而这种情况实际上正是人体区域通信中的典型情况。热学测量方法的精度也不如电场探头测量方法

的精度。

根据以上分析可以看出, 基于真实形状人体模型的数值分析方法, 或者基于电场探头扫描液态人体模型内部电场的实验测量方法, 对于人体区域通信中的 SAR 评估来说是合适的选择。

### 7.2.3 发射功率与 SAR

#### 7.2.3.1 体表 UWB 频段

UWB 通信技术是体表通信应用方面的一种可选技术。一种典型的 UWB 天线是椭圆盘偶极子天线, 椭圆盘长轴直径为 12mm, 短轴直径为 10mm。如图 7.6 所示, 这种结构使得天线的 VSWR 在频率为 3.1 ~ 10.6GHz 之间时大约为 2.0。为了对实际 UWB 发射机工作时人体内部的 SA 及 SAR 进行定量分析, 我们在体表通信场景中采用这种天线进行研究。

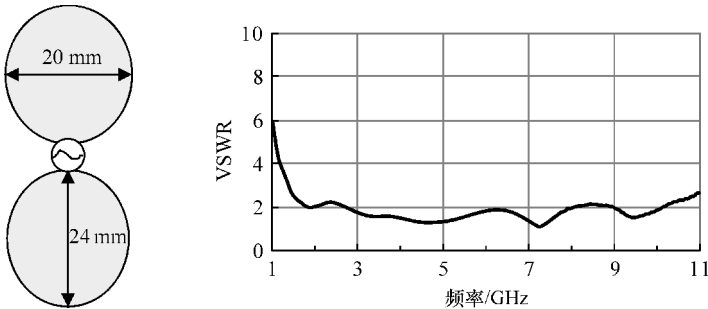


图 7.6 一种椭圆盘偶极子天线及其 VSWR

假定天线与人体表面之间的间距为 2mm。考虑传输的 UWB 脉冲信号为高斯微分脉冲信号, 因为这类信号最容易通过实际脉冲发生器产生并且能够高效地辐射出去。图 7.7 给出了一个脉宽接近 500ps 的五阶微分高斯脉冲信号的波形, 以及该信号的 EIRP。EIRP 是指为了在天线的最大增益方向上产生峰值功率密度, 而需要由理论上的全向天线 (该天线使发射功率均匀地散布在所有方向上) 发射的总功率。EIRP 可以通过下式进行计算

$$\text{EIRP} = P_a G_a \quad (7.12)$$

式中,  $P_a$  是馈入 UWB 天线的功率;  $G_a$  是 UWB 天线的最大绝对增益。

$P_a$  由 UWB 信号的调制方式决定。对于 IR-UWB 信号, 我们可以首先计算出天线的功率密度

$$P_{SD}(f) = \text{Re} \left[ \frac{V(f)V^*(f)}{Z_{in}(f)} \right] / T_p \quad (7.13)$$

式中,  $V(f)$  是 UWB 脉冲电压信号的傅里叶变换, 单位为 V/Hz;  $Z_{in}(f)$  是天线的

输入阻抗； $T_p$  是脉冲持续时间。

然后，我们可以通过下式计算得到 EIRP

$$\text{EIRP} = 10\lg[2P_{SD}(f)] + 10\lg G_a + 90 \quad (\text{dBm/MHz}) \quad (7.14)$$

其中数字 90 是由单位 mW 和 MHz 所引入的常量。从图 7.7 中可以看出，在 3.1 ~ 10.6GHz 频率范围内，所采用的 5 阶微分高斯脉冲信号的最大功率谱密度值不超过 -43.1dBm/MHz，这符合 FCC 对室内电磁辐射的频谱限制要求。对于其他阶数的高斯微分信号，通过仔细调整脉冲形状因子，也能使信号的功率谱密度基本满足 FCC 对 UWB 信号的辐射限制要求。不过，5 阶微分高斯脉冲信号是其中较好的选择，因为它的功率谱密度非常接近 FCC 的辐射限值，因此能够得到更高的发射功率。从 SA/SAR 分析中对于激励源的要求来看，这正是我们所希望的。

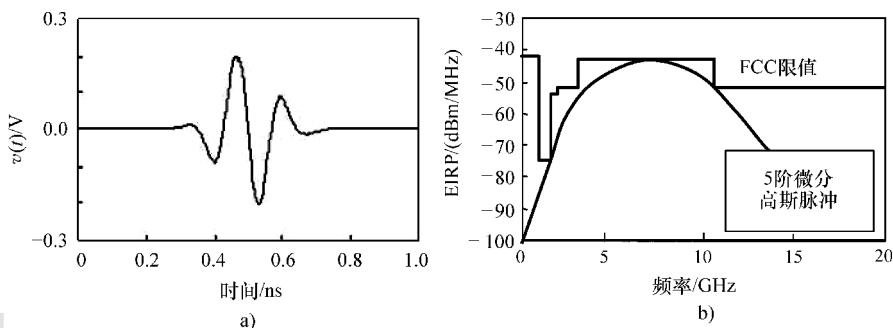


图 7.7 (图 a) 五阶微分高斯脉冲信号波形 (图 b) EIRP 与频率的关系

考虑到人体表面通信的一些典型应用场景，我们将 UWB 天线分别放置于胸部、耳部、眼部和腰部来进行研究，并且与人体表面平行。另外，由于在实际的人体表面通信应用中可能存在多个发射器同时工作的情况，我们还需要考虑人体同时暴露于多个电磁场的场景，以研究可能存在的能量吸收叠加效应。作为对多重暴露场景的模拟，我们将两根 UWB 天线同时放置于胸部和腰部，或者将 4 根 UWB 天线同时放置于上面所述的 4 个人体部位。图 7.8 给出了在满足 FCC 辐射限值条件下，人体暴露于 UWB 脉冲信号中时表面 SA 的分布情况 (Wang 和 Wang, 2009 年)。图中的 0dB 数值对应的 SA 为 10pJ/kg。从图中可以看出，SA 集中在人体表面靠近于 UWB 天线位置的非常小的一个区域，并且在距离 UWB 天线 10cm 的地方衰减已超过 30dB。

对于 IR - UWB 脉冲信号，容易通过计算 SA 与脉冲持续时间  $T$  的比值公式 (7.10) 来得到 SAR。这种计算方法是合理的，因为 IR - UWB 系统中发射信号为连续脉冲的形式。表 7.3 总结了在满足 FCC 辐射限值的条件下，所考虑的几种发射机位置方案分别对应的对 10g 质量平均的空间峰值 SA 及 SAR。需要注意的是，

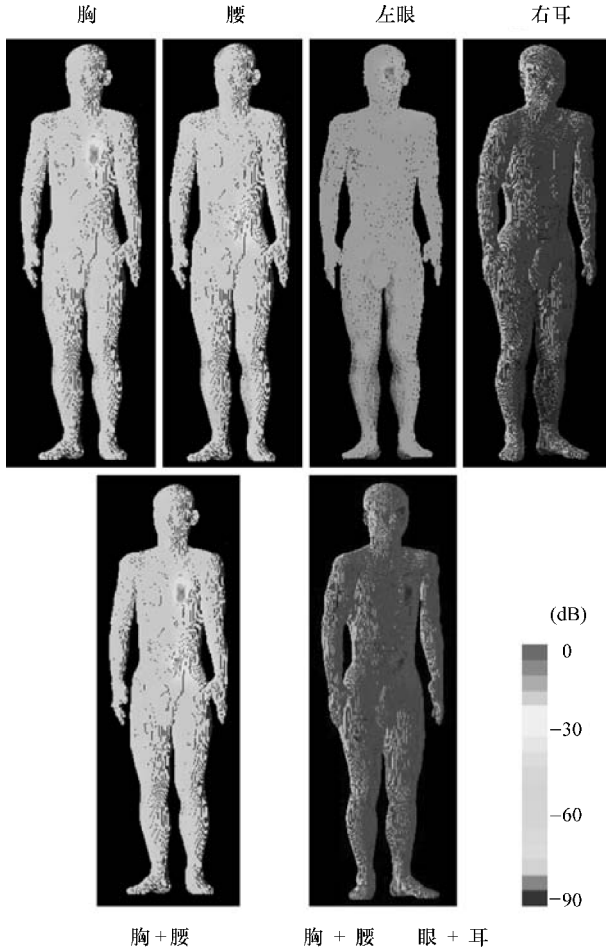


图 7.8 满足 FCC 的 UWB 信号辐射限值（发射功率约为 0.5mW）条件下，天线处于不同位置时 SA 的分布情况，0dB 数值对应的 SA 为 10pJ/kg（Wang 和 Wang, 2009 年）

注：经 Wang Q. 和 Wang J. 许可使用，参见“SA and SAR analysis for wearable UWB body area applications”，IEICE Transactions on Communications, E92 - B, 2, 425 - 430, 2009 年。

正如第一章中所介绍的，UWB 全频段允许最大发射功率为 0.556mW。由于实际当中使用的 UWB 脉冲信号（见图 7.7）的功率谱并没有完全吻合 FCC 的辐射功率谱限值，因此实际发射功率要小于 0.556mW，通常比最大发射功率低 3dB。这里我们所采用的发射功率值大约为 0.3mW。正如从表 7.3 中可以看到，在这一发射功率下，对 10g 质量平均的 SA 的数值在 pJ/kg 的量级，这远远小于 ICNIRP 安全导则中的限值 2mJ/kg。此外，对 10g 质量平均的 SAR 的数值在 mW/kg 的量级，比 ICNIRP 安全导则中的限值 2W/kg 的 1/2000 还要小。另外，实验中发现整个人体吸收的电磁能量约为 0.01pJ，这大约是天线辐射能量 0.04pJ 的 1/4。



表 7.3 满足 FCC 的 UWB 脉冲信号辐射限值条件下 (发射功率约为 0.3mW)  
对 10g 质量平均的峰值 SA 及 SAR

天线位置	10g 质量平均的峰值 SA /( $\mu\text{J}/\text{kg}$ )	10g 质量平均的峰值 SAR /( $\text{mW}/\text{kg}$ )
胸部	0.473	0.946
耳部	0.037	0.074
眼部	0.268	0.536
腰部	0.232	0.464
胸部 + 腰部	0.474	0.948
胸部 + 耳部 + 眼部 + 腰部	0.476	0.952

此外,从表 7.3 中还可以发现,与单一暴露时的 SA 及 SAR 相比,多重暴露时的 SA 及 SAR 并没有明显升高。这一结论也可以通过观察图 7.8 中 SA 的分布情况得到。为了进一步验证这个结论,我们来考虑多重暴露时人体胸部区域电场的时域波形。由于人体表面两个发射器之间的距离一般约为 20cm 或者更远,因此两者之间的传输时间一般至少为 0.7ns。这意味着如果从其他发射器传来的信号在胸部区域的影响不可以忽略,那么所观察的胸部区域电场的波形在 0.7ns 之后应该出现一些显著的成分。这并不取决于这些发射器是否同时工作。但是,从图 7.9 中可以看出,在 0.7ns 之后并没有观察到有显著的分量出现在电场时域波形中。这意味着只要两个 UWB 发射器之间的距离大于 20cm (通常大多数情况下体表通信都满足这一点),由于 UWB 信号在人体表面传播时的快速衰减,从其他发射器传来信号的叠加效应就可以忽略。

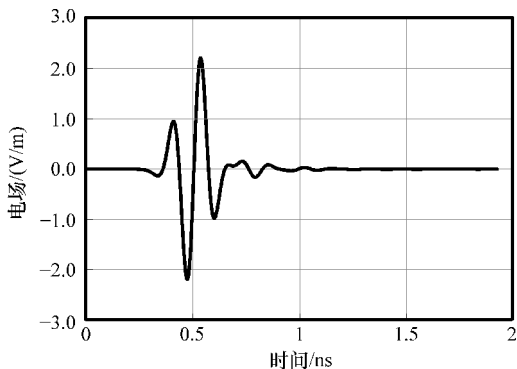


图 7.9 多重暴露时人体胸部的电场波形

另外,SA 及 SAR 随天线与人体之间的距离而变化。表 7.4 给出了将 UWB 天线放置于人体胸部,天线与人体之间的距离分别为 2mm、1cm 和 2cm 时所对应的对 10g 质量平均的峰值 SA 及 SAR。从表中可以看出,与初始距离 2mm 对应的 SA 及 SAR 相比,当距离分别增加到 1cm 和 2cm 时,对 10g 质量平均的峰值 SA 及 SAR 的数值分别下降大约 11 和 16dB。在实际应用中,天线被放置于尽可能接近人体表面的位置。距离为 2mm 时的 SA 及 SAR 代表了几乎是最差情况下的数值。当距离进一步增大时,就会有更大的安全余量。

表 7.4 天线与人体之间不同距离对应的对 10g 质量平均的峰值 SA 及 SAR

天线与人体间距	10g 质量峰值 SA/( $\mu\text{J}/\text{kg}$ )	10g 质量峰值 SAR/( $\text{mW}/\text{kg}$ )
2mm	0.473	0.946
1cm	0.034	0.068
2cm	0.013	0.026

### 7.2.3.2 体内 MICS 频段

MICS 频段吸引了人们的大量注意力, 尤其是对于人体内部通信方面的应用 (例如胶囊内窥镜和心脏起搏器)。由于植入式发射机主要用于医疗, 因此所允许的 SAR 等级可能高于日常应用所允许的等级。但是, 目前用于医疗方面的 SAR 限制规范还没有建立。用于普通公众暴露的安全限值  $2\text{W}/\text{kg}$  和用于职业暴露的安全限值  $10\text{W}/\text{kg}$  (都是对任意 10g 人体组织的平均值), 也可能被用于体内通信方面。

体内通信应用中的 SAR 评估方法, 可以总结如下:

- 1) 通过链路预算分析, 确定为保障一定的 BER 性能而需要的发射功率。
- 2) 为各种典型的发射天线位置及天线指向, 计算对 10g 质量平均的空间峰值 SAR。

- 3) 得到局部 SAR 的最大值以及 SAR 的统计值, 用于安全性评估。

为了对体内 MICS 频段的 SAR 有一个定量的认知, 我们来考虑胶囊内窥镜应用场景。假定植入式天线为 2cm 长的偶极子天线。由于不同类型的天线引起的 SAR 是不同的, 下面的结果只是一个例子, 用于说明上面所介绍的分析方法。此外, 需要注意的是, SAR 定义中的时间是为了达到热平衡所需要的 6min 时间。一个胶囊内窥镜在消化器官中某个位置停留的时间可能超过或者小于 6min, 在任何一种情况下, 计算得到的 SAR 都可以被认为是对最差情况的估计。

如 4.2.4 节中所介绍的, 在胶囊内窥镜应用中, 偶极子天线沿着消化器官移动, 从食道、胃一直到小肠和大肠, 在  $x$ 、 $y$ 、 $z$  三个坐标方向上分别移动数个厘米的距离。对天线馈入发射功率, 利用 FDTD 方法并结合解剖学人体模型, 可以计算得到对 10 克质量平均的空间峰值 SAR。图 7.10 给出了一个当偶极子天线位于胃部时 SAR 分布的例子。从图中可以看出, SAR 数值较高的区域只局限在一个很小的范围内。这是因为天线的尺寸很小, 导致电磁场的集中程度较高。

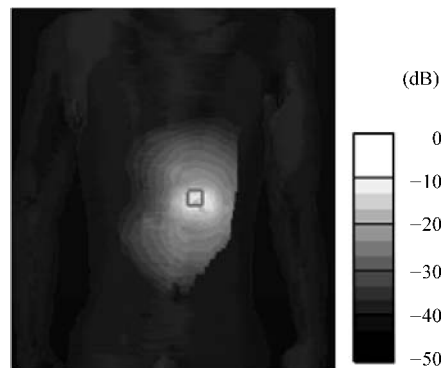


图 7.10 胶囊天线位于胃部时归一化 SAR 的分布 (MICS 频段)

基于 6.4.2 节中所介绍的链路预算分析方法, 表 7.5 给出了在图 4.11 中所示的每个接收机位置处, 为了保证偶极子发射天线在消化器官中处于各个发射位置及

指向的情况下，系统采用 BPSK 调制、速率为 1Mbit/s 时误码率 (BER) 均能够达到  $10^{-3}$ ，分别所需要的发射功率。表 7.5 中的平均发射功率是指保证系统的平均误码率为  $10^{-3}$  时所需要的功率，而最大发射功率是指保证系统误码率始终小于或等于  $10^{-3}$  时所需要的发射功率。从表 7.5 中可以看出，当误码率为  $10^{-3}$  时所需要的平均发射功率几乎都小于 20mW。虽然这个发射功率值比图 6.35 中的发射功率值要大 (原因是考虑到了胶囊所处的所有位置)，但是也不会导致对 10g 质量平均的 SAR 值超过 2W/kg。从这种意义上看，总是能够满足安全导则的规定。但是，如果我们要求更高的通信质量，要求胶囊处于任何位置时系统的误码率 BER 始终小于  $10^{-3}$ ，SAR 的值就将由表 7.5 中所给出的最大发射功率来决定。

表 7.5 考虑胶囊所有位置时所需要的最大发射功率和平均发射功率 (BER =  $10^{-3}$ )

	最大发射功率/mW	平均发射功率/mW
Rx1	120.71	20.85
Rx2	20.83	2.96
Rx3	52.04	5.04
Rx4	115.10	18.25
Rx5	105.12	7.70

此外，当接收天线位于人体正面时，路径损耗相对较小，因此所需要的发射功率也较小。为了对 SAR 的特性有一个统计上的认识，我们在图 7.11 中给出了在消化器官中发射天线的所有可能位置及指向所对应的空间峰值 SAR (对 10g 质量平均，共计 90 个数据) 概率分布统计结果。图中的纵轴表示横轴上 SAR 数值对应所占的百分比。这些 SAR 数值是根据接收机分别位于 Rx1 和 Rx2 处时发射机所需要的最大发射功率计算得到。我们从表 7.5 中可以看到，如果接收天线位于 Rx2 处，为保证误码率 BER 不超过  $10^{-3}$  所需要发射功率为 20.83mW。在这样的发射功率下，局部峰值 SAR 在 0.45 ~ 1.8W/kg 范围内变化，这个变化范围没有超过安全导则限值 2W/kg。另一方面，如果接收天线位于 Rx1 处，为保证误码率 BER 不超过  $10^{-3}$  所需要发射功率为 120.71mW。在这种情况下，不管发射天线处于什么位置，局部峰值 SAR 都会超过 2W/kg。

但是，考虑到胶囊内窥镜的医疗用途，采用 10W/kg 作为安全导则限值也是可以接受的。这样一来，由胶囊内窥镜应用引起的局部峰值 SAR 满足这个用于职业暴露方面的安全导则限值。另外，图 7.11 给出的结果也表明 SAR 的值取决于接收机的位置。如果我们优化选择接收机的位置，例如 Rx2 处，那么可以同时使误码率 BER 小于  $10^{-3}$  并且局部 SAR 小于 2W/kg。

另外一种用来表示 SAR 统计特性的有用表达式是累积分布函数 (即 CDF)。图 7.12 给出了发射天线沿着消化器官移动、具有 30 个位置以及 3 个不同指向的情况下，对 10g 质量平均的峰值 SAR 的累积分布函数结果。SAR 的数值是根据接收机

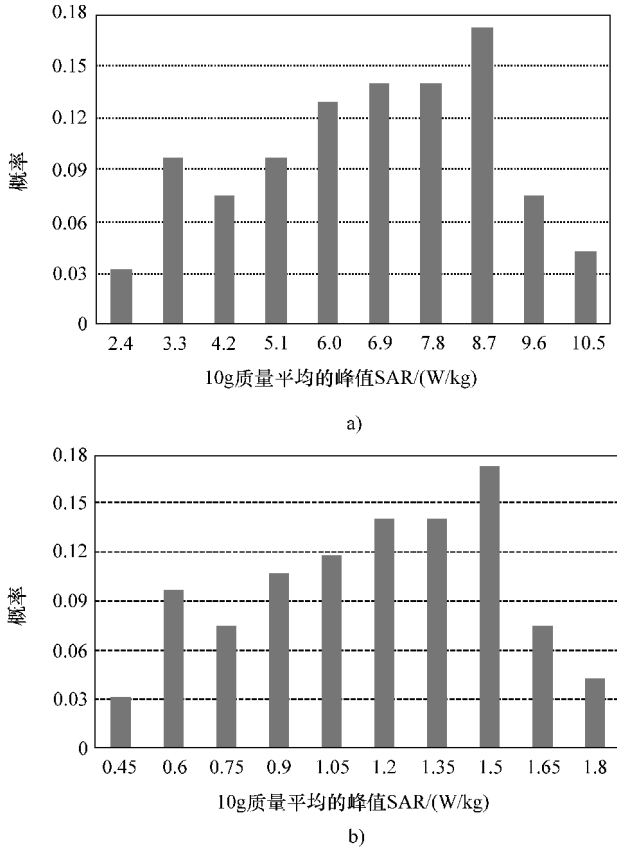


图 7.11 接收机位于 (图 a) Rx1 和 (图 b) Rx2 时消化器官中对 10g 质量平均的峰值 SAR 的概率分布 (误码率 BER 始终小于  $10^{-3}$ )

分别位于 Rx1、Rx2 和 Rx3 处时发射机所需要的最大发射功率计算得到。图中曲线清楚地表明, 接收机位于 Rx2 处, 对 10g 质量平均的峰值 SAR 满足安全导则限值 2W/kg, 位于 Rx3 处时满足 10W/kg。然而, 当接收机位于 Rx1 处时, 所需要的最大发射功率为 120.71mW, 即使安全导则限值取为 10W/kg, 发射天线位于某些位置上也将无法使 SAR 满足这一限值。

空间分集是提高 BER 性能的一种有效技术。这种技术也可以被用来降低 SAR。这里我们考虑一种两支路、等增益合并 (EGC) 的分集方案。根据第 6 章中详细介绍的方法, 我们首先通过理论分析或者计算机仿真, 得到采用分集接收技术时  $E_b/N_0$  与 BER 性能之间的关系, 然后基于已经建立的路径损耗模型推导出为保证系统误码率为  $10^{-3}$  所需要的发射功率。表 7.6 给出了所需要的平均发射功率及最大发射功率的计算结果。与单天线接收情况下的结果相比, 可以发现接收机采用空间分集接收技术后, 能够显著降低系统所需要的平均发射功率和最大发射功率。此外,

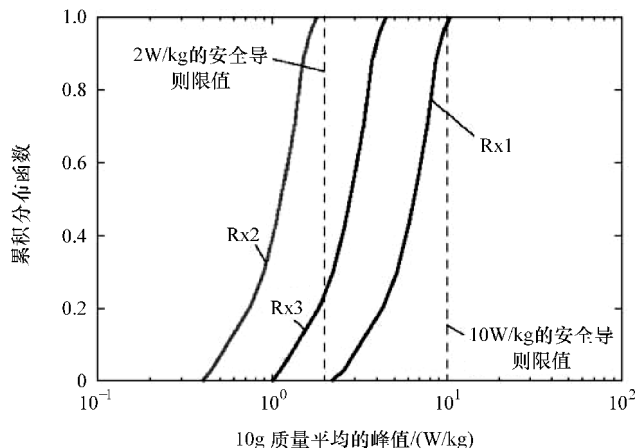


图 7.12 消化器官中对 10g 质量平均的峰值 SAR 累积分布函数  
(保证误码率 BER 始终小于  $10^{-3}$ )

与单天线接收时的情况相似，所有接收天线选择方案对应需要的平均发射功率也都小于 10mW，这意味着对 10g 质量平均的 SAR 将不会超过 2W/kg。如果我们选择一种比较好的接收天线位置组合方案，例如选择 Rx2 和 Rx3 这两个位置，所需要的最大发射功率仅为 1.54mW，这大约只有单天线接收情况下所需要最大发射功率值的 7%。

表 7.6 采用分集接收技术所需要的平均发射功率和最大发射功率 (BER =  $10^{-3}$ )

	平均发射功率/mW				
	Rx1	Rx2	Rx3	Rx4	Rx5
Rx1	—				
Rx2	0.70	—			
Rx3	0.85	0.35	—		
Rx4	1.50	0.60	0.70	—	
Rx5	1.05	0.42	0.55	0.90	—
	最大发射功率/mW				
	Rx1	Rx2	Rx3	Rx4	Rx5
Rx1	—				
Rx2	1.58	—			
Rx3	2.99	1.54	—		
Rx4	2.98	1.49	2.71	—	
Rx5	5.19	2.54	5.08	4.81	—

图 7.13 给出了采用空间分集接收技术并以所需要的最大发射功率发送信号时，对 10g 质量平均的峰值 SAR 的累积分布函数，接收天线位置组合方案为 Rx2 与 Rx3

的组合、Rx1 与 Rx5 的组合。与单支路接收情况下的结果相比, 除了刚才所看到的发射功率降低之外, 从图 7.13 中还可以看到 SAR 的数值也大大降低。即使两根接收天线分别放置于 Rx1 与 Rx5 位置处时 (最差的一种位置选择), 为保证误码率 BER 不超过  $10^{-3}$  所需要的发射功率也仅仅为 5.19mW。这样的发射功率值使得对 10g 质量平均的峰值 SAR 数值低于 0.5W/kg。这一结果意味着采用空间分集接收技术后, 采用最大发射功率发送信号不会导致 10g 质量平均的峰值 SAR 超过限值 2W/kg。此外, 如果我们能够优化选择分集支路, 例如选择 Rx2 与 Rx3 的位置组合, 则 10g 质量平均的峰值 SAR 与安全导则限值 2W/kg 相比将会有超过 10dB 的余量。

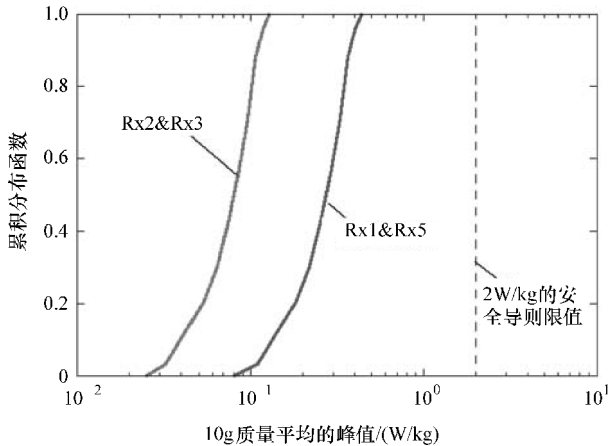


图 7.13 采用空间分集接收技术时消化器官中对 10g 质量平均的峰值 SAR 累积分布函数 (保证系统 BER 始终小于  $10^{-3}$ )

表 7.7 给出了为保证局部 SAR 不超过 2W/kg 或者 10W/kg 时分别所允许的发射功率值, 这些数值可以作为发射功率的门限, 用于对采用偶极子天线的胶囊内窥镜收发机的安全性进行评估。这样, 如果需要评估一个植入式收发机的安全性, 可以将它置于液态人体模型内部并测量它的发射功率, 然后将测量得到的发射功率值与发射功率门限进行比较, 就可以评估出该收发机对于胶囊内窥镜方面应用的安全性。

表 7.7 局部峰值 SAR 为 2W/kg 或 10W/kg 时发射功率的门限

局部峰值 SAR/(W/kg)	发射功率/mW
2	24.36
10	121.80

当然, 采用不同的发射天线时, 体内 SAR 的数值可能会发生变化。但是, 评估 SAR 的基本方法与上面所介绍的方法是相同的。需要注意的是, 提高接收机的性能, 例如采用高增益接收天线或者采用空间分集接收技术, 能够有效地降低人体内部发射机所需要的发射功率, 这将有助于降低峰值 SAR。只要发射功率值低于

20mW，对 10g 质量平均的峰值 SAR 就不会超过 2W/kg。

### 7.2.3.3 HBC 频段

在 IEEE802.15.6 标准中，所考虑的 HBC 频段为 10 ~ 50MHz 之间。典型的 HBC 发射机采用一个置于人体表面的电极来发送信号。考虑到 HBC 频段的平均路径损耗约为 60dB，如果要在接收机处产生至少 1mV 的接收电压用于信号解调，那么所需要的发射电压为 1V。下面对发射电极采用频率为 30MHz、电压为 1V 或 10V 的电压源激励时所对应的 SAR 进行评估。

考虑图 4.19 所示的人体模型。假定电极位于人体的左胸或者后侧裤兜的位置。接下来可以采用 FDTD 方法并结合均匀人体模型对 SAR 进行计算。设定均匀人体模型的电导率和介电常数为肌肉组织对应参数值的 2/3。这是由于人体的平均组成可以近似看作是类似于肌肉的组织——特性参数值取肌肉组织对应参数值的 2/3。图 7.14 给出了发射电极位于人体胸部时人体表面的 SAR 分布情况。从图中可以看出吸收电磁能量的区域也非常集中，这是由于电极尺寸非常小的缘故。表 7.8 给出了发射电压为 1V 和 10V 时，对 10g 质量平均的空间峰值 SAR 计算示例。与电极位于后侧裤兜时的情况相比，电极位于胸部时对 10g 质量平均的 SAR 数值更高一些，这是由于胸部区域的形状更平坦一些。总的来说，当发射电压取常用的 1V 时，对 10g 质量平均的空间峰值 SAR 数值在  $\mu\text{W}/\text{kg}$  的量级，这与安全限值 2W/kg 相比安全余量超过 60dB。这一结果表明，在 HBC 通信应用中满足 SAR 安全导则限值并不困难。

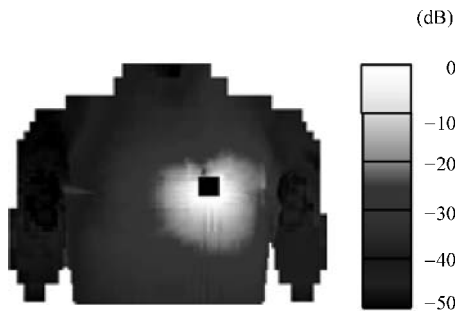


图 7.14 HBC 频段人体表面的 SAR 分布

表 7.8 HBC 频段发射电压为 1V 或 10V 时对 10g 质量平均的峰值 SAR ( $\mu\text{W}/\text{kg}$ )

	1V	10V
胸部/( $\mu\text{W}/\text{kg}$ )	0.99	99
后侧裤兜/( $\mu\text{W}/\text{kg}$ )	0.10	10

## 7.3 心脏起搏器电磁干扰分析

### 7.3.1 心脏起搏器模型及干扰机理

在人体区域通信中，除了由人体区域通信信号引起的电磁能量吸收问题，人体区域通信信号与人体之间存在的电磁相互作用还会导致植入式医疗设备（如心脏起搏器）产生 EMI 问题。心脏起搏器由屏蔽外壳、内部电路以及电极构成。心脏

起搏器通过电极连接到心脏并读取 ECG 信号, 并在必要时产生电压脉冲来刺激心脏跳动。外部的电磁场可能会耦合到起搏器内部, 并且在内部传感电路的输入端产生干扰电压。在起搏器传感电路输入端产生的干扰电压, 将会被放大、经低通滤波器滤波。如果放大器和低通滤波器输出的电压超过阈值, 就可能会触发电压脉冲来刺激心脏跳动, 从而导致心脏起搏器产生故障。虽然与心脏起搏器的工作频率 (在 kHz 的数量级) 相比, 人体区域通信信号的频率通常要更高一些 (大于 MHz), 但起搏器内部传感电路的非线性特性可能会产生一个解调效果, 使得 RF 信号的频率落到心脏起搏器的工作频段内。

在本节中, 我们将详细介绍一种两步骤分析法, 用于分析心脏起搏器内部感应产生的 EMI 电压。在第一步中, 将起搏器当作一根接收天线, 采用 FDTD 方法计算得到起搏器电路的输入电压; 在第二步中, 采用 Volterra 级数分析起搏器内部非线性放大器和低通滤波器电路的输出电压, 用于评估 EMI 的影响。

对外部电磁场来说, 起搏器可能会充当一根接收天线 (Wang、Fujiwara 和 Nojima, 2000 年)。这种效应在人体区域通信的任何频段都是存在的 (Wang 等, 2009 年)。图 7.15 给出了一个植入式心脏起搏器的基本组成。心脏起搏器包含一个屏蔽外壳 (内部有电子线路)、一个 (单极) 或两个 (双极) 电极以及导线。不失一般性, 这里我们考虑单电极的情况。将接头向内部电路看进去的内部阻抗作为负载, 并将起搏器外壳和连接电极的导线这两个金属部分看作接收天线的两个单元, 最终得到的起搏器等效电路如图 7.16 所示。这里  $Z_R$  是起搏器的辐射阻抗,  $V_M$  是由外部通信设备的电磁场在起搏器外壳和导线之间感应产生的开路电压,  $Z_I$  是从接头向起搏器内部看进去的内部阻抗,  $V_I$  是经过接头加载到内部传感电路上的电压——也就是加载到起搏器内部传感电路上的输入干扰电压。这样可以得到传感电路上的输入干扰电压  $V_I$ , 如式 (7.15) 所示

$$V_I = \frac{Z_I}{Z_R + Z_I} V_M \quad (7.15)$$

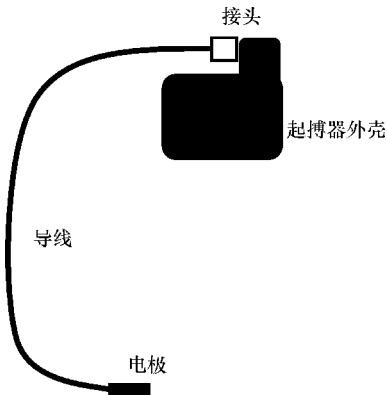


图 7.15 心脏起搏器的基本组成

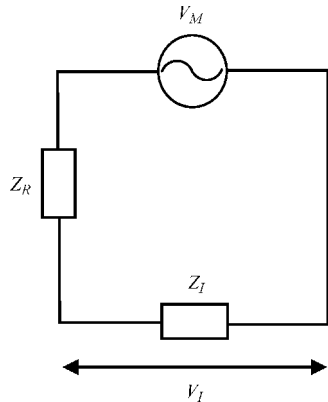


图 7.16 用于 EMI 分析的等效电路



图 7.17 给出了心脏起搏器中模拟传感电路的框图 (Tarusawa 等, 2005 年; Schenke、Fichte 和 Dickmann, 2007 年)。输入电压  $V_I$  经过放大后再通过低通滤波器, 所得到的输出电压  $V_O$  在比较器中与感知阈值  $V_I$  进行比较。如果电压超过感知阈值, 就会触发脉冲输出, 导致起搏器发生故障。

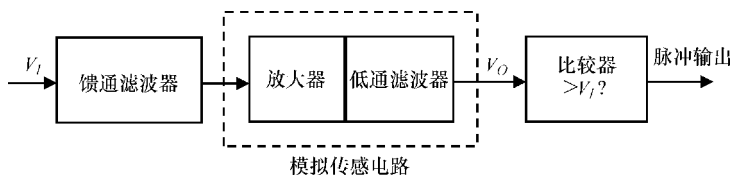


图 7.17 起搏器内部电路框图

人体区域通信信号是否能够通过低通滤波器取决于信号的特征参数 (例如幅度、频率、调制方式等), 以及传感电路的参数。图 7.18 给出了 RF 通信信号导致 EMI 产生的基本原理。ECG 信号的频率范围通常为  $1\text{Hz} \sim 1\text{kHz}$ 。起搏器电路被设计成主要在这一低频段范围内工作, 这就使得 RF 干扰信号很难出现在比较器的输入端。然而, 如果 RF 干扰信号足够强, 起搏器电路便呈现出非线性状态。非线性来自于馈通滤波器或者放大器 (Barbaro 等, 2003 年)。通过馈通滤波器后, RF 信号被送入放大器中用于感知 ECG 信号。由于干扰信号的频率通常超出放大器的工作频率范围, 干扰信号将被削弱, 但同时放大器的非线性特性将会导致新的直流偏移和低频分量的产生, 如图 7.18b 所示。直流和低频分量信号能够通过低通滤波器, 成为比较器的输入信号, 如图 7.18c 所示。如果比较器不能有效地抑制干扰信号  $V_O$ , 则当  $V_O$  大于阈值电压  $V_I$  时, 起搏器就会产生功能故障。

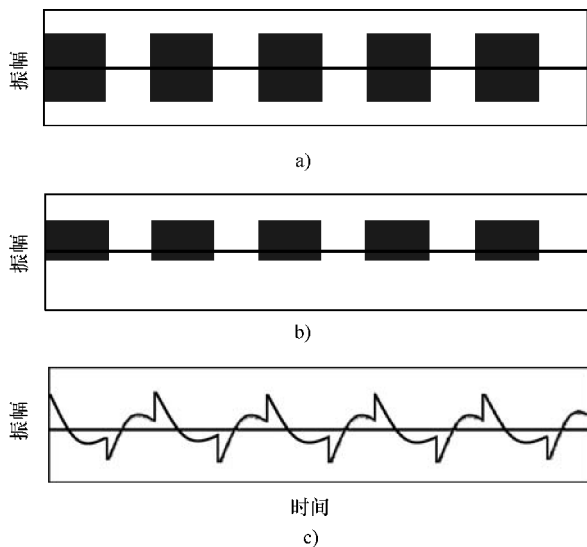


图 7.18 人体区域通信信号导致 EMI 产生的基本原理

- a) 输入到放大器的调制射频信号 b) 非线性效应导致放大器输出端生成的干扰信号  
c) 经过滤波后在传感电路输出端输出的干扰信号

模拟传感电路的非线性特性可以采用 Volterra 级数的方法来进行分析, Volterra 级数是分析弱非线性电路的一种经典和有效的工具。基于非线性电路模型, 可以分析得到输出干扰电压  $V_O$ , 然后就可以对起搏器可能遭受的干扰进行评估。

分析起搏器 EMI 的两步骤分析法可以概述如下:

#### 第 1 步: 电磁场方法

采用全波电磁场数值模拟工具 (例如 FDTD 方法) 来确定接头处的开路电压  $V_M$ , 然后根据式 (7.15) 得到传感电路的输入干扰电压  $V_I$ 。计算开路电压  $V_M$  时, 将起搏器建模为一根接收天线, 其中起搏器外壳和导线/电极都被看作导体, 它们之间的接头则被看作是一个开路负载。

#### 第 2 步: 电路方法

基于对模拟传感电路建立的非线性 Volterra 级数模型, 确定输出的干扰电压  $V_O$ 。

下面我们在 7.3.2 和 7.3.3 节中, 分别对电磁场方法和电路方法进行介绍。

### 7.3.2 电磁场方法

将起搏器建模成一个接头位置为开路负载的接收天线, 采用 FDTD 方法就可以计算得到接头处的开路电压。接收天线具有偶极子结构, 两个辐射单元分别为金属外壳和连接有电极的金属导线。通过 FDTD 方法, 可以得到当发射电极受到激励时金属外壳与导线之间 (也就是接头位置处) 的开路电压  $V_M$ , 接下来就可以估算在起搏器内部传感电路输入端的干扰电压。

电磁场方法的具体步骤如下:

#### 1. 确定起搏器的辐射阻抗

通过将起搏器模拟成一根发射天线可获得辐射阻抗。将一个电压源放置在接头处去驱动起搏器金属外壳旁边的电极和导线, 采用 FDTD 方法计算环绕在接头周围的磁场, 然后根据安培定律得到通过接头的电流。计算电压源电压与流经接头的电流之间的比值, 得到起搏器的辐射阻抗。

#### 2. 确定接头处的开路电压

这里的开路电压是基于这样的考虑: 将起搏器作为接收天线, 并将接头处设置为开路, 接头处的电压即为开路电压。通过对一个人体区域通信设备的发射天线进行激励, 再次利用 FDTD 方法计算得到金属外壳和导线之间的感应电压, 就得到开路电压。为了利用 FDTD 方法计算得到开路电压, 在每一个 FDTD 元胞中模拟一个集总电阻  $R$ 。假设电阻沿  $x$  轴方向放置,  $V_R$  是电阻上的电压, 在时间步为  $(n-1/2)$  的时刻流经电阻的电流为

$$I_R^{n-(1/2)} = \frac{V_R^{n-(1/2)}}{R} = \frac{\Delta x}{R} \frac{E_x^{n-1} + E_x^n}{2} \quad (7.16)$$

式中,  $E_x$  是电阻位置处的电场分量;  $\Delta x$  是在  $x$  方向上 FDTD 元胞的尺寸。

根据麦克斯韦方程, 电阻位置处的电场强度  $E$  与磁场强度  $H$  在不同时间步对应的关系为

$$E_x^n = \frac{1 - \frac{\Delta t \Delta x}{2R\epsilon\Delta y\Delta z}}{1 + \frac{\Delta t \Delta x}{2R\epsilon\Delta y\Delta z}} E_x^{n-1} + \frac{\frac{\Delta t}{\epsilon}}{1 + \frac{\Delta t \Delta x}{2R\epsilon\Delta y\Delta z}} [\nabla \times H^{n-(1/2)}]_x \quad (7.17)$$

当  $R$  趋近于无穷大时, 式 (7.16) 中的电压  $V_R$  可被认为是开路电压  $V_M$ 。

### 3. 计算输入干扰电压 $V_I$

通过接头之后的输出电压即为起搏器内部电路的输入电压, 该电压可以通过式 (7.15) 计算得到。但是, 为了应用式 (7.15), 我们还需要知道从接头看进去的起搏器内部阻抗  $Z_I$ 。  $Z_I$  的大小主要由起搏器的传感电路决定, 将会在下一节讨论。

### 7.3.3 电路方法

心脏起搏器的传感电路由一个放大器和一个低通滤波器组成。典型的传感电路可以认为是一个连接有外部元件的运算放大器。运算放大器是一种具有高增益的电压放大器, 是一种具有差分输入和单端输出的电子器件。图 7.19 给出了一种具有

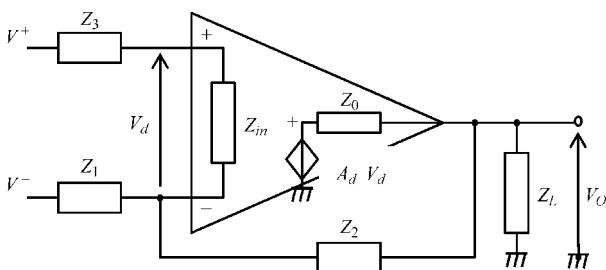


图 7.19 具有差分输入的负反馈运算放大器的一般结构

代表性的差分输入负反馈运算放大器结构。如前文所述, 虽然人体区域通信信号的频率一般要比心跳刺激脉冲信号的频率更高一些, 但运算放大器的非线性特性可以将高频信号变换到低频, 使其能够通过低通滤波器。Schenke、Fichte 和 Dickmann 的测量结果 (2007 年) 也表明, 由于运算放大器的解调特性, 理想的线性运算放大器模型在高频段将不再适用。因此, 要想对一个兼具低通滤波器功能的运算放大器所输出的干扰信号进行准确预测, 建立非线性模型是非常必要的。虽然运算放大器之前的馈通滤波器也会导致非线性结果的产生, 这里我们只关注对运算放大器非线性的分析。

正如大家所知, Volterra 级数对于弱非线性且时不变模拟电路的分析, 是一种精确的、强有力的工具 (Schetzen, 1980 年)。目前 Volterra 级数被广泛应用于计算晶体管放大器及系统中的一些数值小、非常烦琐的畸变项。与泰勒 (Taylor) 级数相比, 它的特点在于具备“记忆”效应, 也就是说非线性系统的输出取决于系统在所有时间上的输入。这种能力有利于模拟那些具有“记忆”效应器件的非线性行为, 例如电容和电感器件。从数学角度看, Volterra 级数是对一个动态的、非线

性、时不变函数的扩展, 是无穷多项多维卷积积分的和。

正如大家所知, 一个具有记忆功能的线性时不变系统可以由以下的卷积表达式描述:

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (7.18)$$

式中,  $x(t)$  是输入信号;  $y(t)$  是输出信号;  $h(t)$  是系统的冲激响应。

根据 Volterra 级数方法, 具有记忆效应的非线性时不变系统的输出信号  $y(t)$  可以表示成如下形式 (Schetzen, 1980 年)

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} y^{(i)}(t) \quad (7.19)$$

其中

$$y^{(i)}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} H_{k_1, \dots, k_i}(f_1, \dots, f_i) \times \\ X_{k_1}(f_1) \cdots X_{k_i}(f_i) e^{j2\pi(f_1 + \dots + f_i)t} df_1 \cdots df_i \quad (7.20)$$

式中,  $X_{k_i}(f_i)$  是系统输入信号的傅里叶变换;  $H_{k_1, \dots, k_i}(f_1, \dots, f_i)$  ( $1 \leq k_i \leq d$ ,  $d$  是系统可能的最高阶数) 是第  $i$  阶频域的 Volterra 核函数。

如果将该系统看作一个二阶系统 ( $d=2$ ),  $H_{k_1, \dots, k_i}(f_1, \dots, f_i)$  项将包含  $H_1(f)$ 、 $H_2(f)$ 、 $H_{11}(f_1, f_2)$ 、 $H_{12}(f_1, f_2)$ 、 $H_{21}(f_1, f_2)$  和  $H_{22}(f_1, f_2)$ 。Volterra 级数方法指出, 理论上任何非线性系统都可以通过多维卷积来进行模拟。然而, 由于 Volterra 核的复杂性, 实际上 Volterra 核函数一般最多只考虑到 3 阶, 少数情况下考虑到 5 阶。由于这种限制, 使得 Volterra 级数方法只适用于弱非线性系统。

对于一个由 RF 干扰驱动的弱非线性负反馈运算放大器, 任意两个输入信号产生的输出电压的表达式, 已经通过 2 阶 Volterra 级数推导得到 (Fiori 和 Croveti, 2003 年)。根据 Fiori 和 Croveti 推导的 Volterra 核, 考虑心脏起搏器应用场景中的输入电压  $V^+ = 0$ , 我们可以得到运算放大器的输出电压, 如下所示

$$v_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_2(f_1) V^-(f_1) e^{j2\pi f_1 t} df_1 \\ + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} H_{22}(f_1, f_2) V^-(f_1) V^-(f_2) e^{j2\pi(f_1 + f_2)t} df_1 df_2 \quad (7.21)$$

式中,  $H_2(f_1)$  和  $H_{22}(f_1, f_2)$  是频域 Volterra 核, 由运算放大器的参数和外部器件决定。

在心脏起搏器场景中, 当  $V^+ = 0$  时, 图 7.19 所示的负反馈运算放大器模型可以简化成图 7.20 所示模型。因此, 式 (7.21) 就是一个适用于心脏起搏器内部传感电路中的 2 阶非线性运算放大器输出电压的一般表达式。这里我们从 Volterra 级数的弱非线性出发, 假定心脏起搏器内部电路对应的运算放大器模型是一个 2 阶非线性系统。

接下来我们给出式 (7.21) 中的频域 Volterra 核  $H_2(f)$  和  $H_{22}(f_1, f_2)$ 。

### 1. 对运算放大器各种阻抗的假设

比较图 7.19 和图 7.20, 我们可以看到

$$Z_3(f) = 0, Z_{in}(f) = \infty, Z_0(f) = 0, Z_L(f) = \infty$$

因此, 对应的阻抗关系如下:

$$Z_1(f) = R_1 \quad (7.22)$$

$$Z_2(f) = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} \quad (7.23)$$

电压传输函数为

$$A_d(f) = A_0 \frac{1}{1 + jf/f_1} \quad (7.24)$$

式中,  $A_0$  是放大系数;  $f_1$  是低通滤波器的截止频率。

### 2. $H_2(f)$ 的推导

$$H_2(f) = \frac{[1 - B(f)] A_d(f)}{1 + B(f) A_d(f)} \quad (7.25)$$

$$\therefore B(f) = -\frac{Z_0(f)}{Z_0(f) + Z'_L(f)} \cdot \frac{Z'_i(f)}{Z'_i(f) + Z_2(f)} \cdot \frac{Z_{in}(f)}{Z_{in}(f) + Z_3(f)} \quad (7.26)$$

但是

$$Z'(f) = \frac{Z_1(f) [Z_3(f) + Z_{in}(f)]}{Z_1(f) + Z_3(f) + Z_{in}(f)} = Z_1(f) \quad (7.27)$$

$$Z'(f) = \frac{Z_L(f) [Z_2(f) + Z'_i(f)]}{Z_L(f) + Z_2(f) + Z'_i(f)} = Z_1(f) + Z_2(f) \quad (7.28)$$

$$\therefore B(f) = 0 \quad (7.29)$$

$$\therefore H_2(f) = A_d(f) \quad (7.30)$$

### 3. $H_{22}(f_1, f_2)$ 的推导

$$H_{22}(f_1, f_2) = G_{12}(f_1) G_{22}(f_2) H_0(f_1, f_2) + G_{22}(f_1) G_{12}(f_2) H_0(f_1, f_2) \quad (7.31)$$

其中,

$$H_0(f_1, f_2) = \frac{1}{2} \frac{1}{2I_0} \frac{A_d(f_1 + f_2)}{1 + B(f_1 + f_2) A_d(f_1 + f_2)} \times \frac{2g_m j 2\pi f_1 C_T}{j 2\pi f_1 (2C_{gs} + C_T) + 2g_m} \quad (7.32)$$

$$= \frac{1}{4I_0} A_d(f_1 + f_2) \frac{2g_m j 2\pi f_1 C_T}{j 2\pi f_1 (2C_{gs} + C_T) + 2g_m}$$

$$H_0(f_2, f_1) = \frac{1}{4I_0} A_d(f_1 + f_2) \frac{2g_m j 2\pi f_2 C_T}{j 2\pi f_2 (2C_{gs} + C_T) + 2g_m} \quad (7.33)$$

式中,  $I_0$  是晶体管的偏置电流;  $g_m$  是运算放大器的转移电导;  $C_{gs}$  是每个晶体管的栅极-源极电容;  $C_T$  是与接地和电源相关的寄生电容之和。

并且有

$$G_{12}(f) = \frac{-D(f) Y_1(f)}{Y_1(f) + Y'_2(f) [1 + A'_d(f) D(f)] + Y'_3(f)} \quad (7.34)$$

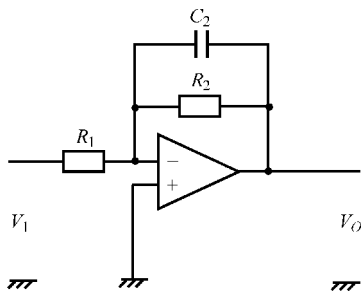


图 7.20 心脏起搏器内部传感电路的一种运算放大器电路模型

$$G_{22}(f) = \frac{[2 - D(f)]Y_1(f)}{2\{Y_1(f) + Y'_2(f)[1 + A'_d(f)D(f)] + Y'_3(f)\}} \quad (7.35)$$

$$\because D(f) = \frac{Z_{in}(f)}{Z_3(f) + Z_{in}(f)} = 1 \quad (7.36)$$

$$Y_1(f) = \frac{1}{Z_1(f)} \quad (7.37)$$

$$Y'_2(f) = \frac{1}{Z_2(f) + \frac{1}{\frac{1}{Y_0(f)} + Y_L(f)}} = \frac{1}{Z_2(f)} \quad (7.38)$$

$$Y'_3(f) = \frac{1}{Z_3(f) + Z_{in}(f)} = 0 \quad (7.39)$$

$$A'_d(f) = A_d(f) \frac{Z_L(f)}{Z_L(f) + Z_0(f)} = A_d(f) \quad (7.40)$$

$$\therefore G_{12}(f) = -\frac{\frac{1}{Z_1(f)}}{\frac{1}{Z_1(f)} + \frac{1}{Z_2(f)}[1 + A_d(f)]} = -\frac{Z_2(f)}{Z_2(f) + Z_1(f)[1 + A_d(f)]} \quad (7.41)$$

$$\therefore G_{22}(f) = -\frac{\frac{1}{Z_1(f)}}{2\left\{\frac{1}{Z_1(f)} + \frac{1}{Z_2(f)}[1 + A_d(f)]\right\}} = -\frac{Z_2(f)}{2\{Z_2(f) + Z_1(f)[1 + A_d(f)]\}} \quad (7.42)$$

上面我们对二阶非线性运算放大器 Volterra 核的推导过程进行了详细介绍。简而言之, Volterra 核取决于运算放大器器件的电特性参数。如果同时知道起搏器内部传感电路的输入干扰信号, 我们就可以根据式 (7.21) 所示的 Volterra 非线性模型得到输出干扰信号。

根据上面所介绍的电磁场和电路两种方法, 现在我们可以将心脏起搏器内部的模拟传感电路输出端 EMI 电压的分析预测过程总结如下:

第 1 步: 将起搏器建模成一根接收天线, 采用 FDTD 方法计算开路电压  $V_M$ 。由于辐射阻抗  $Z_R$  比运算放大器电路的输入阻抗  $Z_I$  小得多, 根据式 (7.15), 将开路电压  $V_M$  作为输入电压  $V_I$  是合理的, 这实际上是考虑到了最坏的情况。

第 2 步: 利用式 (7.21) 计算输出电压  $V_O$ , 并将其与感知阈值  $V_I$  进行比较。如果  $V_O > V_I$ , 则心跳刺激脉冲将会被触发, 起搏器将会发生故障。

### 7.3.4 发射信号强度与干扰电压之间的关系

结合上面所介绍的方法, 在本节中, 我们将重点研究两种类型的体表通信信号, 分析当它们作为外部干扰源时, 在植入式起搏器输出端可能导致的干扰电压。

从干扰信号类型的角度来看,载波信号和脉冲信号是两类有代表性的传输信号。对于载波信号,我们将以 HBC 频段的信号作为例子,而对于脉冲信号,自然采用 UWB 频段信号。实际上,它们分别对应于窄带和宽带通信信号。

### 7.3.4.1 窄带 HBC 信号

在第2章和第4章中已经介绍过,HBC 频段信号的传播主要基于静电耦合或近似的表面波方式。人体组织的介电特性决定了这种传播应该在几十 MHz 以下的频率进行。但是另一方面,由于在这个频率范围内,电磁场更容易透入人体内部,因此体表通信信号与人体之间的电磁相互作用尤其严重。这使得植入式心脏起搏器可能会受到 EMI 影响。

对于一个载频为  $f_c$  的窄带体表 HBC 通信信号,输入干扰电压可以近似地表示成 delta 函数的形式,即  $V_I = V_{IA}\delta(f_c)$ 。根据式 (7.21),传感电路的输出电压可以表示为

$$v_0(t) = V_{IA}H_2(f_c) \cos [2\pi f_c t + \angle H_2(f_c)] + 0.5V_{IA}^2 \operatorname{Re} [H_{22}(f_c, -f_c)] \quad (7.43)$$

式中,  $V_{IA}$  是输入窄带信号的振幅;  $H_2(f_c)$  和  $H_{22}(f_c, -f_c)$  是频域的 Volterra 核——它们由运算放大器参数和外部器件决定。

由于载频  $f_c$  (单位为 MHz) 超过了运算放大器电路的带宽 (单位为 kHz),式 (7.43) 中只有第二项在经过低通滤波器之后仍然是有效。这表明 EMI 的影响实际上主要是由输出端的偏移电压引起。因此,窄带 HBC 信号产生的输出干扰电压可以写成下面的形式

$$V_0 = 0.5V_{IA}^2 \operatorname{Re} [H_{22}(f_c, -f_c)] \quad (7.44)$$

根据式 (7.31) ~ 式 (7.42) 对  $H_{22}(f_c, -f_c)$  的推导,我们可以得到  $H_{22}(f_c, -f_c)$  为

$$H_{22}(f_c, -f_c) = A_0 \frac{g_m}{2I_0} \frac{j2\pi f_c C_T}{j2\pi f_c (2C_{gs} + C_T) + 2g_m} \times \left[ \frac{Z_2(f_c)}{R_1 + Z_2(f_c)} \right]^2 \quad (7.45)$$

这样,输出干扰电压  $V_0$  可以表示为

$$\begin{aligned} V_0 &= 0.5V_{IA}^2 \operatorname{Re} [H_{22}(f_c, -f_c)] \\ &= V_{IA}^2 A_0 \frac{g_m}{4I_0} \operatorname{Re} \left\{ \frac{j2\pi f_c C_T}{j2\pi f_c (2C_{gs} + C_T) + 2g_m} \times \left[ \frac{Z_2(f_c)}{R_1 + Z_2(f_c)} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (7.46)$$

根据 Schenke、Fichte 和 Dickmann 的研究结果 (2007 年),起搏器电路中的低通滤波器截止频率为 1kHz,即  $f_0 = 1\text{kHz}$ 。假设负反馈运算放大器电路的增益为 10dB,可以确定图 7.20 所示电路中的器件参数分别为  $R_1 = 1\text{k}\Omega$ 、 $R_2 = 3\text{k}\Omega$ 、 $C_2 = 53.05\text{nF}$ 。进一步,再结合  $A_0$ 、 $I_0$ 、 $g_m$ 、 $C_{gs}$  和  $C_T$  的典型值,我们就可以根据已知的起搏器传感电路输入干扰电压,计算得到对应的输出干扰电压  $V_0$ 。

Schenke、Fichte 和 Dickmann 给出的测量结果 (2007 年) 显示,当频率在 10 ~ 100MHz 范围内变化时,临界输入电压大约为 1V。这意味着当输入干扰电压为 1V 时,输出干扰电压将为阈值电压  $V_t$ 。当输入干扰电压超过 1V 时,脉冲输出开关开

启, 输出脉冲的频率为心跳频率。根据 Irnich (1996 年) 和 Barbaro (2003 年) 的研究结果, 起搏器阈值电压  $V_t$  的均值为  $1 \sim 4\text{mV}$ 。这里我们选择典型值  $2\text{mV}$  作为阈值电压。图 7.21 给出了根据 Schenke、Fichte 和 Dickmann 的测量数据 (2007 年) 得到的输出电压阈值与频率之间的函数关系, 频率变化范围为  $10 \sim 100\text{MHz}$ 。从图中可以看出在这个频率范围内输出电压阈值的曲线几乎是平坦的, 并且在电路参数选择合适的情况下, 输出电压阈值几乎保持数值  $2\text{mV}$ 。

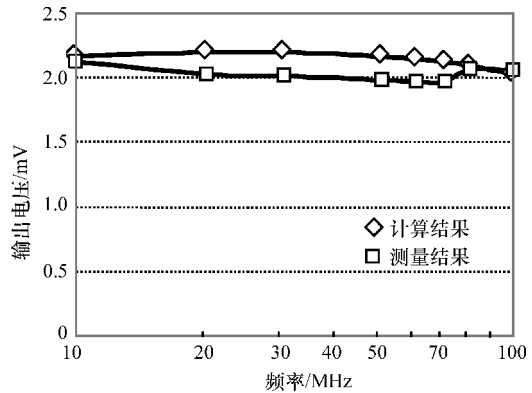


图 7.21 计算及测量得到的输出电压

另一方面, 利用式 (7.46), 并采用与 Schenke、Fichte 和 Dickmann 研究 (2007 年) 所使用的相同的输入电压, 我们可以计算得到输出电压  $V_o$ 。计算结果也在图 7.21 中给出。从图中可以看出, 计算得到的输出干扰电压与测量得到的结果吻合得很好, 这证明了非线性电路模型的有效性。所用到的电路模型参数在表 7.9 中列出。

表 7.9 运算放大器电路参数

放大系数 $A_0$	1 000000
偏置电流 $I_0/\mu\text{A}$	10
转移电导 $g_m/\text{mS}$	1.2
栅源电容 $C_{gs}/\text{fF}$	100
寄生电容 $C_T/\text{pF}$	1

我们将这种分析方法应用于 HBC 场景中, 如图 7.22 所示。在这个场景中, 起搏器使用者的胸部有一个体表 HBC 发射机, 该发射机用来与手指位置处的接收机进行通信。所用的人体模型为均质人体模型, 其介电特性参数值取为肌肉组织对应参数值的  $2/3$ 。位于人体模型表面的体表发射机采用电极结构, 由两个金属片组成。由于发射机位于胸部表面, 它所产生的 EMI 电压将会对植入式起搏器产生比较严重的影响。图 7.23 给出了当体表发射机位置处的激励电压为  $10\text{V}$ 、频率在  $10 \sim 100\text{MHz}$  范围内变化时, 采用 FDTD 方法计算得到的开路电压  $V_M$  与频率之间的关系。这一激励电压值也是体表 HBC 应用在正常情况下电压可能出现的最大值。正如从图中所看到的, 产生的输入干扰电压随频率的升高而减小, 这是因为频率的升高使得电磁波更难进入人体组织内部。在我们所关注的整个频段内, 开路电压  $V_M$  的变化范围为  $0.18 \sim 0.09\text{V}$ 。我们将这些电压值近似地作为输入干扰电压  $V_I$ ,



加载到传感电路的输入端。图 7.24 给出了采用式 (7.46) 所示的非线性运算放大器模型, 对模拟传感电路输出电压的预测估算结果。从图中可以看出, 在整个频率范围内输出电压的变化范围为  $0.02 \sim 0.07\text{mV}$ 。与感知阈值电压  $V_t$  的数值  $2\text{mV}$  相比, 在  $10 \sim 100\text{MHz}$  的频率范围内至少有  $30\text{dB}$  的安全余量。这一结果表明, 当 HBC 应用系统以正常等级的发射电压工作时, 一般不会引起心脏起搏器故障的发生。

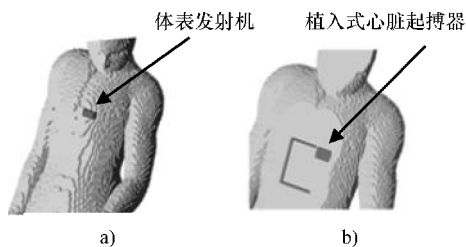


图 7.22 a) 发射机位于真实形状人体模型左胸的表面 b) 胸腔内部的植入式心脏起搏器

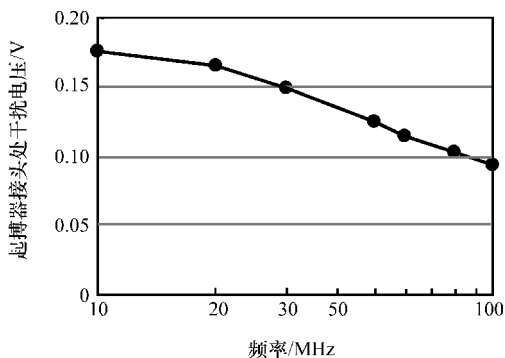


图 7.23 采用 FDTD 方法计算得到的起搏器接头处干扰电压  $V_M$  (该电压与输入干扰电压  $V_I$  近似相等)

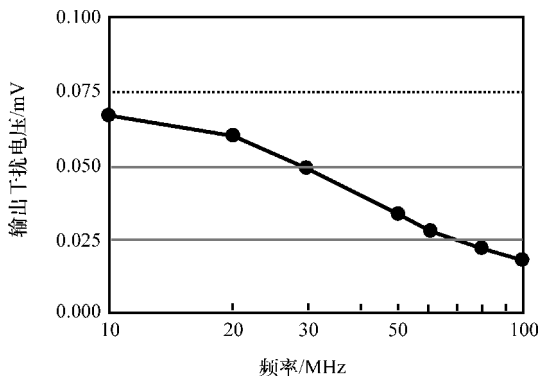


图 7.24 体表 HBC 应用场景下计算得到的起搏器电路输出干扰电压

### 7.3.4.2 UWB 脉冲信号

IR-UWB 利用短脉冲来实现频带很宽的传输信号。在体表 UWB 通信场景中, 由于运算放大器的非线性特性, 左胸区域的通信设备可能会与植入式起搏器发生耦合。在这种应用场景中, 与图 7.22 类似, 我们假定在心脏起搏器用户的胸部放置有一个体表 UWB 发射机——出于某些生物医学方面应用的需要。由于发射机位于胸部表面, 其产生的 EMI 电压可能会对植入式起搏器带来严重影响。

UWB 脉冲信号一般为  $n$  阶微分高斯脉冲的形式。 $n$  阶微分高斯脉冲的表达式

由式 (4.5) 给出, 对应的傅里叶变换由式 (4.6) 给出。这样在式 (7.21) 中我们有  $V^-(f) = X_n(f)$ 。为了对 EMI 进行评估, 我们选择二阶微分高斯脉冲作为发送的 UWB 脉冲信号。脉冲的峰值保持为 0.3V, 脉冲形状因子调整为  $\alpha = 1.18 \times 10^{-10}$ , 以使信号频谱尽可能地接近 FCC 辐射规范要求。如图 4.3 所示, 脉冲宽度大约为 280ps。

在下面的分析中, 假定植入式起搏器距离左胸表面的深度大约为 1.5cm。由于起搏器可以看作是一根接收天线, 我们可以采用与频率相关的 FDTD 方法来计算起搏器接头处产生的电压, 该电压即为内部传感电路的输入电压。另一方面, 作为一种替代方法, 我们根据 4.2.3 节的路径损耗分析结果可以知道, UWB 脉冲信号在左胸表面的发射机与植入式起搏器之间将会经历一个 54dB 左右的传输衰减。根据 FCC 辐射限制要求, 所发送的 UWB 脉冲信号峰值为 0.3V, 这样我们可以确定在起搏器输入端产生的峰值电压大约为 0.6mV。这个电压值是植入式起搏器传感电路的最大输入电压。

根据式 (7.21) 给出的一般表达式, 宽带输入信号所对应的输出干扰电压不再是一个直流分量。我们使用式 (7.21) 以及表 7.9 中列出的运算放大器电路参数来计算输出电压。计算结果如图 7.25 所示。从图中我们可以看到, 电压波形被平滑过了, 这是由于信号中高频分量的减少。与感知阈值电压  $V_t = 2\text{mV}$  相比, 输出干扰电压的峰值仅为 0.037mV。这也意味着起搏器电路对于 UWB 干扰信号, 还存在 35dB 的安全余量。输出干扰电压的直流分量只有  $0.06\mu\text{V}$ , 远小于感知阈值电压的值。

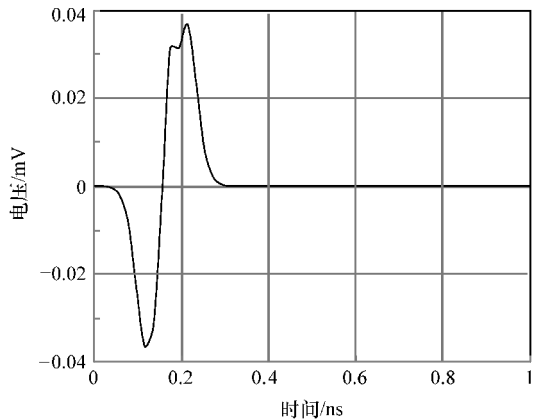


图 7.25 输入 UWB 脉冲为峰值电压条件下计算得到的起搏器电路输出干扰电压波形

图 7.26 给出了输出的峰值电压和直流电压分量分别与输入峰值电压之间的关系。从图中可以得出结论, 当输入脉冲的峰值电压小于 1mV 时, 输出脉冲的峰值和直流电压分量都与输入脉冲的峰值电压呈线性关系。这个结果是合理的, 因为当输入电压很小时, 式 (7.21) 中包含输入信号二次方的第二项将会变得极其小。此外, 在 UWB 频段, 频域的二阶 Volterra 核  $H_{22}(f_1, f_2)$  远小于一阶 Volterra 核  $H_2(f)$ 。因此, 非线性效应对输入—输出电压之间关系的影响是可以忽略的, 正如图 7.26 所给出的结果——它们之间能够保持线性关系。

但是, 运算放大器的解调特性, 使得输出信号的频谱分量发生了改变。在我们关注的频段内, 由于非线性效应的影响, 输出干扰信号的频谱与输入信号的频谱之

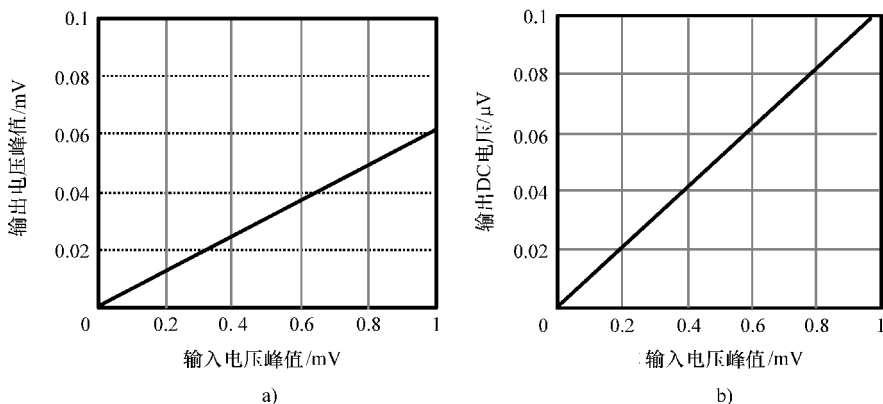


图 7.26 (图 a) 输出干扰电压峰值和 (图 b) 输出直流量与输入脉冲电压峰值之间的关系

间并不成一定比例关系。低频分量将会被放大，而高频分量则会被衰减。图 7.27 给出了不同频率上的传输特性，采用的是输出电压信号与输入电压信号的频谱幅度之比。运算放大器电路对输入电压信号中的高频分量进行解调，这使得输出电压信号中的低频分量显著增加。图 7.28 给出了在 1kHz (运算放大器截止频率) 的频点上输出与输入电压的频谱幅度之比，输入脉冲峰值电压的变化范围从  $10\mu\text{V} \sim 1\text{V}$ 。在 1kHz 频点上，频谱分量幅度的比值高达 230dB，这表明低频分量被极其显著地放大了。低频分量如此高的增益远远超出了运算放大器的放大能力。这应该归因于运算放大器的解调特性。在心率值 0.1kHz 附近的频点，也可以得到相同的结果及结论。

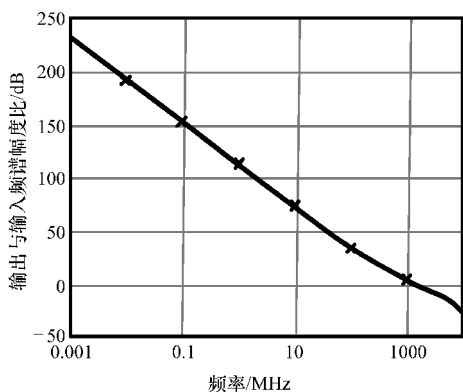


图 7.27 输出干扰电压信号与输入电压信号的频谱幅度之比

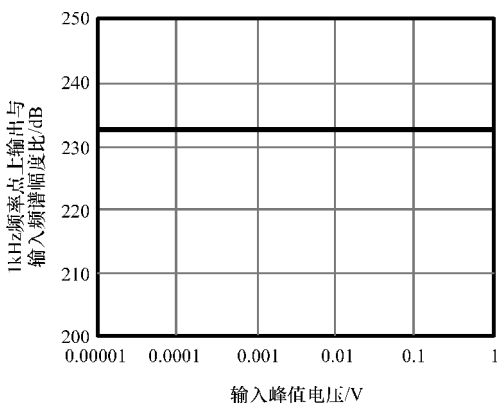


图 7.28 1kHz 频点上输出与输入电压频谱幅度比与输入脉冲峰值电压之间的关系

虽然以上分析并没有考虑图 7.20 中的电阻和电容的非理想特性，并且假定一直到 GHz 频率时运算放大器的参数都是常量，所推导的结果对于我们理解心脏起搏器中 EMI 的基本机理以及得到对 EMI 的初步评估结果，都是有帮助的。总之，

在人体区域通信中, 导致心脏起搏器发生故障的主要原因是起搏器内部电路的非线性特性。我们应该尤其关注对人体区域通信信号的解调效应所带来的直流和低频分量, 它们也可以作为对 EMI 评估的指标。除了上面所介绍的分析方法, 如果我们拥有非线性电路模型, 我们也可以采用电路仿真器 (例如 SPICE 软件) 来推导出直流或低频干扰电压。

### 7.3.5 实验评估系统

鉴于 EMI 对心脏起搏器的重要性, 对各类起搏器产品进行实验评估是非常必要的。用于评估手机和 RFID 设备对起搏器造成 EMI 影响的体外实验系统已经被开发出来 (Irnich 等, 1996 年; Tarusawa 等, 2005 年; Futatsumori 等, 2009 年)。这一系统可以直接应用于对人体区域通信中起搏器受到 EMI 的评估。

图 7.29 给出了心脏起搏器 EMI 测试系统的配置。该测试系统由一个电磁波信号源、一个 ECG 信号发生器、一个 ECG 信号检测器和一个人体躯干仿真模型组成。电磁波信号源可以是一个人体区域通信收发机, 或者是一个信号发生器加上天线, 用于产生人体区域通信信号。ECG 信号发生器通过心房或者心室电极为起搏器提供了一个模拟的心跳脉冲。ECG 信号检测器由一个示波器和一个图表记录仪组成。示波器用来测量由起搏器生成的心脏起搏脉冲。起搏脉冲通过心房或心室电极被送入示波器 (示波器输入阻抗为  $1\text{M}\Omega$ ), 配备了足够的数字存储器用于保存数据的记录仪对起搏脉冲进行监测记录。

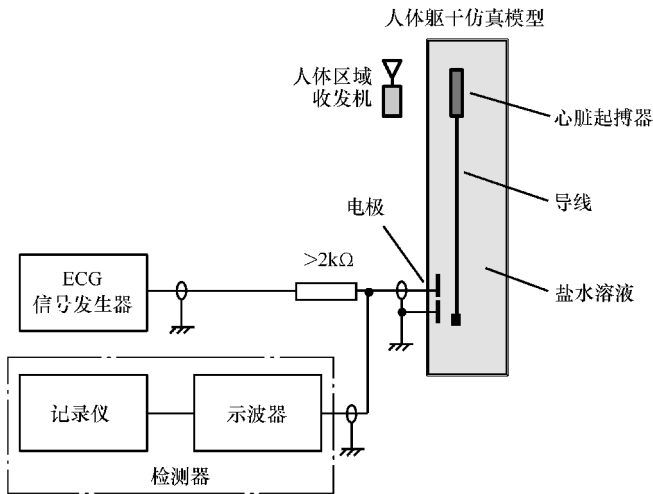


图 7.29 用于心脏起搏器 EMI 评估的测试系统配置 (基于 Tarusawa 等人 2005 年文献修改)

注: 经 Tarusawa Y.、Ohshita K.、Suzuki Y.、Nojima T. 和 Toyoshima T. 允许复制, 参见 “Experimental estimation of EMI from cellular base-station antennas on implantable cardiac pacemakers,” IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, 47, 4, 938-950, 2005. ©2005 IEEE)

人体躯干仿真模型由一个盐水容器和数个电极组成。盐水容器由丙烯酸板材构成，其中盛满盐水溶液（含氯化钠 1.8g/L）。盐水溶液提供了与人体相似的介电特性。通过丙烯酸卡座将起搏器和导线固定在盐水容器中。盐水容器的尺寸可以在一定范围内调节。图 7.30 给出了一个用来模拟人体躯干的盐水容器的详细结构，其尺寸为 34cm × 36cm × 3.5cm。从图中可以看出，有两个电极安装在盐水容器中，可以构成单极或双极起搏器，并连接有心房或心室导线。电极是由直径为 3cm 的不锈钢环以及直径为 0.6cm 的不锈钢片组成。它们用来将模拟产生的 ECG 信号引入起搏器并接收由起搏器产生的起搏脉冲。此外，对这两个电极进行调整，使它们对心房/心室 ECG 信号的隔离度在 20dB 以上。

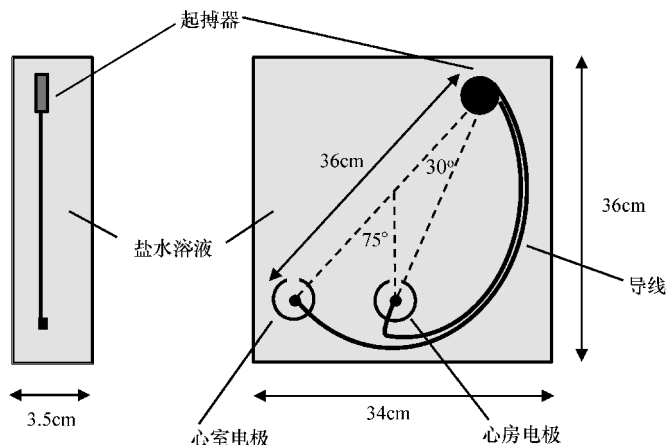


图 7.30 测试系统中的人体躯干仿真模型（Tarusawa 等，2005 年）

如图 7.31 所示，心脏起搏器 EMI 的测试过程包括 5 个步骤：

1) 设置被测心脏起搏器的工作方式以及 ECG 信号感知灵敏度。最大灵敏度（即最小阈值电压）对应于最差的情况。

2) 设置人体区域通信信号参数，如发射频率、发射功率、收发机在体表或体内的位置，等等。

3) 进行抑制测试，评估起搏器受到的 EMI 影响。在此步骤中，关闭模拟的 ECG 信号。被测起搏器生成的起搏脉冲每一步时间间隔都不会产生任何偏差。如果来自人体区域通信发射机的干扰信号抑制了一个起搏脉冲，就被认为是产生了 EMI 问题。

4) 进行异步测试，评估起搏器受到的 EMI 影响。在此步骤中，开启模拟的 ECG 信号。被测起搏器不会产生任何起搏脉冲。如果来自人体区域通信发射机的干扰信号使起搏器输出了起搏脉冲，就被认为是产生了 EMI 问题。

5) 在抑制测试和异步测试中，对起搏器 EMI 的评估是基于一定的参数（如发射功率、收发机在躯干模型表面或内部的位置等）来进行的。如果产生了 EMI 问题，记录对应的收发机参数，然后返回步骤 2，设置新的参数并重复相同的步骤。



图 7.31 心脏起搏器 EMI 测试过程

图 7.32 给出了分别在抑制测试和异步测试过程中出现 EMI 问题的示例。测试中所采用的干扰信号的强度要比一般人体区域通信信号的强度大得多，以便能够明

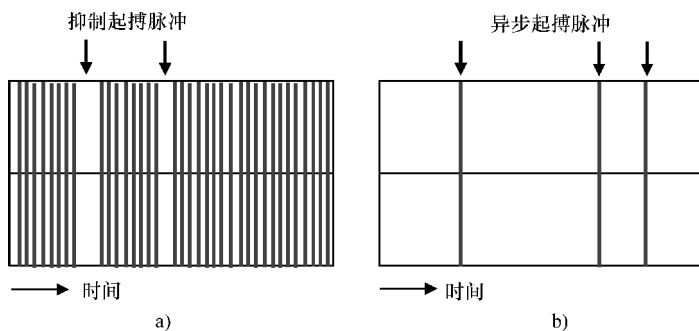


图 7.32 EMI 测试结果示例

a) 抑制测试 b) 异步测试

显地观察到心脏起搏器受 EMI 影响的现象。从图 7.32 中看出, 图 7.32a 出现了两个起搏脉冲被抑制的时间段, 图 7.32b 则出现了 3 个多余的起搏脉冲。与理论分析和数值仿真的评估方法相比, 这样的实验方法能够为心脏起搏器提供更可靠和更直观的 EMI 评估结果。

## 参考文献

- Barbaro, V., Bartolini, P., Censi, F. *et al.* (2003) On the mechanisms of interference between mobile phones and pacemakers: parasitic demodulation of GSM signal by the sensing amplifier. *Physics in Medicine and Biology*, **48**, 1661–1671.
- Caputa, K., Okoniewski, M., and Stuchly, M.A. (1999) An algorithm for computations of the power deposition in human tissue. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **41** (4), 102–107.
- Fiori, F. and Crovetto, P.S. (2003) Prediction of EMI effects in operational amplifier by a two-input Volterra series model. *IEE Proceeding of Circuits Devices System*, **150** (3), 185–193.
- Futatsumori, S., Kawamura, Y., Hikage, T. *et al.* (2009) *In vitro* assessment of electromagnetic interference due to low-band RFID reader/writers on active implantable medical devices. *Journal of Arrhythmia*, **25** (3), 142–152.
- Hartsgrove, G., Kraszewski, A., and Surowiec, A. (1987) Simulated biological materials for electromagnetic radiation absorption studies. *Bioelectromagnetics*, **8**, 29–36.
- ICNIRP (1998) Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz). *Health Physics*, **74**, 494–522.
- IEEE (2002) IEEE recommended practice for measurements and computations of radio frequency electromagnetic fields with respect to human exposure to such fields, 100 kHz–300 GHz. *IEEE Std C95.3-2002*.
- Irnich, W., Batz, L., Muller, R., and Tobisch, R. (1996) Electromagnetic interference of pacemakers by mobile phones. *PACE*, **19**, 1431–1446.
- Ito, K., Furuya, K., Okano, Y., and Hamada, L. (1998) Development and the characteristics of a biological tissue-equivalent phantom for microwaves (in Japanese). *Transactions on IEICE*, **J81-B-1**, 1126–1135.
- Lin, C. (1978) *Microwave Auditory Effects and Applications*, Charles C. Thomas, Springfield, IL.
- Schenke, S., Fichte, L.O., and Dickmann, S. (2007) EMC modeling of cardiac pacemakers. Proceedings of the 2007 International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Munich, Germany.
- Schetzen, M. (1980) *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, New York.
- Schmid, T., Egger, O., and Kuster, N. (1996) Automated E-field scanning system for dosimetric assessments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **44**, 105–113.
- Tarusawa, Y., Ohshita, K., Suzuki, Y. *et al.* (2005) Experimental estimation of EMI from cellular base-station antennas on implantable cardiac pacemakers. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, **47** (4), 938–950.
- Wang, J., Fujiwara, O., and Nojima, T. (2000) A model for predicting electromagnetic interference of implanted cardiac pacemaker by mobile telephones. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **48** (11), 2121–2125.
- Wang, Q. and Wang, J. (2009) SA and SAR analysis for wearable UWB body area applications. *IEICE Transactions on Communications*, **E92-B** (2), 425–430.
- Wang, Q., Sanpei, T., Wang, J., and Plettemeier, D. (2009) EMI modeling for cardiac pacemaker in human body communication. Proceeding of the 2009 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Kyoto, Japan, pp. 629–632.

## 第 8 章 总结与未来挑战

人体区域通信是在人体周围或人体内部进行的短距离无线通信技术。根据工作环境的不同，人体区域通信被分为体表、体内或体内/体表到体外 3 种通信场景。它的应用范围非常广泛，如医疗和保健服务、残疾人辅助、消费电子产品和用户识别等。

作为对人体区域通信的入门介绍，我们首先讲述了在各种可用频段下人体的基本电磁特性以及建模方法。基于这些基础知识，我们重点对 3 个领域的内容进行了介绍：信道建模，调制/解调性能分析和人体区域通信的 EMC 问题。

目前考虑的人体区域通信工作在 UWB、MICS、ISM 和 HBC 这几个频段。由于人体组织的电特性与频率密切相关，德拜型 (Debye - type) 近似表达式是一种对电特性进行建模的有用工具。人体组织介电谱中的色散现象是对频率相关性进行建模的基础。介电谱的特性取决于几个色散区间。每个区间都可以由德拜公式中唯一的松弛时间常数来表征。这样一来，人体的介电特性就可以表示成与主要色散机理相对应的几个公式项之和。对于几 Hz 到 10GHz 的频率范围，用 4 个代表不同色散区间的德拜型表达式就能够很好地对大部分人体组织的介电特性进行建模。

与频率相关的电特性表明，电磁波沿着人体传播时在不同的频段所依靠的传播机理也不同。对于体表通信：

- 在 HBC 频段，例如 10MHz，在单位通信距离 (1m) 处接收到的电场分量中接近 80% 都是由静场所贡献。信号的传输实际上是通过静电耦合方式实现。

- 在 400MHz 左右的 MICS 或 WMTS 频段，接近 80% 的接收电场分量都来自于表面传播项，表面传播是主要的体表传输机理。

- 在 UWB 频段，所接收到的电场分量中超过 95% 都来自于表面传播项。此时表面传播实际上完全主导了体表的信号传输。

另一方面，体表通信主要受到人体形状和结构导致的路径损耗波动（即阴影效应）的影响，以及由于人体活动导致的多径衰落的影响；而体内通信则主要源于信号穿过有耗人体组织传输时导致的严重衰减。这些特性意味着体表或体内通信必须要慎重地选择频段。一般情况下，UWB 频段和 HBC 频段更有利于体表通信。前者的优势在于具有非常低的 PSD，并且对多径衰落具备鲁棒性，后者的优势在于相对于其他频段具有更低的体表路径损耗。而另一方面，MICS 频段和 UWB 低频段更适用于体内通信，因为它们对人体组织的透入深度更小，并且能够为实时传输应用提供更高的数据传输速率。



根据基本的传播机理,我们将信道模型归纳为路径损耗模型和冲激响应多径模型。路径损耗模型主要描述了信道的损耗,包括传输损耗、吸收损耗和衍射损耗。研究表明,对于所有考虑的频段,其路径损耗特性都能够由经验型的幂函数衰减规律给出合理的表达式。对于 UWB 全频段信号在体表的传播,路径损耗指数变化范围为 2~5;对于 UWB 低频段信号在体内的传播,路径损耗指数约为 10;对于 MICS 频段信号在体内的传播,路径损耗指数约为 6。HBC 频段信号传播的路径损耗更小,在距离发射器 10cm 以外大约为 30dB/m。此外,研究还表明,在任何一个频段得到的路径损耗平均值的变化(即阴影效应),总是服从对数正态分布。

人体的活动或发射机的移动使得发射机和接收机之间产生了多径,这给信道建模带来了复杂性。考虑到时变信道的特性,我们基于经典的 Saleh - Valenzuela 模型建立了离散时间冲激响应信道模型。首先,按照如下方法产生多径时延:在固定的到达时间点产生第一径,再根据逆高斯分布产生连续两条路径之间的时延,并将其加到前一条路径的到达时间上;接下来,根据对数正态分布确定每条路径的功率增益因子,功率增益因子的均值由指数功率损耗公式给出。在离散时间冲激响应模型中,表示一个体表 UWB 多径信道通常需要 4 条路径,而表示一个胶囊内窥镜应用中的体内到体表多径信道用两条路径就足够了。

人体区域通信系统所工作的信道直接影响系统的通信性能。基于归纳出的两类人体区域信道模型——静态的阴影衰落信道和动态的多径衰落信道,我们在不同的频段和通信信道条件下对系统的 BER 性能进行了研究,所考虑的 4 类场景包括:体表 UWB 通信、体内 UWB 通信、体内 MICS 通信和人体通信。我们同时也对链路预算进行了分析,对 RAKE 接收/分集接收技术对系统性能的改善也进行了研究。研究结果总结如下:

- 对于体表 UWB 通信,在多径衰落环境下,在 1m 的通信距离范围内完全能够实现不超过 10Mbit/s 的数据传输速率。如果采用 RAKE 接收技术,几乎在全身范围内都能够得到超过 0dB 的系统余量。

- 对于胶囊内窥镜应用场景下的体内 UWB 通信,分集接收技术能够有效提高系统的 BER 性能。在消化器官中几乎所有的发射机位置上,数据传输速率为 0.1Mbit/s 时系统的余量总能够超过 0dB。然而,当数据传输速率增加到 1Mbit/s 或 10Mbit/s 时,对应的通信距离需要降低到约 10cm。为了使通信可以在整个消化器官中进行,必须采用支路数目大于 2 的分集接收技术。另一方面,对于心脏起搏器应用场景下的体内 UWB 通信,即使不采用分集接收技术,在数据传输速率高达 10Mbit/s 时系统的余量仍然能够超过 0dB。

- 对于胶囊内窥镜应用场景下的体内 MICS 频段通信,所允许的发射功率只有 -16dBm。当数据传输速率为 1Mbit/s 时,传统的相关接收技术所支持的通信距离只有 8cm。借助分集接收技术,通信距离可以扩展到基本覆盖整个消化器官。但是,要实现数据传输速率为 10Mbit/s 的传输仍然很困难。

- 对于 HBC, 路径损耗相对较小, 因此所需要的发射功率也更低。数据传输速率最高到 1Mbit/s 时, 基本上在整个身体区域内都可以实现通信。

最后, 我们探讨了人体区域通信中的 EMC 问题。一个是用于评估人体安全性的 SAR 分析, 另一个是心脏起搏器的 EMI 问题。由于大部分人体区域通信发射机的发射功率都比较低, SAR 的数值一般也足够小。另一方面, 心脏起搏器的 EMI 问题主要是由内部模拟传感电路的非线性特性引起。基于这种故障机理, 我们提出了一种用于心脏起搏器 EMI 评估的两步骤分析方法: 第一步, 将起搏器作为一根接收天线, 用电磁场数值分析方法计算其传感电路的输入电压; 第二步, 采用非线性系统中的 Volterra 级数, 分析非线性传感电路的输出电压, 将其用于 EMI 评估。这种两步骤分析方法为人体区域通信系统设计过程中的 EMC 问题分析提供了一种有效手段。

尽管人体区域通信技术在医疗、保健和消费电子产品领域已经展现出巨大的应用潜力并已得到快速发展, 但仍然存在许多问题有待研究和解决。对一些需要进一步考虑的问题总结如下:

- 人体区域通信可能会处理一些危急情况下的关系到病人或老年人生命的重要信号。这种特殊性要求所建立的通信链路具备高度的可靠性, 不允许出现通信中断或信息丢失的情况。如何实现这种无差错的人体区域通信将是一个巨大的挑战。

- 由于通信距离较短以及近场耦合特性, 所建立的人体区域信道模型通常也引入了测量中用到的发射和接收天线的效应。这使得推导出的信道模型缺乏一般性。如何建立一个与天线无关的信道模型, 对于人体区域通信新的应用来说非常重要。

- 体表和体内的天线设计对于实现高质量的人体区域通信至关重要。这些天线明显区别于传统天线, 因此需要新的设计方法。由于人体区域通信具有近场特性, 天线的远场辐射模式在人体区域通信中将失去意义。在体表通信中, 要特别注意使电磁波沿着人体表面传播, 并且能量辐射不能朝向人体。对于体内通信, 如何使电磁波进入或穿透有耗人体组织, 对天线设计者来说是一个严峻挑战。此外, 还应考虑到将发送天线、人体和接收天线用阻抗矩阵的形式关联起来。通过优化阻抗矩阵来优化电磁能量沿人体的传输, 是人体区域通信天线设计的一个基本方法。

- 将传感器和收发机集成并尽可能地微型化, 是一个持续性的挑战。低功耗与长电池寿命也是促进应用扩展的关键因素。用于体内收发机的无线能量传输技术尤其值得期待。

- EMC 问题将会一直是人体区域通信关注的一个重点问题。这个问题不仅包括其他通信系统对人体区域通信系统的干扰, 也包括人体区域通信系统对其他医疗设备的干扰。由于人体区域通信器件持续的微型化和低电压化, 如何解决器件内部的互耦问题和干扰问题, 也是实现高可靠性人体区域通信系统面临的一个挑战。

Body Area Communications; Channel Modeling, Communication Systems,  
and EMC/By Jianqing Wang, Qiong Wang

ISBN: 978 - 1 - 118 - 18848 - 4

Copyright © 2013 John Wiley & Sons Singapore Pre. Ltd.

All Rights Reserved. Authorised translation from the English language edition published by John Wiley & Sons Singapore Pre. Ltd. Responsibility for the accuracy of the translation rests solely with China Machine Press and is not the responsibility of John Wiley & Sons Limited. No part of this book may be reproduced in any form without the written permission of the original copyright holder, John Wiley & Sons Singapore Pre. Ltd.

本书原版由 Wiley 公司出版, 并经授权翻译出版, 版权所有, 侵权必究。

本书中文简体翻译出版授权机械工业出版社独家出版, 未经出版者书面许可, 不得以任何方式复制或发行本书的任何部分。

本书封面贴有 Wiley 公司的防伪标签, 无标签者不得销售。

北京市版权局著作权合同登记图字: 01 - 2013 - 5124 号。

## 图书在版编目 (CIP) 数据

人体区域通信: 信道建模, 通信系统及 EMC/王建青等著; 刘凯明, 余春东译. —北京: 机械工业出版社, 2015. 2

(国际信息工程先进技术译丛)

书名原文: Body area communications; channel modeling, communication systems, and EMC

ISBN 978-7-111-48836-1

I. ①人… II. ①王… ②刘… ③余… III. ①人体 - 通信信道 - 研究  
IV. ①TP84

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2014) 第 290281 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑: 徐明煜 责任编辑: 徐明煜 朱 林

版式设计: 霍永明 责任校对: 张玉琴

封面设计: 马精明 责任印制: 乔 宇

保定市中国画美凯印刷有限公司印刷

2015 年 2 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 14. 75 印张 · 289 千字

0 001—2500 册

标准书号: ISBN 978-7-111-48836-1

定价: 69.00 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换

电话服务

网络服务

服务咨询热线: (010) 88361066

机工官网: [www.cmpbook.com](http://www.cmpbook.com)

读者购书热线: (010) 68326294

机工官博: [weibo.com/cmp1952](http://weibo.com/cmp1952)

(010) 88379203

教育服务网: [www.cmpedu.com](http://www.cmpedu.com)

封面无防伪标均为盗版

金书网: [www.golden-book.com](http://www.golden-book.com)

## 本书特色

电子器件的小型化以及最近无线通信技术的发展，促进了一类围绕个体信息的应用的诞生——生物传感器应用。生物传感器可以被附着在人体表面或者植入人体内部。由这类器件组成的无线网络被称为无线体域网(BAN)。BAN能够实现对个体信息高效安全的共享并降低系统的功能冗余，能够为人们带来新的便利、提供新的服务。此外，通过在各种生物传感器之间建立起通信链路，从而组成一个能够传输个人健康信息的体域网，为医院向患者提供高质量的医疗服务提供了新的途径。在本书中，作者向读者系统性地介绍BAN的有关知识，引导读者从入门开始，逐步去认识一些更深入和更前沿的问题。

为中华崛起传播智慧  
地址：北京市百万庄大街22号  
邮政编码：100037

**电话服务**  
服务咨询热线：010-88361066  
读者购书热线：010-68326294  
010-88379203

**网络服务**  
机工官网：www.cmpbook.com  
机工官博：weibo.com/cmp1952  
金书网：www.golden-book.com  
教育服务网：www.cmpedu.com  
封面防伪标均为盗版

策划编辑◎徐明煜

# 国际视野 科技前沿

## 国际信息工程先进技术译丛

- 《人体区域通信——信道建模，通信系统及EMC》
- 《IPv6部署和管理》
- 《虚拟网络——下一代互联网的多元化方法》
- 《下一代融合网络理论与实践》
- 《认知视角下的无线传感器网络》
- 《移动云计算：无线、移动及社交网络中分布式资源的开发利用》
- 《Android系统安全与攻防》
- 《内容分发网络》
- 《计算机网络仿真OPNET实用指南》
- 《移动无线信道》（原书第2版）
- 《LTE-Advanced：面向IMT-Advanced的3GPP解决方案》
- 《声学成像技术及工程应用》
- 《认知无线电通信与组网：原理与应用》
- 《LTE/SAE网络部署实用指南》
- 《网络性能分析原理与应用》
- 《云连接与嵌入式传感系统》
- 《IP地址管理原理与实践》
- 《自组织网络：GSM，UMTS和LTE的自规划、自优化和自愈合》
- 《实现吉比特传输的60GHz无线通信技术》
- 《LTE自组织网络（SON）：高效的网络管理自动化》
- 《UMTS中的LTE：向LTE-Advanced演进》（原书第2版）
- 《无线传感器及执行器网络》
- 《UMTS中的WCDMA - HSPA演进及LTE》（原书第5版）
- 《认知无线网络》
- 《网络融合——服务、应用、传输和运营支撑》
- 《UMTS中的LTE：基于OFDMA和SC-FDMA的无线接入》
- 《高性能微处理器电路设计》
- 《大规模集成电路互连工艺及设计》
- 《高级电子封装》（原书第2版）
- 《基于4G系统的移动服务技术》
- 《移动无线传感器网——技术、应用和发展方向》
- 《UMTS蜂窝系统的QoS与QoE管理》
- 《UMTS-HSDPA系统的TCP性能》
- 《基于射频工程的UMTS空中接口设计与网络运行》
- 《未来UMTS的体系结构与业务平台：全IP的3GCDMA网络》
- 《环境网络：支持下一代无线业务的多域协同网络》
- 《基于蜂窝系统的IMS—融合电信领域的VoIP演进》
- 《蜂窝网络高级规划与优化 2G/2.5G/3G/——向4G的演进》
- 《微电子技术原理、设计与应用》
- 《多电压CMOS电路设计》
- 《P2P系统及其应用》
- 《IPTV与网络视频：拓展广播电视的应用范围》
- 《下一代无线系统与网络》

WILEY



机械工业出版社微信服务号

ISBN 978-7-111-48836-1



9 787111 488361 >

Copies of this book sold without a Wiley Sticker on the cover are unauthorized and illegal

上架指导 工业技术 / 通信技术

ISBN 978-7-111-48836-1 定价：69.00元