



典型室内环境中的MIMO若干关键技术

彭宏利 著



上海交通大学出版社
SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY PRESS

国家科学技术学术著作出版基金资助

上海科技专著出版资金资助

上海交通大学学术出版基金资助

典型室内环境中的 MIMO 若干关键技术

上海交通大学出版社

内 容 提 要

本书着重研究了典型室内多天线(MIMO)通信电磁理论及其涉及的电磁信号、电磁信道、天线特性、系统容量、环境影响因素等五方面关键技术。首先从电(磁)矢位及谱域电磁波的基本概念出发,结合基本辐射源模型和平面分层媒质边界条件,建立了自由空间和平面分层均匀媒质 Hertzian 矢位电波传播模型,同时采用转换矩阵方法,得到了三种媒质基本结构所对应的 Hertzian 矢位转换矩阵;其次,采用了几何光学、模式匹配及混合法等分析技术,得到了矢位电波传播模型的近似解析解,利用该解析解,分析了电场分布、色散、模式谱等特性,得到了电波传播对室内环境 1、2 的依赖特性;最后,本书从信息论的角度研究了 MIMO 电磁复基带信号的模型化问题以及在 3 种典型室内环境中 MIMO 电磁信道的建模技术,特别研究了室内 WCDMA STOB 发射+MMSE Beam Forming 自适应接收的系统性能以及 MIMO 移动终端阵列互耦和负载牵引对 MIMO 系统接收灵敏度、误码率以及容量等性能的影响。

本书可供电子技术、通信领域的科研人员、学生参考使用。

图书在版编目(CIP)数据

典型室内环境中的 MIMO 若干关键技术/ 彭宏利著.

—上海:上海交通大学出版社,2011

ISBN 978-7-313-06229-1

I. 典... II. 彭... III. 移动通信—通信系统

IV. TN929.5

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2010)第 019774 号

典型室内环境中的 MIMO 若干关键技术

彭宏利 著

上海交通大学出版社出版发行

(上海市番禺路 951 号 邮政编码 200030)

电话:64071208 出版人:韩建民

昆山市亭林印刷有限责任公司印刷 全国新华书店经销

开本:787mm×960mm 1/16 印张:12 字数:222 千字

2011 年 1 月第 1 版 2011 年 1 月第 1 次印刷

ISBN 978-7-313-06229-1/TN 定价:49.00 元

版权所有 侵权必究

前言

MIMO 技术已被国际标准化组织 (ITU、3GPP、3GPP2 和 IEEE 等) 确定为新一代宽带无线通信系统 (LTE、AIE 以及 4G 等) 必须采用的关键技术。然而, MIMO 系统性能还没有达到理论预期, 许多关键技术还在发展和创新之中。目前欧洲第七框架协议执行的 WINNER II 后续计划 (包括 NEWCOM、NEWCOM+、WHERE 以及 COST2100 等)、北美基础研究的计划 (包括 Future Mobile Internet, FMI 等) 以及上述标准化组织, 均已对 MIMO 信道机理、精细模型、阵列结构和算法等开展了新一轮的研究, 原因是人们知道, 这些研究工作是支撑 MIMO 技术进一步发展的基础, 具有重要的理论意义和应用价值。

本书新特点

(1) 建立了多维复基带电磁信号和室内环境模型, 为室内 MIMO 技术研究提供了较完整的信息处理基础。

本书首先基于空时电磁信号的复基带表示, 定义了 3 种基本电磁物理环境, 建立了基于物理环境的解析电磁信道模型, 从而为研究和评估该环境中的 MIMO 技术潜力以及提升 MIMO 系统性能提供了途径和新思路。

(2) 基于电波传播特性的场景分类方法, 提高了模型对场景的演化能力。

本书从均匀媒质中电磁场的两个 Hertzian 矢位以及谱域电磁波的基本概念出发, 首先建立了自由空间和平面分层媒质中基本辐射源的 Hertzian 矢位模型, 然后采用转化矩阵方法, 研究了 1 维、2 维和 3 维平面多层媒质结构中的基本电磁源辐射电磁波的传播问题, 得到了基本源辐射在三种 1 维、一种 2 维和两种 3 维媒质结构中的电波传播模型。

(3) 基于室内环境的 MIMO 电磁信道建模, 提高了模型的维度和精细度。

采用了几何光学、模式谱以及混合法三种分析技术, 研究了上述 (2) 中室内有源电波传播模型的基本特征, 得到了它们的近似解析解。考察了电场分量和极化空间分布特性、电磁传播模式色散特性、电磁模式分解特性等, 旨在揭示室内环境电磁传播特性, 为建立 MIMO 室内电磁信道模型奠基了基础。

(4) 研究了室内 MIMO 系统性能和容量受限因素。

研究了 MIMO 系统容量、室内环境关键参数、收发阵列间距的关系特征, 着重考察了室内环境 2 中 MIMO 系统容量对环境横截面口径和层数、阵列拓扑结构和口径、收发阵列间距和极化匹配特性等的依赖关系, 并对比分析了理论值与公开文

献的测试值行,验证了电磁信道模型的有效性。

(5) 结合 WCDMA 系统,提出了系统技术方案和终端多天线性能评价方法

提出了一种抑制 WCDMA 多址干扰的新技术方案,结合本书信道模型,考察了 WCDMA 空时正交发射(STOB)+MMSE Beamforming 自适应接收在室内、外两种环境中的系统性能,评估了其通信能力。同时开发了一种新型 MIMO-UE 天线阵列,基于其辐射特性,研究了 MIMO UE 发射互耦对 MIMO NodeB 接收系统性能的影响。

由于作者水平有限,有些观点也不一定正确,书中恐有不少谬误和疏漏之处,望广大读者斧正。作者由衷地感谢上海交通大学毛军发教授、浙江大学尹文言教授,他们给我提出了许多宝贵的意见和建议。

彭宏利

2010 年 3 月于思源湖

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 现阶段无线传输技术的中心任务	1
1.2 MIMO 若干技术现状评价	1
1.3 MIMO 若干技术问题的提出	2
1.4 本文的主要工作	4
第 2 章 一维平面分层媒质中谱域电磁波的表示	6
2.1 基本概念	6
2.2 平面分层媒质结构 ϕ 波传播特性的转化矩阵表示	14
2.3 结论	31
第 3 章 平面分层复合媒质中电磁波的传播特性	32
3.1 一维分层问题的通用数学模型	32
3.2 平面分层媒质结构中电磁波的传播特性	34
3.3 一维平面分层媒质中电磁波色散特性和模式场分布特性	61
3.4 基于混合法的的分析技术	85
3.5 结论	91
第 4 章 室内环境中 MIMO 电磁信号和信道特性	92
4.1 电磁信号复基带表示和基本电磁环境模型	92
4.2 电磁信号的复基带表示和基本电磁环境物理模型	96
4.3 基于室外传播模型的随机论 MIMO 电磁信道	100
4.4 基于室内传播模型的决定论 MIMO 电磁信道	101
4.5 基于室内室外复合传播模型的 MIMO 电磁信道	108
4.6 结论	111
第 5 章 室内环境中 MIMO 系统容量	112
5.1 基本参数定义及物理解释	112

5.2	MIMO 系统容量评估参数定义	115
5.3	MIMO 系统容量仿真评估与测试比较	118
5.4	结论	130
第 6 章 WCDMA STOB 发射+MMSE Beamforming		
	自适应接收技术	131
6.1	WCDMA 复基带信号模型	131
6.2	MIMO 信道射线参数化	132
6.3	系统模型	133
6.4	WCDMA STOB 发射+Beamforming 接收系统的性能结果	140
6.5	结论	154
第 7 章 室内环境中 WCDMA MIMO 终端天线系统性能		155
7.1	问题的提出	155
7.2	WCDMA MIMO 终端天线单元	158
7.3	WCDMA MIMO 终端阵列天线	161
7.4	终端天线阵列发射互耦对 WCDMA MIMO 系统性能的影响	164
7.5	结论	167
第 8 章 结束语		168
附录		171
附录 A 电偶极子在自由空间中的电磁场		171
附录 B 推导空间经平板反射的反射波表示		172
附录 C 电场分量函数集		177
附录 D DOA 和 DOD 关系		178
参考文献		180

第1章 绪 论

1.1 现阶段无线传输技术的中心任务

为了能提供方便、快捷的移动多媒体业务(比如 MMS、流媒体以及多媒体广播和组播业务等)多方位满足人们个性化的通信需求,新一代移动通信系统需要不断提高数据传输率。比如,2005 年 3 月冻结的第三代合作伙伴计划(3GPP)版本 6 系统(3GPP-R6),该系统在 5MHz 带宽内可提供的上、下行峰值数据速率为 5.76Mbit/s 和 14.4Mbit/s;而 2005 年底紧急启动的 3GPP 长期演进(3GPP-LTE)系统的目标是在 20MHz 带宽内上、下行峰值速率将超过 50Mbit/s 和 100Mbit/s,频谱效率将是 3GPP-R6 的 2~4 倍。

香农信息论指出:通信系统信噪比一定时,组成该系统的信道所能支撑的数据率的提高,要以增加信号占用该信道的带宽为代价;反之,降低通信系统信噪比可以换得信道能支撑的数据率的有效提高,即不断提高数据传输率意味着需要不断增加信号占用信道的带宽。

由于移动通信系统的频谱资源有限及其系统固有的多径效应,导致现有无线系统的数据传输率仍然很低,远不能满足人们的需求,因此,不断地研究和认识不同电波传播场景中无线信道的传播特征和效应,提出相应有效的无线传输新方法,以提高信道的传输数据率和频谱利用率,进而提高系统容量或者等效为改善通信系统传输质量,仍然是现阶段无线传输技术研究的中心任务。

1.2 MIMO 若干技术现状评价

近 10 年来,MIMO(Multiple Input and Multiple Output)技术历经了从理论到实践的巨大发展。在发展初期,人们广泛采用空间 i. i. d 平衰落信道模型来研究 MIMO,但人们很快就意识到,该模型是一个“富散射”(即信道空间相关性小)窄带模型,用其研究 MIMO 性能,局限性很大,因为许多现实传播环境会导致信道空间相关性增加(比如门窗引起的 Keyhole 效应等),使“富散射”假设失效;另外,新一代的 MIMO 系统是一个宽频带系统,信道对该宽频带系统具有频率选择性,这两点认识,促使人们研究越来越复杂的 MIMO 宽带信道模型。

现阶段 MIMO 宽带信道模型主要分为两类:

1) 基于物理的或散射的信道物理模型

该模型以随机散射体的电磁散射为基础,通过描述本地发射(Tx)和本地接收(Rx)天线阵列之间的双向多路径传播来表征环境特性。其主要方法是将波传播参数如复幅度、波达角(DOA)、出射角(DOD)、多径分量(MPC)延时参数模型化,同时也开始考虑天线的极化特征。物理模型的优点是可以准确表征环境传播特性,模型与天线结构(天线方向图、天线数目、阵列形状、极化、互耦)以及系统带宽无关。

信道物理模型包括确定模型、几何随机模型和非几何随机模型。其中,确定模型的特征是信道参数是完全确定的(如射线踪迹和存储测量数据);几何随机模型的特征是信道脉冲响应参数 Tx、Rx 由散射体特定的空间概率分布几何光学定律以及随机选择模式确定;非几何随机模型的特征是模型参数(DOD、DOA、延时等)基于概率分布函数,而不是基于假设的散射体空间分布。

2) 解析模型

单个接收/发射天线对之间的信道脉冲响应是数学的或解析的而不是确定的波传播,每个 MIMO 信道矩阵可包含一个脉冲响应。在系统设计、算术开发和验证方面,人们常用解析模型构建 MIMO 矩阵。

解析模型集中研究不同天线元间的信号相关性,并假设信道为复高斯衰落相关信道。针对不同信道类型以及系统复杂度的要求,人们已提出多类信道分析模型建议,其相关矩阵分别为:①收发相关矩阵相同;②收发相关矩阵可分离;③基于本征模展开表示的非分离相关矩阵,其收发机具有相同的本征空间。

解析模型进一步分为传播基模型和相关基模型。传播基模型利用传播参数构建信道矩阵,如有限散射体模型、最大熵模型和虚拟信道模型。相关基模型以矩阵单元间的统计相关性为特性构建信道矩阵,如 Kronecker 模型和 Weichselberger 模型。

目前 MIMO 技术在实际传播环境中呈现出来的性能远没有达到理论预期,其中的两个重要原因是:①目前 MIMO 技术所基于的空间信道模型不够完整和精细,包括信道场景没有基于电波传播特征进行分类等研究,其结果是现有模型缺乏在不同场景的动态演化能力;②多天线模型过于简化,不能充分反映实际 MIMO 天线的局域电磁特性。

1.3 MIMO 若干技术问题的提出

在蜂窝移动通信基站和终端侧同时引入多天线技术,构成多输入多输出

(MIMO)系统,并同时终端和基站进行空时二维信号处理,能显著地提高蜂窝移动通信系统的频谱利用率,或者说,能更有效地对抗信道的多径衰落和降低邻道干扰(CCI)。至今为止,MIMO技术仍存在着如下4个方面的不足:

1) 在 MIMO 信道方面

目前的无线信道建模工作,主要集中在或将信道视为随机论信道,对信道进行统计建模;或将信道视为完全的决定论信道,对其进行射线踪迹联合电磁场数值求解。

随着 MIMO 技术的不断发展,基于信息论分析,信道被看成是随机过程;而基于决定论分析,信道被看成是物理环境中的波动过程,两者是互动的、甚至是混合在一起、无法分离的。在开放的无线环境中,对无线信道采用随机过程的处理方法是必然的,COST259 信道模型的推出,标志着目前关于开放的无线环境的信道模型已比较完善。然而在非开放的无线环境中,对无线信道采用随机过程的处理方法是粗糙的、不严密的;同样在非开放的无线环境,对无线信道采用完全的决定论的处理方法,过于微观,因而是低效率的。基于这种观点,本文主要采用决定论方法来研究所定义的室内无线环境信道模型的解析建模。

2) 在 MIMO 信号模型方面

目前的信号模型都是基于时域信号的复基带模型假设,存在着较为严重的极化信息丢失的缺陷。

3) 在 MIMO 信号处理方面

未能同时考虑极化、空间甚至码元多维分集时信号的自适应处理这一重要情况。

4) 在 MIMO 终端天线及阵列方面

MIMO 天线阵有两层含义,一方面是天线单元间距大于数个波长;另一方面,天线单元间距一般小于 0.3 个波长,其对应于终端应用。在终端侧,目前普遍的做法是把天线单元理想化地抽象为一个点源,未考虑天线单元辐射幅度和相位方向图特性差异以及单元间互耦特性。

由于在终端上采用多天线时,天线单元和组阵方式要受到终端载体尺寸的严格限制,天线单元均为电小天线,而且单元几何中心间距很小(一般小于 0.3 波长),天线的辐射性能,特别是天线单元辐射场的空间相位谱特性受终端载体影响很大,在空域呈现非均匀性,这意味着天线端口的接收信号向量,无论是其信号相关性还是相干性在空域均呈现非均匀性,深入研究这一特性有重要现实意义。

因而,考虑目前无法深刻地描述各天线单元与来波的相互作用,从而影响终端性能评估。

1.4 本文的主要工作

从电磁波传播过程角度,考察了现有移动通信信道模型,包括基于传播过程的信道分类,针对目前无线信道环境现状,主要研究了典型室内环境信道模型的建模问题,以及该环境下涉及的 MIMO、WCDMA MIMO 关键技术。

本文采用决定论方法,主要研究了:

(1) 基于电磁场的基本理论和分析方法,重点定义并研究了几种典型室内环境有源电磁波的传播特性。

(2) 考察了所定义室内环境中 MIMO 的系统容量。

(3) 通过 WCDMA MIMO 系统性能研究,提出了基于空时正交分组编码(STOB)发射和 MMSE 自适应波束形成接收的 WCDMA MIMO 系统方案,并对该系统进行了基于开放环境和本文开发的信道环境的系统性能研究。

(4) 成功研制出具有创新结构的超小型 WCDMA MIMO 终端多天线。

(5) 考察了 WCDMA MIMO 终端多天线互耦对 WCDMA MIMO 系统性能的影响。

1) 在信号模型方面

采用了电磁场复基带信号模型,该信号模型能将多天线技术关心的空间域信息(空间相位、极化)、时间域信息以及 CDMA 码域信息等多维信息同时表示出来,为 MIMO 系统的基带多维信号处理提供更全面的信号处理基础。

2) 在信道模型方面

本文从两个 Hertz 矢位函数(即磁位函数 A 、电矢位函数 F)以及谱域电磁波的基本概念出发,建立了 MIMO 系统电磁场信道模型。

主要过程为:

(1) VED 和 HED 的矢位模型的建立。

(2) 一维柱状导体周期结构对均匀平面入射场的反射特性和透射特性的矢位模型建立及验证。

(3) 基于平面分层媒质结构的转化矩阵的矢位模型建立,包括各项同性不同媒质界面结构、各项同性媒质板状结构、具有模式耦合特性的复合媒质板状结构,并将其推广到 N 层复合媒质结构。

(4) 基于平面分层复合媒质结构的矢位模型建立,定义了室内 7 种典型的电磁波传播环境,建立了所定义环境下有源电磁波传播的一维、二维和三维通用信道模型;针对问题的特性,通过几何光学分析技术、模式谱分析技术以及混合法分析技术,深入研究了垂直电基本阵子(VED)和水平电基本阵子(HED)所激励的电磁

波在所定义室内电磁环境下的传播特性。该传播特性主要通过 VED 和 HED 所激励的电场幅度-空间分布特性、电场极化-空间分布特性以及传播模式色散特性、模式分解描述等方面来展示,以展示电磁波对室内环境的依赖特性,并将理论结果与文献的测试结果进行比对验证,以此证明模型的有效性,为 MIMO 室内信道模型的建立,奠定了基础。

3) 在定义环境中 MIMO 系统容量研究方面

基于上述 4) 的信道模型,从理论上研究了 MIMO 系统容量对所定义的室内电磁环境物理参数的依赖关系,包括收发间距、阵列单元间距、阵列口径、阵列极化特性、环境二维口径的依赖关系,并用文献现有的实测结果与部分理论结果进行了验证,证明了模型的有效性。同时详细研究了小尺度下所述环境的接收机、发射机的相关性,试图为系统收发技术选择方面提供信息。

4) 在 WCDMA MIMO 系统技术方面

(a) 提出了一种抑制 WCDMA 多址干扰的新技术方案,即 WCDMA 空时正交发射(STOB)+MMSE Beamforming 自适应接收技术。

(b) 结合信道模型,考察了 WCDMA 空时正交发射(STOB)+MMSE Beamforming 自适应接收在室外环境和室内环境两种环境中的系统性能,评估了该 WCDMA MIMO 系统的通信能力。

5) 在 WCDMA MIMO 终端天线技术方面

在 WCDMA MIMO 终端上开发出一种新型结构的小型化天线单元,构成了 WCDMA 终端小型化多天线阵列,并通过了测试验证。

6) 研究了 WCDMA MIMO 终端多天线发射互耦对 MIMO 系统性能的影响

在考察了 WCDMA MIMO 终端天线的静态辐射特性的基础上,全面考察了终端多天线互耦对 MIMO 系统性能的影响。

第2章 一维平面分层媒质中 谱域电磁波的表示

摘要:本章首先从电(磁)矢位及其谱域电磁波的基本概念出发,结合点辐射模型和平面分层媒质边界条件,建立了平面分层均匀媒质电磁波传播的 Hertzian 矢位模型;其次,定义了3种媒质结构,即①一维平面多层有耗媒质结构;②一维稀疏导线栅结构;③上述两种结构复合组成的复合媒质结构,采用了转换矩阵方法,得到了三种媒质结构对应的矢位矩阵模型;最后,比较了结构2的模型理论值与文献值,验证了模型的有效性。

一维分层媒质结构是构成其他媒质结构的基础,因此本章为后续章节全面研究典型室内环境中电磁波的传播特性奠定了基础。

2.1 基本概念

2.1.1 均匀媒质中电磁场的 Hertz 矢位表示

在各向同性无源电磁媒质(ϵ, μ_0)中,由电场 $\vec{E}$ 和磁场 $\vec{H}$ 构成的时谐电磁波(假定时谐因子为 $e^{-j\omega t}$),应满足的 Maxwell 方程组:

$$\nabla \times \vec{H} = -j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2-1)$$

$$\nabla \times \vec{E} = j\omega\mu_0\vec{H} \quad (2-2)$$

$$\nabla \cdot \epsilon\vec{E} = 0 \quad (2-3)$$

$$\nabla \cdot \mu_0\vec{H} = 0 \quad (2-4)$$

由式(2-4),我们定义 Hertz 磁矢位函数 $\vec{A}$,使其满足下列运算:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A} \quad (2-5)$$

将式(2-5)代入式(2-1)有:

$$\vec{E} = j \frac{1}{\omega\epsilon} \nabla \times \vec{H} = j \frac{1}{\omega\epsilon\mu_0} \nabla \times \nabla \times \vec{A} \quad (2-6)$$

同时,磁矢位函数 $\vec{A}$ 应满足:

$$\nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = 0 \quad (2-7)$$

其中, $k = \omega \sqrt{\epsilon\mu_0}$ 。

同理,由式(2-3),我们定义 Hertz 电矢位函数 $\mathbf{F}$,并使其满足下列运算:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (2-8)$$

将式(2-8)代入式(2-2)有:

$$\mathbf{H} = -j \frac{1}{\omega \mu_0} \nabla \times \mathbf{E} = -j \frac{1}{\omega \epsilon \mu_0} \nabla \times \nabla \times \mathbf{F} \quad (2-9)$$

同时电矢位函数 $\mathbf{F}$ 应满足:

$$\nabla^2 \mathbf{F} + k^2 \mathbf{F} = 0 \quad (2-10)$$

式(2-7)和式(2-8)的解,分别对应 Maxwell 方程组的两组基本解系,即 TM 波、TE 波。不失一般性,假定电磁波传播单位矢为 $\pm \hat{z}$,可以证明,此时, TM 波的传播特性可由磁矢位函数 $\mathbf{A} = \hat{z} A_z$ 完全描述;同样 TE 波的传播特性可由电矢位函数 $\mathbf{F} = \hat{z} F_z$ 完全描述。

2.1.2 均匀媒质中电磁波的谱域表示

为了得到电磁波的平面波表示,需要定义空域二维 Fourier 变换对,以电场为例,空域电场、谱域电场变换对可表示为:

$$\tilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{E}(x, y, z) e^{-jk_x x - jk_y y} dx dy \quad (2-11)$$

$$\mathbf{E}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y, z) e^{jk_x x + jk_y y} dk_x dk_y \quad (2-12)$$

其中,作为举例有:

$$\begin{aligned} F \left[\frac{\partial}{\partial x} \mathbf{E}(k_x, k_y, z) \right] &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\partial}{\partial x} \mathbf{E}(x, y, z) \right] e^{-jk_x x - jk_y y} dx dy \\ &= jk_x \tilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y, z) \end{aligned}$$

上面推导,隐含着电场在无限远处为 0 的条件。

对于磁场 $\mathbf{H}$ 、磁矢位 $\mathbf{A}$ 、电矢位 $\mathbf{F}$ 函数也可定义类似的变换。

2.1.3 基本辐射源谱域电磁波的电磁矢位表示

众所周知,入射、反射和透射平面波,均可沿单位矢 $\pm \hat{z}$ 分解为 TE_z 型平面波 ($E_z = 0, H_z \neq 0$) 和 TM_z 型平面波 ($E_z \neq 0, H_z = 0$) 之和的表示形式,同时也知道,平面分层各向同性均匀媒质中的电磁波可用平面波的叠加来表示。因此,如果能将源的辐射场展开成 TM_z 型平面波和 TE_z 型平面波的形式,则平面分层媒质中基本辐射源的辐射场,其传播特性就可用 TE_z 型平面波和 TM_z 型平面波的表征参数完全描述。为此,需要首先推导基本辐射源谱域平面电磁波的电(磁)矢位表示模型。

2.1.3.1 垂直电偶极子(VED)模型

考虑图 2-1 所示环境单位幅度 VED 激励的辐射场,场的 TM 分量可表示为:

$$E_z = \frac{j\omega\mu}{4\pi k^2} \left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \frac{e^{jkr}}{r} \quad (2-13)$$

而场的 TE 分量为: $H_z = 0$

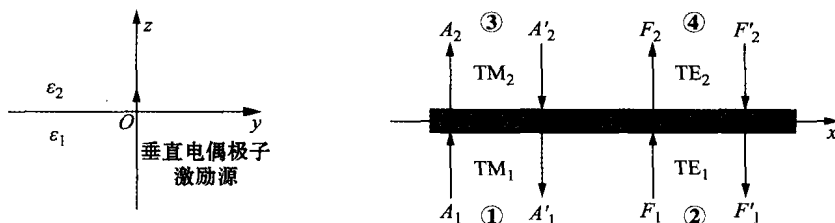


图 2-1 垂直电偶极子激励模型图示

对式(2-13)采用一定的数学处理有:

$$E_z = -\frac{1}{8\pi^2\omega\epsilon} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (k_x^2 + k_y^2) \frac{e^{jk_x x + jk_y y + jk_z |z|}}{k_z} dk_x dk_y \quad (2-14)$$

以上两式表明, z 向 VED 的激励场,只存在 TM 场,即只包含 TM 外向波,并可由磁矢位函数 $\tilde{\mathbf{A}}^s = \hat{z} \tilde{A}_z^s$ 完全描述(上标 s 仅为符号,表示有源 source 的含义),即:

$$\tilde{\mathbf{A}}_{\perp}^s = \hat{z} \tilde{A}_{z,\perp}^s = \begin{cases} \hat{z} A_{2,\perp}^s e^{jk_z z} & z \geq 0 \\ \hat{z} A'_{1,\perp} e^{-jk_z z} & z < 0 \end{cases}; \quad \tilde{\mathbf{F}}_{\perp}^s = \hat{z} \tilde{F}_{z,\perp}^s = 0 \quad (2-15)$$

由式(2-35)(提前使用)有:

$$\tilde{E}_z = \frac{j}{\omega\mu_0\epsilon} [(k_x^2 + k_y^2) \tilde{A}_{z,\perp}^s]$$

则,在空域有:

$$E_z(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{j}{\omega\mu_0\epsilon} [(k_x^2 + k_y^2) A_{2,\perp}^s e^{jk_z |z|}] e^{jk_x x + jk_y y} dk_x dk_y \quad (2-16)$$

得到垂直电偶极子在 $z > 0$ 和 $z < 0$ 平面的数学模型为:

$$A_{2,\perp}^s = A'_{1,\perp} = j \frac{\mu_0}{2} \frac{1}{k_z} \quad (2-17)$$

因此,位于分层介质上、下方的垂直电偶极子,其上、下行平面波将像 TM 平面波那样被反射、透射,并可用 TM 波反射系数 R^{TM} 、透射系数 T^{TM} 描述。

2.1.3.2 水平电偶极子(HED)模型

仅考虑图 2-2 所示环境中单位幅度 ($I=1$) $\hat{y}$ 方向的 HED 激励的辐射场,此时场的 TM 分量、TE 分量在柱坐标中可表示如下:

$$E_z = \frac{j\omega I l}{4\pi\epsilon k^2} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \frac{e^{jkr}}{r}$$

$$H_x = -\frac{Il}{4\pi} \frac{\partial}{\partial x} \frac{e^{jkr}}{r}$$

$\hat{y}$ 为 y 方向单位矢。以上两式表明,水平电偶极子,同时存在 TM 场和 TE 场,因此需要磁矢位函数 $A = \hat{z}A_z$ 和电矢位函数 $F = \hat{z}F_z$ 同时描述。根据 $z=0$ 处的边界条件,可得到边界谱域磁场与面电流 $\tilde{J}_s$ 、边界谱域电场 $\tilde{E}$ 与面磁流 $\tilde{M}_s$ 关系为:

$$\begin{cases} \hat{z} \times [\tilde{H}(z=0^+) - \tilde{H}(z=0^-)] = \tilde{J}_s \\ [\tilde{E}(z=0^+) - \tilde{E}(z=0^-)] \times \hat{z} = \tilde{M}_s = 0 \end{cases}$$

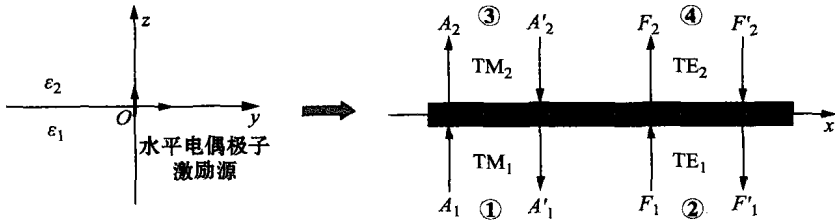


图 2-2 水平电偶极子激励模型图示

水平电偶极子在 $z>0$ 平面的数学模型为:

$$\begin{cases} A_{2, //}^s = -j\mu_0 \frac{k_y}{2(k_x^2 + k_y^2)} \\ F_{2, //}^s = j\omega\mu_0\epsilon_1 \frac{k_x}{2k_z(k_x^2 + k_y^2)} \end{cases} \quad (2-18)$$

同样,水平电偶极子在 $z<0$ 平面的数学模型为:

$$\begin{cases} A_{1, //}^s = j\mu_0 \frac{k_y}{2(k_x^2 + k_y^2)} \\ F_{1, //}^s = j\omega\mu_0\epsilon_1 \frac{k_x}{2k_z(k_x^2 + k_y^2)} \end{cases} \quad (2-19)$$

水平电偶极子激励的 z 向电场为:

$$E_z(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{j}{\omega\mu_0\epsilon} \left[(k_x^2 + k_y^2) \begin{pmatrix} A_{2, //}^s e^{jk_z z} \\ A_{1, //}^s e^{-jk_z z} \end{pmatrix} \right] e^{jk_x x + jk_y y} dk_x dk_y \quad (2-20)$$

而 $\hat{z}$ 向磁场为:

$$H_z(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{-j}{\omega\mu_0\epsilon} \left[(k_x^2 + k_y^2) \begin{pmatrix} F_{2, //}^s e^{jk_z z} \\ F_{1, //}^s e^{-jk_z z} \end{pmatrix} \right] e^{jk_x x + jk_y y} dk_x dk_y \quad (2-21)$$

2.1.4 柱状导体周期阵列结构的电磁特性表示

室内环境钢筋混凝土墙壁(包括楼层间的地面层或者天花板层),其中间夹层钢筋结构可视为一维柱状导体周期阵列结构。研究室内环境钢筋混凝土结构墙壁的电磁特性,需要首先研究柱状导体周期阵列结构的电磁特性。

2.1.4.1 一维柱状导体周期结构

由于一维柱状导体周期结构的电磁散射特性具有典型意义,人们对其研究已进行了几十年。当均匀平面电磁波照射导体细线栅时,导体细线栅上感应的线电流可展开为 Hankel 函数的级数形式,并可用 Poisson 叠加准则和其他手段加快其收敛速度,但这只可用于平面波激励无限大线栅的情形。

在实际问题中,线栅尺寸往往有限,这时需要用等效边界条件,即实际的物理结构参数表征的边界条件,来描述有限尺寸线栅对入射平面电磁波的电磁散射特性。对于高密度线栅(线间距远小于一个波长),这种边界条件也称为平均边界条件。事实上,平均边界条件是二阶阻抗边界条件。平均边界条件基于 2 个假设条件:①线栅周期远小于波长;②导线直径远小于线周期。在平均边界条件理论中,激励线栅中某一根参考线的本地场由 Euler-MacLaurin 叠加公式近似计算。文献[18]给出了 Euler-MacLaurin 的公式改进,已使其能处理线栅间距更大的问题,我们的目标是寻找等效边界条件,使其可以处理间距接近一个波长的线栅的电磁散射问题。

文献[18]考虑了这种问题的处理方法,思路是在谱域从对应绕射问题的精确解出发,采用精确解的 Taylor 级数展开来寻找近似阻抗边界条件,然后变换到物理域,得到问题的解析模型。文献[18]的处理思路是巧妙的,本文在对其进行了扩充、测试和验证后直接引用,从而使室内信道的建模可以考虑室内环境钢筋混凝土结构墙壁的电磁特征。由于后续章节的需要,这里直接给出文献[18]解析模型结果。

2.1.4.2 一维稀疏导线栅的谱域网络参数表示

一维稀疏导线栅几何结构如图 2-3 所示,其中线栅可以是良导体,也可以是单位长度阻抗为 z 的有耗导体。

假设线栅在 x 方向为无限长,导体线的单位线长阻抗为 Z_c ($Z_c=0$ 为良导体)或有耗导体,线直径为 r_0 ,线间距为 b 。

由文献[18]可知,对于 TM 极化入射波

$$R_{\text{TM}} = \frac{E_\theta^i}{E_\theta} = -\frac{1}{(k_0^2 - k_z^2)} \cdot \frac{k_0 k_x^2 k_z^2}{(k_0^2 - k_x^2)(k_0 + j\alpha k_z) + \frac{2}{\eta_c} Z_c b k_0^2 k_z} \quad (2-22)$$