

第六章 移动通信系统中的多天线技术

§ 6.1 引言

移动通信系统最初采用的多天线技术是接收分集技术，通过对不同天线接收信号的合并获得分集增益。这在第二代移动通信系统（GSM）中已经得到广泛的应用。接收分集对于抗衰落是非常简单有效的，特别是基于双极化天线的天线分集方式，从天线产品到分集合并算法都已经非常成熟。到了上世纪九十年代，由于 CDMA 系统研究的展开，人们提出通过波束赋形进行干扰抑制的‘智能天线’技术。同时由于人们对传输速率越来越高的要求，在提高应用带宽的同时，引入了一系列的提高频谱利用率的技术，基于 MIMO 的空间复用技术就是其中的典型技术之一。此外，在接收分集的基础上，结合空时编码的发射分集技术也展开了广泛的研究。

本章对这些多天线技术做了总结性的阐述。需要指出的是，基于不同天线信号之间的独立性的分集和复用技术，可以基于独立的天线单元实现，不涉及天线阵列设计的问题（双极化天线的技术已经很成熟），因此这部分内容本章只做概要的介绍。在本章和下一章，我们重点介绍智能天线技术，因为智能天线是基于小间距天线阵列实现的，涉及通信系统、阵列天线和信号处理各方面的内容。另外，关于 DOA 估计和校准的内容，因为是智能天线系统较为通用的问题，也放在本章做描述，其基本理论和方法对 TD-SCDMA 系统也是适用的。

§ 6.2 多天线技术

6.2.1 多天线技术

无线移动通信面临的问题首先是信道的衰落，衰落是无线移动通信中信道的主要特征之一。由多方面造成的衰落体现为信道的不同衰落特性，例如路径损耗、阴影衰落、频率选择性衰落和时间选择性衰落（也称为短时衰落或快衰落，有时简称衰落）等。衰落的特性不同，抗衰落的手段也不同。其中，时间选择性衰落造成信号强度的快速波动从而严重影响接收机的接收效果。分集技术是一种有效的抗衰落方法，通过不同信号分量的合并而改变接收信号的分布。分集方式包括时间分集、频率分集、空间分集等，天线分集是空间分集的一种方式，通过不同天线发射/接收信号的独立性对信号进行合并，从而改变信号的分布特性，

如图 6.1 所示。

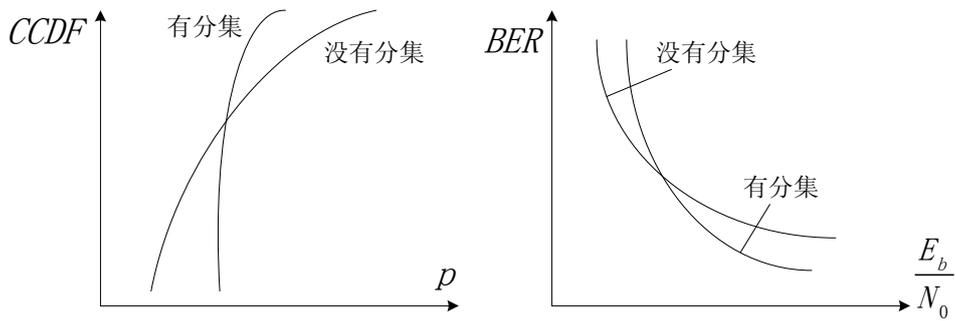


图 6.1 分集对接收信号功率分布和 BER 的影响示意图

干扰问题是无线移动通信所面临的另外一个严重的问题，特别是在 CDMA 通信系统里。在 CDMA 系统中，因为不同的码道占用相同的时频资源，这就导致不同的 CDMA 码道之间的信号互相干扰。因此 CDMA 的技术研究领域内，干扰抑制和干扰消除是重要的研究方向，干扰消除技术例如 TD-SCDMA 系统中采用的联合检测，通过对多码道信号联合求解以消除彼此之间的多址干扰，达到最优的检测性能；又比如并行干扰消除和串行干扰消除技术，通过排序和迭代的干扰消除，提高检测性能。而智能天线从用户具有独特的空间特征之一角度考虑，通过阵列天线对用户的独特的赋形波束，使得期望用户接收的基站发射给该用户的信号最大（或基站接收的期望用户的信号最大，发射和接收，同样的原理），而降低干扰或对非期望用户的干扰。

图 6.2 是通过波束赋形进行干扰抑制的一个示意图。在实际应用中，要考虑阵列形式、用户空间特征提取方法、波束赋形准则/算法及更新、干扰用户考虑等等一系列的问题。有时因为其他干扰抑制算法的使用，需要考虑不同干扰抑制方法的相互影响。例如，联合检测技术涉及到将哪些用户的信号纳入到检测范围，其主要依据是这些不同用户的信号功率及其复合信道（综合考虑信道和所采用的扩频码）的相关性，而波束赋形前后这些用户的信号是不同的。

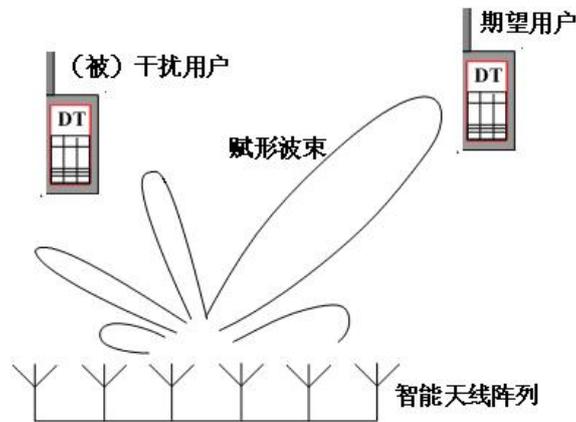


图 6.2 分集对接收信号功率分布和 BER 的影响示意图

随着无线通信技术的发展与无线业务的日益增加，业务需求从简单的语音通信发展到短信息、网页浏览甚至实时视频和在线游戏等，这些实时高数据速率的通信业务对系统传输容量要求越来越高。一方面，宽带化是未来无线通信最重要的发展方向，通过增加带宽来支持越来越高的传输速率。通过增加传输带宽来解决高速率传输的问题无疑是直接而有效的，然而频谱资源越来越紧缺，通过单一的增加传输带宽的方式来解决传输速率问题是困难的。另一方面，人们提出各种各样增加传输速率和有效性的方法，例如高阶调制技术，通过高阶数字调制技术以在数字符号中传输更多的比特信息。

空间复用技术也是解决容量问题的一种有效途径。首先从理论上，Foschini 和 Telatar 最先从信息论的角度提出采用多天线对信道容量的改变。其次贝尔实验室提出的 BLAST 系统给出了最初的空间复用技术在发射端和接收端的设计。近些年，国际电联（ITU）和标准化组织都在移动通信的后续演进系统中进行 MIMO 技术的标准化工作。

关于 MIMO 技术的研究，包括空间复用技术、发射分集技术及两种技术之间的融合和切换，从上世纪九十年代开始到目前有大量的研究成果。感兴趣的读者可以查阅相关的文献和标准文件，本文不准备进行深入的探讨。这是因为这些技术是基于不同天线接收信号的独立性进行设计的，如果不是因为站址和工程的限制，较远距离的独立天线是最适合实现这些技术的，这样在基站天线设计上与传统基站天线没有本质的区别。值得注意的是：

- 1) 分集/复用技术与赋形技术的融合是多天线技术应用的一个研究方向，需要综合考虑基站天线设计对这些技术的支持，本文会在后面的章节探讨这个问题。
- 2) 我们知道双极化是很好的一种支持分集/复用技术的基站天线形式，解决了因天线拉远带来的站址和施工的困难。那么探寻小型化而能提供独立信道的天线形式是一个重要的课题。

6.2.2 多天线技术分类

多天线技术的分类是一个较头疼的问题。首先，传统的非专业术语已被人们普遍接受，例如智能天线本身是一个很模糊的概念，但人们已经习惯把基于小间距阵列天线的波束赋形技术称为智能天线技术；其次，对专业术语的使用也有模糊的地方。例如有人将加权合并的技术都称为波束赋形（beam-forming），而在大间距天线的情况下，这种说法起码是不严谨的；再次，有一些具体的实现，本身就包含着不同的技术，或者在不同的情况下体现出不同技术的特征，很难区分。例如加权合并，波束赋形和分集都可以用加权合并的形式实现，甚至具体实现的

算法都可能是相同的，但是在小间距天线阵的情况下，更多的体现为波束赋形的技术特征。在大间距的情况下，更多的又体现为分集的技术特征。

我们试图做一下多天线技术的分类。从技术本质分类，多天线技术分为波束赋形技术、分集技术和空间复用技术。其中波束赋形技术指通过控制天线阵空间方向图实现干扰抑制；分集技术指利用不同天线信号之间的独立性抗衰落提供分集增益；空间复用技术指利用多输入多输出的天线形式和不同天线信号之间的独立性进行时频资源复用。这种分类方式从解决问题的途径出发，有利于在天线形式、算法设计、性能评估等方面更清晰。比如如果要解决衰落的问题，那么毫无疑问选择大间距的分布式天线或者双极化天线。

其他的分类方式例如从多天线形式分类，可以分为 MIMO 形式和 MISO/SIMO 形式，后者其实是一种形式；从实现形式分类，可以分为加权发送、空时编码、延时发送等。

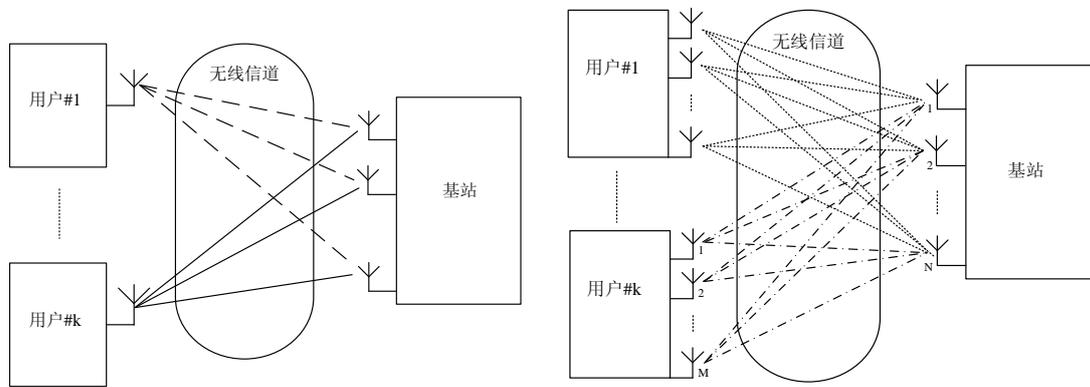


图 6.3 单端多天线系统 (MISO/SIMO) 图 6.4 多输入多输出系统 (MIMO)

6.2.3 多天线研究内容

在九十年代初由于 CDMA 成为第三代移动通信的主流技术，在移动通信中引入了‘智能天线’技术，‘智能天线’本身并不是很规范的学术词汇，确切的应该成为波束赋形技术（为了通俗易懂，本文之后也使用智能天线这个词汇，但是读者应了解，这里的智能天线指的是基于小间距天线阵的波束赋形技术）。波束赋形技术经过大量的理论研究和实验验证，现在已经在 TD-SCDMA 系统中得到应用。这些年来，波束赋形技术的研究主要集中如下方面：

- 1) 波束赋形：接收波束赋形的理论比较简单和成熟，但是发射波束赋形和多小区联合波束赋形的理论在波束赋形技术研究中还是比较模糊的。也包括各种算法的性能和应用研究。
- 2) 空间信道模型：在研究波束赋形技术之前，对信道模型的研究关注在时域和频域，而这些特征对于评估波束赋形技术是不够的。所以展开了空间信

道特性和建模的研究，可以说，空间信道的研究是研究波束赋形技术不可缺少的关键部分。

九十年代中期，Telatar 和 Foschini 从信道容量的角度提出了多天线复用的基本理论，从而揭开了 MIMO 技术研究的序幕。目前，MIMO 因能够带来信道容量的提升已经成为 3G 和 B3G 技术的重要关键技术。需要说明的是，MIMO 从字面上理解是多输入多输出技术，这个定义只给出了多天线的形式而没有给出所使用的具体技术（分集或复用）。所以从概念的角度讲，MIMO 只是一种形式上的定义，但是通常的理解，认为 MIMO 即是采用复用和/或分集技术的多输入多输出系统。对 MIMO 的研究集中在如下几点：

- 1) MIMO 信息理论
- 2) MIMO 信道模型：研究智能天线技术所需的信道模型和研究 MIMO 技术所需的信道模型不太一样。前者更需要体现空间的方向信息，后者更需要体现的是天线单元之间的相关信息。目前，基于子径叠加的信道建模方法可以同时精确的体现多天线信道的这两个重要特征。
- 3) 发送与接收模式及应用研究

§ 6.3 空间信道特性

信道特性与建模在多天线技术研究中一直占有非常重要的位置。一方面对信道特性的研究，是我们展开多天线技术研究的出发点和基础。比如对衰落特性的研究，只有掌握了衰落信道的特征，才能有针对性的设计多天线技术以解决信道衰落的问题。此外只有掌握了信道的特征，才能够将这些特征在信道模型中体现出来；另一方面是信道建模，信道建模的准确与完备是对多天线技术的评估的重要因素。

6.3.1 方向性信道冲激响应

Bello 用时变信道冲激响应函数 $h(t, \tau)$ 来描述了多径信道的特点，这已经得到了人们的广泛认可和引用。在这个函数中，表明无线信道的时变和多径特性。Bello 的术语可以扩展到空间域，引入方向性信道冲激响应的概念。在本文的分析中，只考虑水平面二维的情况，即俯仰角 $\theta = 90^\circ$ ，也就是 X-Y 平面，如图所示。

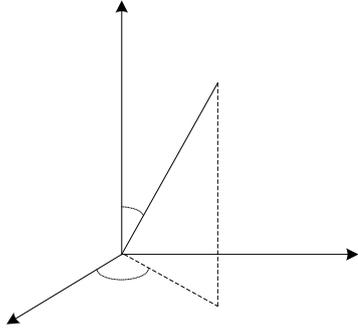


图 6.5 坐标系

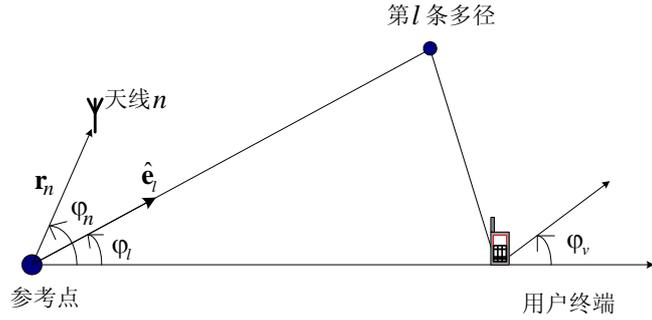


图 6.6 多天线多径信道示意图

在多径信道环境中，不同的多径有不同的功率、相位、时延以及来波角度，接收端接收到的信号是所有径的这些参数影响的总体反应。多天线系统中，来波的方向特征尤其重要。下面我们分析一下在接收信号的信道冲激响应中，这些参数的具体反映。如图6.6所示信号经过多径传播的情况，假设有 L 个多径信号，一般来说， L 是发射端和接收端位置的函数，而位置又是时间的函数，因此，信道是时变的多径信道。这里为了分析的方便，假设 L 是不变的。暂不考虑发射和接收天线的增益和方向性，后续可以很简单的将这些因素引入到信道冲激响应的表达式。将信道冲激响应函数扩展到空间域，则第 l 条径的信道冲激响应为：

$$h_l(t, \tau, \varphi) = \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) \delta(\varphi - \varphi_l)$$

其中， α_l 、 τ_l 和 φ_l 分别为第 l 条径的复幅度、多径时延和到基站的来波角度。 $\alpha_l = \sqrt{p_l} e^{j(2\pi f_l t + \phi_l)}$ ， p_l 是多径功率，和路径损耗、阴影衰落和多径传播系数等有关； ϕ_l 是随机相位，传播距离、多径传播系数等有关； $f_l = v \cos(\varphi_l) / \lambda$ 是多普勒频移，和载频、运动速度以及运动方向有关。 $h_l(t, \tau, \varphi)$ 是多径的方向性信道冲激响应函数。则定义信道冲激响应函数为

$$h(t, \tau, \varphi) = \sum_{l=1}^L h_l(t, \tau, \varphi)$$

测量结果表明无线环境中的多径分量在时延和角度域并非均匀分布，而是以‘束-clusters’的形式出现。在室外环境，‘束’的出现是因为一些散射体造成了相对高的接收幅度或者距离接收机比较近或者由于散射截面大。室内环境中，是由于开放而存在例如门口或者墙壁传播的角度扩散，而且背景墙壁反射另外造成了‘束’。因此‘束’是由物理传播过程造成的。

$$\begin{aligned} h(t, \tau) &= \sum_{l=1}^L \int_{\varphi} h_l(t, \tau, \varphi) d\varphi = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) \int_{\varphi} f(\varphi) \delta(\varphi - \varphi_l) d\varphi \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) f(\varphi_l) \end{aligned}$$

其中， $f(\varphi)$ 是天线在 φ 方向的复接收方向图。这样，由方向性信道冲激响应得到信道冲激响应。

对多径功率取本地平均值，得到时延-角度功率谱（PDAP—Power Delay-Azimuth Spectrum）

$$P(\tau, \varphi) = \sum_{l=1}^L P_l(\tau, \varphi) = \sum_{l=1}^L E \left\{ |h_l(t, \tau, \varphi)|^2 \right\}$$

其中， $E\{\bullet\}$ 表示均值。时延-角度功率谱表示了信号功率在时延和角度域的联合分布，于是可以分别得到时延功率谱（PDS—Power Delay Spectrum或者PDP—Power Delay Profile）和角度功率谱（PAS—Power Delay Sepctrum）

$$\begin{cases} P_D(\tau) = \int P(\tau, \varphi) d\varphi \\ P_A(\varphi) = \int P(\tau, \varphi) d\tau \end{cases}$$

功率谱可以直观地表示信道在时延域和角度域的扩展情况，实际上常常用时延和扩散的参数来表示信道扩散的程度。这些参数包括最大值、平均值和均方根值。一般用时延扩展和角度扩散的均方根值来表征时延扩展和角度扩散。时延功率谱对数字信号传输是非常重要的，对此人们进行了广泛的研究和测量，测量结果表明典型的时延功率谱符合指数分布，可以通过指数函数进行建模。近些年来，由于智能天线的广泛研究，针对角度功率谱展开了大量的测量，测量结果表明典型的的城市宏小区的角度功率谱符合拉普拉斯分布，对于频率选择性信道，则每个不同时延的多径束表现为拉普拉斯分布。

$$\begin{cases} \sigma_D = \sqrt{\frac{\int (\tau - \bar{\tau})^2 P_D(\tau) d\tau}{\int P_D(\tau) d\tau}} \\ \sigma_A = \sqrt{\frac{\int (\varphi - \bar{\varphi})^2 P_A(\varphi) d\varphi}{\int P_A(\varphi) d\varphi}} \end{cases}$$

6.3.2 阵列响应矢量

如果接收天线位于信号源的辐射远场，则接收的信号波前可以假设为平面波，这成为远场条件或者平面波条件。如果接收信号的调制带宽远小于载频，则其所有频率分量在不同天线单元上体现为由于传播距离差造成的相位差而幅度不变。这即是窄带智能天线系统的两个基本的假设，即远场假设（或者平面波假设）和窄带假设。在本文主要研究窄带智能天线问题，因此信号符合上面的两个假设，宽带智能天线问题比较复杂，信号仅满足平面波假设而不满足窄带假设，

此时，往往要转化为空-时域或者空-频域进行处理。前面给出了本文的假设，即只考虑方位角 φ ，而俯仰角 $\theta = 90^\circ$ 。

如图6.6所示，参考点处的方向性时变信道冲激响应为 $h(t, \tau, \varphi)$ 。天线 $n, n=1, \dots, N$ 所在位置的矢径 \mathbf{r}_n ，并且 $|\mathbf{r}_n| = d_n$ ， $\hat{\mathbf{e}}_l$ 为多径 l 的方向性单位向量，于是天线单元 n 处的冲激响应函数可以描述为

$$\begin{aligned} h_n(t, \tau, \varphi) &= \sum_{l=1}^L h_l(t, \tau, \varphi) \exp(jk\mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{e}}_l) \\ &= \sum_{l=1}^L h_l(t, \tau, \varphi) \exp(jkd_n \cos(\varphi_l - \varphi_n)) \end{aligned}$$

于是，阵列天线的方向性信道冲激响应可以描述为

$$\mathbf{h}(t, \tau, \varphi) = \sum_{l=1}^L h_l(t, \tau, \varphi) \mathbf{a}(\varphi_l)$$

其中 $\mathbf{a}(\varphi)$ 为天线阵的阵列响应矢量。阵列响应矢量是阵列天线对某一方向来波的响应能力。如图所示，假设天线单元为增益为0的全向接收天线，对 φ 方向的来波信号，假设其方向单位矢径为 $\hat{\mathbf{e}}_r(\varphi)$ 阵列响应矢量为

$$\mathbf{a}(\varphi) = [a_1(\varphi), a_2(\varphi), \dots, a_n(\varphi)]^T$$

其中

$$a_n(\varphi) = \exp(jk\mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{e}}_r(\varphi)) = \exp(jkd_n \cos(\varphi - \varphi_n))$$

上面给出的阵列响应矢量的表达式适用于任意任意阵列形式。下面以均匀圆阵 (UCA) 和均匀直线阵 (ULA) 为例给出了阵列响应矢量的具体表达式。这两种阵列形式是被广泛研究的，图6.7-8给出了均匀圆阵和均匀直线阵的示意图。其中，均匀圆阵由全向天线单元构成，用于全向覆盖；均匀直线阵由定向天线单元构成，用于扇区覆盖。

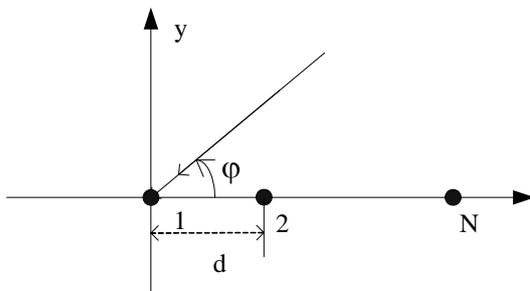
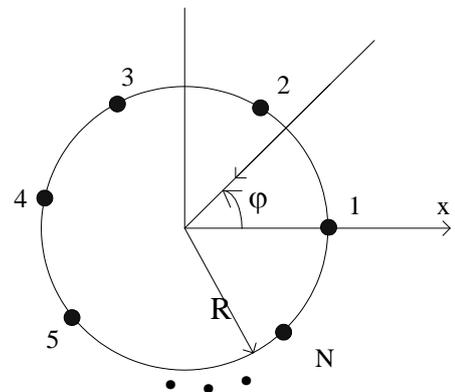


图 6.7 均匀直线阵示意图



6.8 均匀圆阵示意图

对于如图6.7所示的间距为 d 的均匀直线阵 (ULA) 和图6.8所示的半径为 R 的均匀圆阵，并以直线阵的第一个单元和圆阵的圆心做参考点，有

$$\begin{cases} \mathbf{a}_{ULA,n}(\varphi) = e^{jk(n-1)d \cos(\varphi)} \\ \mathbf{a}_{UCA,n}(\varphi) = e^{jkR \cos(\varphi - 2\pi \frac{n-1}{N})} \end{cases}, n = 1, \dots, N$$

前面给出了阵列天线的方向性信道冲激响应，则阵列天线的信道冲激响应可以通过对方位角积分得到

$$\begin{aligned} h_n(t, \tau) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) \iint_{\varphi} \mathbf{a}_n(\varphi) f_n(\varphi) \delta(\varphi - \varphi_l) d\varphi \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) \mathbf{a}_n(\varphi_l) f_n(\varphi_l) \end{aligned}$$

其中 $f_n(\varphi)$ 是天线 n 的复接收方向图函数。定义天线阵列的接收方向图矢量函数如下式，如果阵列为相似单元阵，则单元方向图函数可以提取出来。

$$\mathbf{f}(\varphi) = [f_1(\varphi), f_2(\varphi), \dots, f_N(\varphi)]^T$$

我们定义复合阵列响应矢量 $\mathbf{a}_0(\varphi) = \mathbf{a}(\varphi) \bullet \mathbf{f}(\varphi)$ ，则阵列信道冲激响应为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(t, \tau) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) \iint_{\varphi} \mathbf{a}(\varphi) \bullet \mathbf{f}(\varphi) \delta(\varphi - \varphi_l) d\varphi \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) \mathbf{a}(\varphi_l) \bullet \mathbf{f}(\varphi_l) \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) \mathbf{a}_0(\varphi_l) \end{aligned}$$

6.3.3 相关衰落

考虑沿 x 轴放置的两根间距 d 的天线单元接收的衰落信号之间的关系，以第1个天线单元做参考信号，则两天线之间接收信号的相关系数为

$$\rho = \int_0^{2\pi} e^{jkd \cos(\varphi)} P_A(\varphi) d\varphi$$

其中， $P_A(\varphi)$ 是前面介绍过的角度功率谱，测量表明室外宏小区的多径抽头的角度功率谱符合拉普拉斯分布，一般用截断的拉普拉斯分布表示角度功率谱

$$P_A(\varphi) = \begin{cases} \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma_A} e^{-\frac{\sqrt{2}|\varphi-\varphi_0|}{\sigma_A}}, & \varphi_0 - \Delta\varphi \leq \varphi \leq \varphi_0 + \Delta\varphi \\ 0, & \text{else} \end{cases}$$

其中， Q 是归一化系数，使 $P_A(\varphi)$ 在 $[0, 2\pi]$ 积分为1，即满足概率密度函数的定义。这里引入两个定理：

$$\begin{cases} \cos(z \sin(\varphi)) = J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \cos(2k\varphi) \\ \sin(z \sin(\varphi)) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \sin((2k+1)\varphi) \end{cases}$$

则可以得到拉普拉斯功率谱下两天线接收衰落信号的相关系数。假设 $D = 2\pi \frac{d}{\lambda}$ ，是天线间距电尺寸的度量，则

$$\begin{aligned} \rho &= \rho_{xx} + j\rho_{xy} \\ \rho_{xx} &= J_0(D) + 4 \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma_A} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{J_{2m}(D)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_A}\right)^2 + 4m^2} \cos(2m\varphi_0) \\ &\quad \left\{ \frac{\sqrt{2}}{\sigma_A} + e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta}{\sigma_A}} \left[2m \sin(2m\Delta) - \frac{\sqrt{2}}{\sigma_A} \cos(2m\Delta) \right] \right\} \\ \rho_{xy} &= 4 \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma_A} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{J_{2m+1}(D)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_A}\right)^2 + (2m+1)^2} \sin[(2m+1)\varphi_0] \\ &\quad \left\{ \frac{\sqrt{2}}{\sigma_A} - e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta}{\sigma_A}} \left[(2m+1) \sin((2m+1)\Delta) + \frac{\sqrt{2}}{\sigma_A} \cos((2m+1)\Delta) \right] \right\} \end{aligned}$$

从公式可以看出，两个天线之间的信号相干系数和来波角度 φ_0 、角度扩散 σ_A 、天线间距的电尺寸 D 以及角度功率谱 $P_A(\varphi)$ 有关，给定角度功率谱，则是 φ_0 、 σ_A 和 D 的函数。

本节描述了无线信道的空间特征，这也是多天线技术研究和评估的基础。无线信道的空间特征一方面体现为方向性特征，从狭义角度讲，包括用户信号的空间分布特性以及干扰信号的空间分布特性。本节主要从用户的空间特性做了一些描述，其结论一般可用于单个干扰用户的信号分布；从广义角度讲，方向性特征还包括用户在空间的分布特征。后者虽然没有体现在本节关于无线信道空间特征的描述中，但确实多天线算法的非常重要的一个方面。比如考虑基于波束赋形的空间复用（SDMA）。无线信道的空间特性另一方面是衰落相关性，多天线信道的独立性提高了信道容量，为分集和复用提供了可能。

§ 6.4 空间信道建模

建立完善的空间信道模型对于多天线系统的算法研究、性能评估、系统测试和网络规划、优化来说是至关重要的。在第三代移动通信系统及其后续演进系统中，阵列天线技术和空时信号处理技术都和无线信道的空间特性紧密相关。传统的模型提供了信号功率电平分布、时延扩展和多普勒频移等特性。对于空时联合信号处理算法来讲，这些参数还不能全面反应空时信道特性，因为阵列天线对信号的处理是在空间域进行或者在空时域联合进行的。因此，为了更好的研究这些新的技术，就必须建立完善、合理的空间信道模型。

为了将信道的空间特性引入到信道模型中，欧洲和北美都做了大量的信道测量工作，例如欧洲的COST项目，参见COST259的输出文件。这些测量工作基于大量的策略，统计了信道空间特征。关于建模方法，在智能天线研究阶段，主要引入方向性，包括基于几何建模的信道模型、确定性信道模型等。在MIMO研究阶段，为了引入天线信号之间的相关性，主要考虑基于子径叠加的信道建模方法和基于相关矩阵的信道建模方法。

6.4.1 子径叠加模型

基于子径叠加的信道模型最初在3GPP-3GPP2的联合SCM工作组进行研究，并输出了完备的SCM信道模型，该信道模型基本能够满足小带宽下对多天线技术的方针，在完备性、精确度、复杂度等方面都是比较合适的。在后续演进阶段，由于引入了大带宽等特性，各研究机构将SCM进行升级，能够满足大带宽下的方针需求，但是其基本思路还是SCM的思路。仿真结果表明，子径叠加方法得到的信道参数统计结果与理论分析非常吻合。此外，子径叠加方法便于和任何传统模型的结合。

基于子径叠加的方法，因为基于信号的传播原理，是比较适合多天线性能评估的空间信道模型建立方法。首先由于将多径的方向信息引入到了信道冲激响应模型中，可以提供信号的空间信息，所提供的空间信息包括多径信号的来波角度和角度扩散。其次，提供了多天线接收信号衰落的相关性。其衰落信号特征保留了传统信道模型的特征，在信号幅度统计和功率谱方面都与理论分析吻合。而同时又满足相关衰落的特性。再次，子径叠加方法可扩展性强，可以与传统的多径模型很好的结合，又可以在其他特性方面做局部的扩展，例如支持大带宽的仿真，3GPP和WINNER组织都基于SCM模型给出了支持大带宽的空间信道模型。

典型的基于子径叠加的SCM模型及其扩展模型，在各组织的输出文档中都有详尽的描述，本文只做简单的描述，感兴趣的读者可以查阅给出的参考文献获得

更详细的信息。我们做如下假设：

基站天线数量为 U ，基站天线序号为 $u, u = 1, \dots, U$ ；

终端天线数量为 S ，基站天线序号为 $s, s = 1, \dots, S$ ；

多径数量为 N ，多径序号为 $n, n = 1, \dots, N$ ，其功率为 P_n ，每条多径的子径数量为 M ，子径 (n, m) 有随机相位 $\Phi_{n,m}$ 对于基站天线阵的角度为 $\varphi_{n,m,AoD}$ ，对于终端天线阵的角度为 $\varphi_{n,m,AoA}$ ，基站天线的功率方向图为 $G_{BS}(\varphi)$ ，终端天线的功率方向图为 $G_{UE}(\varphi)$ ，终端的运动角度为 φ_v ，这里的假设除在角度表示上与本章之前的假设坐标系相同外都与 3GPP TR 25. 996 相同。这样，对于基站天线 $u, u = 1, \dots, U$ 与终端天线 $s, s = 1, \dots, S$ 之间第 $n, n = 1, \dots, N$ 个多径的信道冲激响应为：

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n G_{BS} G_{UE}}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\begin{array}{l} a_{0,u}(\varphi_{n,m,AoD}) a_{0,s}(\varphi_{n,m,AoA}) \\ e^{(j\Phi_{n,m})} e^{(jk\|\mathbf{v}\| \cos(\varphi_{n,m,AoA} - \varphi_v)t)} \end{array} \right)$$

上式是一个通用的表达式，其中 $a_{0,u}(\varphi)$ 、 $a_{0,s}(\varphi)$ 分别是基站和终端的复合阵列响应表达式，包括天线单元之间的相互位置关系和天线单元方向图的信息。在 3GPP TR 25. 996 上，基于基站和终端相同指向排列的间距分别为 d_s 、 d_u 的直线阵的具体信道冲击响应表达式为

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\begin{array}{l} \sqrt{G_{BS}(\varphi_{n,m,AoD}) G_{MS}(\varphi_{n,m,AoA})} \\ e^{(jkd_s \cos(\varphi_{n,m,AoD}))} e^{(jkd_u \cos(\varphi_{n,m,AoA}))} \\ e^{(j\Phi_{n,m})} e^{(jk\|\mathbf{v}\| \cos(\varphi_{n,m,AoA} - \varphi_v)t)} \end{array} \right)$$

其中 $G_{BS}(\varphi_{n,m,AoD}) = G_{BS} f_{BS}(\varphi_{n,m,AoD})$ ，UE 侧的表示相同，值得注意的是：

- 1) 这里的表达式与 3GPP TR 25. 996 因天线摆放坐标不同而所选用的三角函数不同，读者根据本章前面的假设和参考文献的假设坐标系可以很清晰的理解。
- 2) 表达式中未考虑路径损耗和阴影衰落等因素，这些参数对每个天线来说是相同的，可以很容易的加到上面的表达式中。
- 3) 关于多径的功率、角度、子径的角度分布、终端移动方向等，很多研究机构都有测量的统计结果，一些组织也将这些测量结果总结到信道模型中，读者查阅相关的参考文献不难获得。

这样，就可以在任意给定的随机或者固定多径模型的基础上采用子径叠加的方法生成衰落。前面已经提到，子径叠加的方法，即能够体现信号的空间角度信息又能够体现信号的衰落相关信息，因此对于多天线技术的评估，特别是波束赋形技术与复用/分集技术的综合性能是简单实用的。图6-9给出了子径叠加方法得

到的空间相关性与理论结果的对照，可以看出，子径叠加方法能够非常好的模拟空间信道的相关性。此外对接收信号的统计分布和功率谱等都与理论十分吻合。

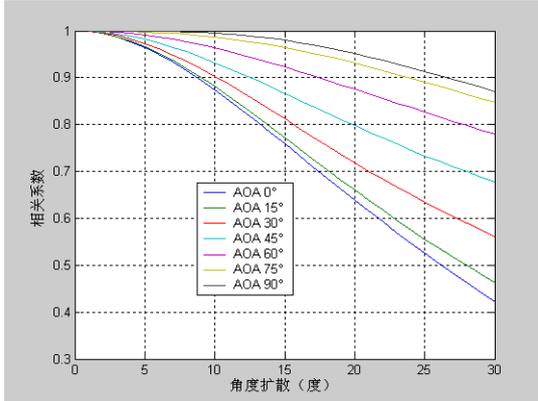


图6.9-a 相关系数-角度扩散，理论结果

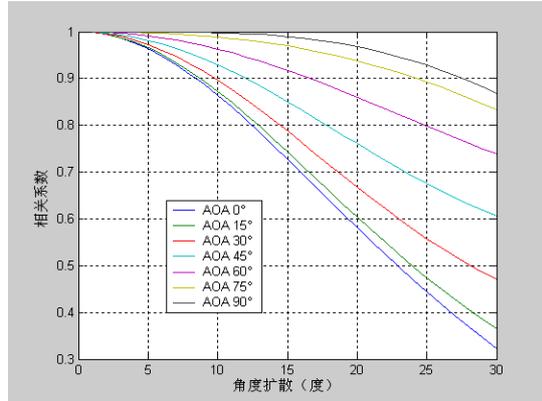


图6.9-b 相关系数-角度扩散，模拟结果

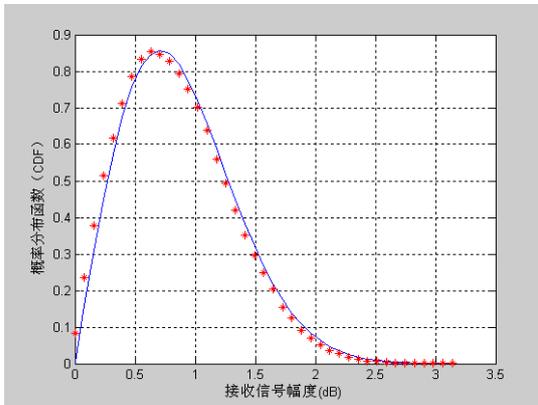


图6.9-c 信号幅度和瑞利分布比较

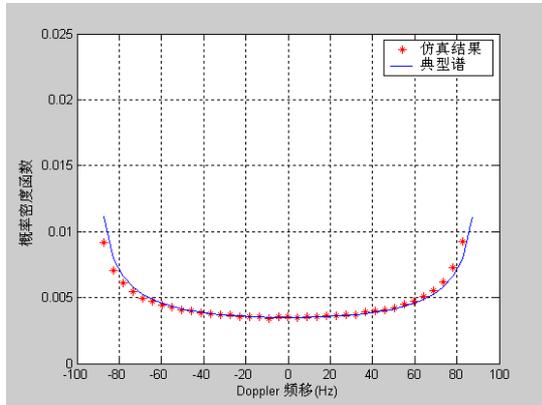


图6.9-d 功率谱和典型功率谱的比较

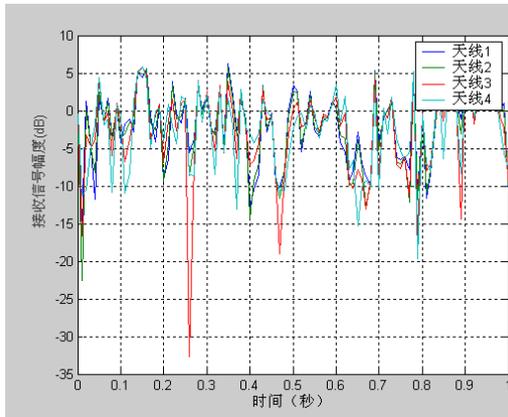


图6.9-e 4个天线单元的接收信号幅度

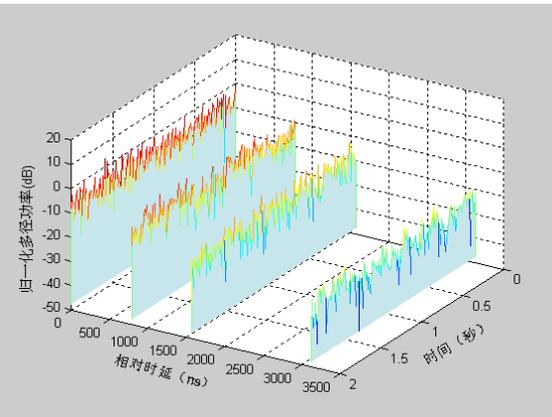


图6.9-f 信道冲激响应例

6.4.2 天线模型

在‘阵列响应矢量’一节中，基于平面波假设和远场假设，给出了空间某一方向的来波信号在天线阵列各天线上响应的相对关系。根据该节介绍的一般性理论，读者可以得到任意阵列形式的天线阵的阵列响应矢量表达公式。然而，在实际建模中，还需要考虑天线的一些特征参数，主要的，需要考虑方向特性和极

化特性。

1. 方向特性建模

在信道模型中，需要考虑天线的方向特性。在最初对多天线技术的研究中，假设天线单元是全向的无互耦的天线单元，这在理论研究过程中是可行的，但是对具体评估多天线技术在移动通信系统中的性能时，就必须考虑天线实际的方向特性。我们考虑最常见的扇区覆盖的天线。在最初的研究中，大唐移动通信设备有限公司（DTM）假设了一种无限大理想导体板前 $\lambda/4$ 处放置的全向振子的H面方向图，其表达式如下式表示

$$G(\varphi) = \begin{cases} \left(\max \left\{ 20 \lg \left| \frac{1 - e^{-j\pi \sin(\varphi)}}{2} \right|, A_m \right\} \right) e^{j \cdot \text{angle} \left(\frac{1 - e^{-j\pi \sin(\varphi)}}{2} \right)}, & \varphi \leq 180^\circ \\ A_m, & \varphi > 180^\circ \end{cases}$$

其中， A_m 为平均的后瓣电平，例如-25dB。利用这个天线单元的模型，优化了第一个TD-SCDMA扇区化天线的广播波束，业界也据此设计了第一款8单元的TD-SCDMA扇区化智能天线。这个模型对于智能天线评估和指导智能天线产品开发是非常重要的，然而，这个天线模型的3dB宽度是固定的，实际上在智能天线阵列中，由于互耦和边缘效应，其波束宽度一般不会达到120°。这个天线模型用来评估和指导智能天线研究是合适的，但是在分集/复用情况下，天线一般是双极化或大间距天线形式，其天线单元的方向特性一般与扇区覆盖的需求一致，例如65°辐射方向图。因此这个模型对于扩展到MIMO天线的研究是不够的。

3GPP给出了一种更为灵活的天线单元方向图模型，其表达式为

$$G(\varphi) = \begin{cases} -\min \left[12 \left| \frac{\varphi - 90^\circ}{\varphi_{3dB}} \right|^2, |A_m| \right], & \varphi \leq 270^\circ \\ -\min \left[12 \left| \frac{\varphi - 90^\circ - 360^\circ}{\varphi_{3dB}} \right|^2, |A_m| \right], & \varphi > 270^\circ \end{cases}$$

其中 φ_{3dB} 为天线的3dB波束宽度， A_m 为平均的后瓣电平，例如-25dB。需要注意的是，这里为了符合前面的坐标系假设，对方向图做了旋转，所以与3GPP TR 25. 996上的表达略有不同。该模型可以进一步归纳为如下的表达式，其中，可以通过 α 控制波束下降的程度， α 越大，波束下降越快。图6. 10-a给出了DTM的模型和3GPP模型的对比，其中3dB宽度（HPBW）为120°，图6. 10-b给出了不同 α 取值的方向图示意。应用时，可以根据实际产品能够达到的方向图情况选择接近的天线模型

$$G(\varphi) = \begin{cases} -\min[3(2)^\alpha \left| \frac{\varphi - 90^\circ}{\varphi_{3dB}} \right|^\alpha, |A_m|], & \varphi \leq 270^\circ \\ -\min[3(2)^\alpha \left| \frac{\varphi - 90^\circ - 360^\circ}{\varphi_{3dB}} \right|^\alpha, |A_m|], & \varphi > 270^\circ \end{cases}$$

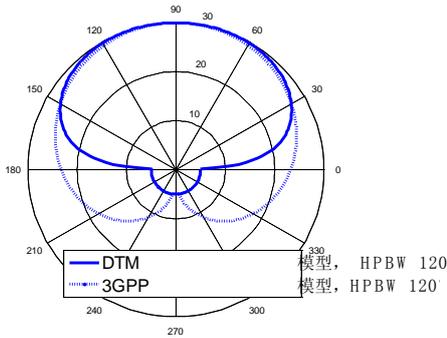


图6.10-a DTM和3GPP模型的示例

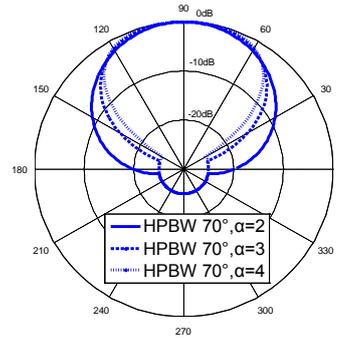


图6.10-b 不同 α 值的方向图示例

2. 极化特性建模

在智能天线的研究和产业化过程中，初期以垂直极化天线为主，主要的智能天线阵列模式为8单元、间距为半个波长左右的扇区阵列。这种智能天线产品的主要问题是尺寸大，工程实施和选址都比较困难。为此业界专门组织了智能天线小型化的研究，双极化天线阵列成为主要的小型化形式。此外，为分集/复用提供独立天线信道的天线形式中，除大间距的分布式天线外，双极化天线也是提供独立信道的主要手段。

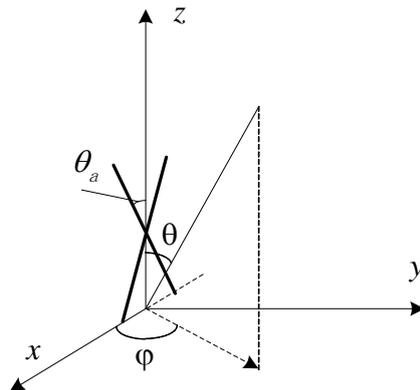


图6.11 双极化天线示意图

双极化天线的建模主要考虑发射天线的极化特性、接收天线的极化特性和空间信道的极化特性。如图6.11所示的双极化天线示意图，不考虑交叉极化分量。假设天线与 z 方向的夹角为 θ_a ，于是对于方向 φ 的辐射/接收电磁波来说，天线

可分解为垂直极化和水平极化分量，如下面的式子所示。这个表达式对于相同坐标结构下的发射天线和接收天线同样适用。

$$\begin{bmatrix} h_v \\ h_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) \\ \sin(\theta_a) \cos(\varphi) \end{bmatrix}$$

假设垂直极化波经过空间信道之后，其水平极化波与垂直极化波的功率比为 r_1 ，同样，假设水平极化波经过空间信道之后，其垂直极化波与水平极化波的功率比为 r_2 ，即假设垂直和水平极化波经过信道之后的正交极化分量和同极化分量的比分别为 r_1 和 r_2 。又假设空间信道对垂直极化波和水平极化波有独立的随机相位。则

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n G_{BS} G_{UE}}{M}} \sum_{m=1}^M \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} \chi_{BS}^{(v)}(\varphi_{n,m,AoD}) \\ \chi_{BS}^{(h)}(\varphi_{n,m,AoD}) \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} e^{j\Phi_{n,m}^{(v,v)}} & \sqrt{r_{n1}} e^{j\Phi_{n,m}^{(v,h)}} \\ \sqrt{r_{n2}} e^{j\Phi_{n,m}^{(h,v)}} & e^{j\Phi_{n,m}^{(h,h)}} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \chi_{MS}^{(v)}(\varphi_{n,m,AoA}) \\ \chi_{MS}^{(h)}(\varphi_{n,m,AoA}) \end{bmatrix} e^{(jk\|\mathbf{v}\| \cos(\varphi_{n,m,AoA} - \varphi_v)t)} \end{pmatrix}$$

其中， $\chi_{BS}^{(v)}$ 、 $\chi_{BS}^{(h)}$ 、 $\chi_{UE}^{(v)}$ 、 $\chi_{UE}^{(h)}$ 分别由基站和终端的天线单元方向图、天线单元位置关系、天线摆放角度和来波角度有关，具体如下

$$\begin{cases} \chi_{BS}^{(v)}(\varphi_{AoD}) = a_{BS}(\varphi_{AoD}) f_{BS}(\varphi_{AoD}) \cos(\theta_{BS}) \\ \chi_{BS}^{(h)}(\varphi_{AoD}) = a_{BS}(\varphi_{AoD}) f_{BS}(\varphi_{AoD}) \sin(\theta_{BS}) \cos(\varphi_{AoD}) \\ \chi_{UE}^{(v)}(\varphi_{AoA}) = a_{UE}(\varphi_{AoA}) f_{UE}(\varphi_{AoA}) \cos(\theta_{UE}) \\ \chi_{UE}^{(h)}(\varphi_{AoA}) = a_{UE}(\varphi_{AoA}) f_{UE}(\varphi_{AoA}) \sin(\theta_{UE}) \cos(\varphi_{AoA}) \end{cases}$$

其中， $a_{BS}(\varphi)$ 和 $a_{UE}(\varphi)$ 分别为基站和终端天线阵的阵列响应矢量， $f_{BS}(\varphi)$ 和 $f_{UE}(\varphi)$ 分别为基站和终端天线阵的天线单元方向图， θ_{BS} 和 θ_{UE} 分别为基站和终端天线的倾角。而一般情况下 $r_1 = r_2 = 1/XPD$ ，其中， XPD 称为交叉极化比，表现了信道的极化特性。

本节描述了空间信道模型的建模方法，主要是子径叠加方法以及天线建模。信道建模的方法很多，参数取值也不同，复杂程度也不同。具体应用时可根据需求和实际情况选择合适的模型和参数，也可以做适当的简化。

§ 6.5 智能天线技术的发展

不管是分集技术还是复用技术，都是基于相同的条件，即通过多天线之间信道的独立性获得更大的信道容量，而分集和复用则是通过具体是实现方式获得直接的链路性能提升或系统容量提升。我们知道，理论上可通过增加天线单元的间距或改变天线单元的摆放形式来获得多天线信道之间的独立性，因此天线本身不是这两种技术的核心内容。因此在本书中并未对这两种技术做深入的讨论，有兴趣的读者可以去阅读书后列出的参考文献。而波束赋形技术及人们基于此提出的‘智能天线’的概念，则是通信技术、信号处理技术与天线技术的高度结合，波束赋形技术对天线来说是阵列天线的设计问题。在讨论分集/复用技术时，我们完全可以假设两个独立的天线单元，这种天线单元与传统的天线单元并不会有什么本质的差异，实际上也可以通过间距和极化的设计实现。

本节我们重点讨论智能天线的发展，尤其是在中国，随着 TD-SCDMA 技术从标准化到商用，智能天线技术也经历了一个从理论到实际应用的过程。此外，对于与智能天线直接相关的校准技术和 DOA 估计及应用技术，本节也做简单的探讨。而对于 TD-SCDMA 系统智能天线技术本身，主要在下一章讨论。

6.5.1 智能天线技术发展概述

通信系统中智能天线技术是基于自适应天线技术基础上的。自适应天线技术自 60 年代提出以来，经过 40 多年的研究和发展，在雷达、通信、电子对抗以及遥感等诸多领域有着广泛的应用。早期对自适应天线的研究大体可以分为三个阶段。第一个阶段，主波束自适应控制研究阶段。在这个研究阶段，人们的主要研究内容为天线阵列的主波束控制，以 1964 年 IEEE 天线与传播会刊 ‘Active and Adaptive Antennas’ 特刊为主要输出成果；第二个阶段是零向自适应控制研究阶段，在这个研究阶段，人们的主要研究内容是自适应天线的零陷设计，以 1976 年 IEEE 天线与传播会刊 ‘Adaptive Antennas’ 特刊为主要输出成果；第三个阶段是空间谱估计及利用空间谱估计进行自适应天线波束设计的研究阶段，以 1986 年 IEEE 天线与传播会刊 ‘Adaptive processing antenna systems’ 特刊为主要输出成果。经过近几十年的研究，自适应天线在天线和阵列信号处理方面的基础理论已基本形成。

九十年代初期，随着对 CDMA 技术研究的兴起，将自适应天线在移动通信系统中应用的研究成果越来越多，主要集中在信道模型、自适应算法、谱估计或 DOA 估计以及与通信系统的具体结合应用。通过理论分析和仿真评估了使用智能天线对 CDMA 系统性能的改进。

1999 年 ITU 会议上通过文件将 TD-SCDMA 作为第三代移动通信无线传输技术之一。TD-SCDMA 由于其自身特点适合智能天线的引入，在 3GPP 的标准中一直都支持智能天线技术。在国内，先后组织建设了规模试验网、预商用试验网和商用网络，运营商、标准化组织、系统厂商和天线厂商一起为智能天线关键技术的研究、开发和优化做了大量工作。

早在本世纪初，最初的 8 阵元环形智能天线就已经在实验室用于研究和测试，在 2001 年，大唐移动与 ANDREW、通宇公司合作推出了 8 单元扇区化智能天线，同时完成了广播信道和业务信道的赋形算法。这种扇区化天线产品也是后来试验网的主要产品形式。2007 年开始，由中国移动组织各单位展开了天线小型化的研究，先后对双极化智能天线、小间距智能天线和双排智能天线进行了研究和测试。

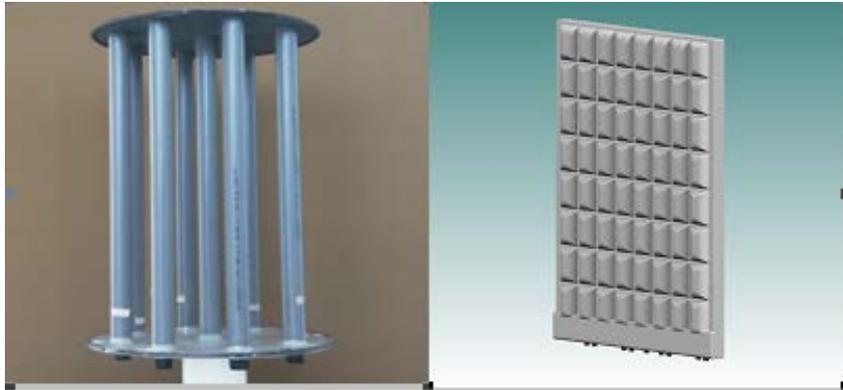


图 6.12 早期用于实验的环形智能天线和扇区化智能天线

为了更好的满足实际网络的需求，业界又先后组织了电调智能天线、宽频智能天线、一体化智能天线和美化智能天线的研究。电调智能天线通过电遥控下倾角可以在基站机房或者核心网机房就完成天线的调整，以达到整体网络优化的目的。宽频智能天线能够使智能天线覆盖更多的可用频段，避免由于频率调整而更换天线产品，以便 TD-SCDMA 系统与 LTE 系统共天馈。一体化智能天线通过基站射频单元（RRU）与智能天线的联合设计，降低天馈的复杂程度和损耗，便于智能天线的安装与维护。这些工作的成果，除各种天线产品外，也形成了运营商的企业规范和中国标准化组织的行业规范。

6.5.2 DOA 估计及应用

智能天线主要是利用各阵元接收信号之间的相关性与来波信号空间特征的关系进行信号的发送或者接收。因此，其中一个重要的过程就是利用各阵元接收信号获知来波信号的空间特征，这称为空间谱估计或者来波方向估计 (DOA-Direction of Arrival)，即估计来波信号在空间的能量分布或者来波信号的方

向。这种技术，在移动通信中可以得到很多应用，其中最直接的应用就是用于波束赋形，既然已知来波信号的角度，可以通过方向性赋形进行接收或发射，这也是前面介绍的波束赋形方法之一。此外，还可以用于无线定位、资源调度或干扰协调等。

1. 基本方法

DOA 估计方法包括简单易实现的传统 Bartlett 谱估计方法，即利用阵列形式响应矢量对来波的功率谱进行扫描，也可以用 Capon 谱、MUSIC 谱和 ESPRIT 谱等。其中 Bartlett 谱估计方法简单易实现，我们暂时只考虑二维情况。下式中， $\mathbf{a}(\varphi)$ 是 φ 方向的阵列相应矢量， \mathbf{R}_{xx}^k 是终端 k 的空间协方差矩阵，可以是其各种方式的均值。 $[\varphi_{\min}, \varphi_{\max}]$ 是角度估计的范围：

$$\varphi_k = \arg \max_{\varphi} \left[\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{R}_{xx}^k \mathbf{a}(\varphi) \right], \varphi \in [\varphi_{\min}, \varphi_{\max}]$$

这是一种简单有效的方法，计算量也不大，在有些情况下可以简化。MUSIC 算法和 ESPRIT 算法是比较高精度的算法，但是对于移动通信系统来说却没有太大必要，一方面移动通信系统来波的空间谱由于多径信道的影响是复杂的，DOA 估计只关注主径的方向或主要的几条径的方向；另一方面 DOA 估计精度主要取决于算法分辨率和信噪比。因此限于系统对计算量的承受能力和提高精度对最终性能的提升空间，简单的 DOA 估计算法目前是较常用的。

对于采用基于特征空间的波束赋形算法来说，可以对其 DOA 估计算法做简单的优化，即用阵列相应矢量扫描协方差矩阵的主特征矩阵而不是扫描协方差矩阵，即假设 \mathbf{e}^k 是 \mathbf{R}_h^k 的主特征向量，则 $\mathbf{R}_e^k = \mathbf{e}^k (\mathbf{e}^k)^H$ ，则

$$\varphi_k = \arg \max_{\varphi} \left[\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{R}_e^k \mathbf{a}(\varphi) \right], \varphi \in [\varphi_{\min}, \varphi_{\max}]$$

对于具有可估计不同时延分量的系统，可以估计不同时延分量的 DOA，例如 TD-SCDMA 系统，其信道估计可估计 16 个 chip 的时延信号，因此可对不同的时延信号都做 DOA 估计。

2. 智能天线定位

通过来波角度估计进行无线定位是具有智能天线的移动通信系统的特色之一，对于一般的移动通信系统，其无线定位方案主要是小区定位、通过不同基站的观测时间差 (OTDOA- Observe Time Difference Of Arrival) 或通过 GPS 辅助进行定位等。目前，无线定位已经受到了政府和运营商的极大重视，不仅可以改善针对移动用户的公共安全服务质量，而且在商业求助电话服务，被盗车辆跟踪系统，智能运输系统和移动电子商务等方面也有很大应用前景。

智能天线的引入，为无线定位提供了新的解决途径，研究表明，多种定位方

案可以结合使用以提高定位精度，例如 OTDOA 方法可以和智能天线方法结合使用，即将多个方程联合进行参数估计。

DOA 估计可以用于资源调度、干扰协调、干扰定位和线序检测等等。DOA 用于资源调度的思路很简单，即根据终端所处的方位考虑其资源分配的策略。例如 TD-SCDMA 系统，其资源被分为频率资源、时隙资源和码道资源，资源块的划分很灵活（如图所示），这就给其资源灵活分配提供了各种可能性。

图 6.13 是 DOA 估计与 GPS 测量的角度相对比的例子，由于角度扩散，通过无线基站获得的 DOA 估计结果会有一定的误差。图 6.14 是用智能天线进行定位的测试例，从测试结果可以看出，在多数情况下，智能天线定位的可以达到一定精度，在中等城市的一般环境中，可以达到 100 米以内。

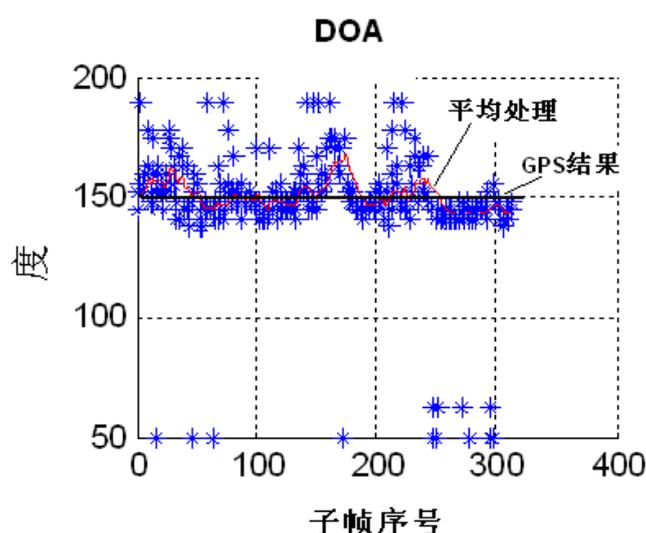


图 6.13 DOA 估计测试结果

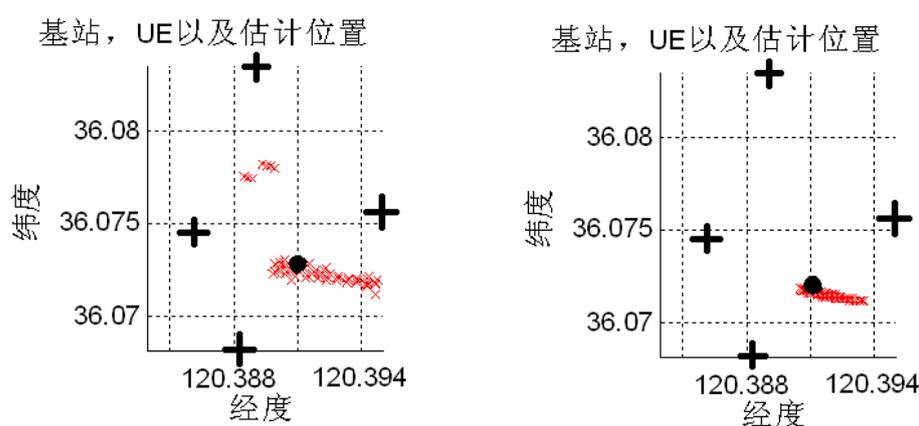


图 6.14 定位测试结果

6.5.3 校准

通过前面我们对多天线算法的描述可以知道，有些智能天线算法是基于一定

的假设条件才能够实现。例如，基于来波角度估计（DOA）的算法，其基本假设是各接收天线上信号的差异，是由于终端与各个接收天线之间信道的差异造成的，而各接收通道没有幅度和相位上的差异。实际上这个假设是不成立的，各接收通道由于器件和连接线缆的差异，必然存在不一致性，这样必然会造成 DOA 估计的偏差。

再比如说，在 TDD 系统由于上下行使用相同的频率，所以一般认为终端与基站之间信道具有对称性，于是可以根据接收的信号进行参数估计做发射波束赋形。然而实际上，除了时延、干扰环境、功率控制等方面的不对称之外，还存在收发通道之间的差异性。这种情况下，即使不使用基于 DOA 估计的波束赋形算法，也会由于收发通道之间的差异造成误差。

校准就是基于这样的问题提出的，但是这里需要注意的有两点：首先是否需要校准与采用的具体多天线技术有关。例如接收采用基于特征值分解的波束赋形算法，就不需要做接收校准。因为这种情况下多天线接收通道之间的差异已经被认为是信道的一部分被充分考虑。再比如基于终端反馈的波束赋形算法也不需要发射校准，因为这种情况下多天线发射通道之间的差异也已经被认为是信道的一部分在终端被估计和考虑。因此是否需要做校准，不是一概而论的，而和具体的应用有关。其次采用的校准算法与采用的具体多天线技术有关。例如 DOA 估计技术，需要接收各天线通道保持一致，这样来波信号的空间信息才能够体现为因各接收天线位置不同所造成的相位差。而根据上行信道估计所做的、基于特征值分解的下行波束赋形算法，则需要接收和发射通道保持一致，而不需要接收通道一致或发射通道一致。

TD-SCDMA 系统的校准在保护时隙内通过训练序列对通道幅相误差进行估计完成，在发射校准时，各发射通道发送训练序列由校准通道接收并估计各发射通道的响应并计算补偿系数；在接收校准时，由校准通道发射训练序列由各接收通道接收并估计校准系数。这些方法实现都比较简单。

§ 6.6 小结

本章对移动通信系统的多天线技术做了综合性的描述，介绍了典型的多天线技术—分集、复用和赋形。因为多天线技术与空间信道特性紧密相关，本章用较多篇幅介绍了空间信道的特征以及建模技术。本章还重点介绍了智能天线的发展及其相关的两个技术点—DOA 估计和校准，因为智能天线技术和天线阵列设计密不可分，智能天线也是本章和下一章重点介绍的多天线技术。

智能天线经过这些年的研究、设计、测试和优化，从产品到算法都已经基本成熟。目前，多天线技术也是下一代移动通信系统的关键技术之一，如何能在产

品和算法上将目前的智能天线与未来的多天线技术相融合是多天线技术研究的重要方向之一。

参考文献

- [1] 石镇, 自适应天线原理, 国防工业出版社, 1991。
- [2] 魏文元等编, 天线原理, 国防工业出版社, 1985。
- [3] 孙长果, TD-SCDMA 系统中智能天线的研究和应用, 西安电子科技大学博士论文, 2006。
- [4] L. M. Correia, Wireless Flexible Personalized Communications, Final Report of COST259, John Wiley & Sons, 2001.
- [5] M.Patzold, Mobile fading channel, John Wiley & Sons,2002, pp.81-155.
- [6] J.C.Liberti, and T.S.Rappaport, Smart antennas for wireless communication:IS-95 and Third Generation CDMA applications, Prentice Hall,1998.
- [7] J.Fuhl, Smart antennas for second and third generation mobile communication systems, PhD Dissertation, Technical University, Vienna, 1997.
- [8] A.F.Naguib, Arogyaswami Paulraj, & Thomas Kailath, Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA, IEEE Trans on Vehicular Technology Vol 43. No.3 August 1994,pp.691-698.
- [9] A.F.Naguib, Adaptive antennas for CDMA wireless networks, PHD dissertation, Standford university, 1996.
- [10] T.Baumgartner, Smart Antenna strategies for the UMTS FDD downlink, PHD dissertation of Vienna University of Technology, Austria, 2003.
- [11] C.Brunner,Efficient space-time processing schemes for WCDMA, PhD dissertation,Lehrstuhl fur Netzwerktheorie und Signalverarbeitung der Technischen Universit at Munchen , 2000.
- [12] K.Hugl, Downlink beamforming using adaptive antennas, Master Dissertation,Technique University Wien, Australia, 1998.
- [13] H.Boche, and M.Schubert, Theoretical and experimental comparison of optimisation criteria for downlink beamforming, European Transactions on Telecommunications, 12(5), Sep. 2001,pp.417-426.
- [14] H.Boche, and M.Schubert, Solution of the SINR downlink beamforming problem, 2002 Conference on Information Sciences and Systems, Princeton University, March 2002, pp.20-22.

- [15] Special issue on Active and Adaptive Antennas, IEEE Trans on Antennas and Propagation, Vol.12, March 1964.
- [16] Special issue on Adaptive Antennas, IEEE Trans on Antennas and Propagation, Vol.24, Sep 1976.
- [17] Special issue on Adaptive processing antenna systems, IEEE Trans on Antennas and Propagation, Vol.34, March 1986.
- [18] P.A.Bello, Characterization of randomly time-variant linear channels, IEEE Trans on Communications systems, Vol.CS-11, 1963, pp.360-393.
- [19] G. J. Foschini and M. J. Gans, On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, Wireless Pers. Commun., vol. 6, Mar, 1998, pp. 311-335.
- [20] G. J. Foschini, Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas, Bell Labs Tech, Autumn, 1996, pp.41-59.
- [21] E. Telatar, Capacity of multiantenna Gaussian channels, AT&T Bell Laboratories, Tech. Memo, June 1995.
- [22] 3GPP TS 25.996, Spatial channel model for MIMO simulations, v6.1.0, Sep. 2003.
- [23] 孙长果, 张晓丽, 张进民, 黄际英, 一种利用相控天线阵综合扇区波束的方法, 通信学报, Vol.24, No.6, 2003, pp139-143。
- [24] 孙长果, 李峰, 一种波束赋形方法, 中国专利 200510067905.1。
- [25] 孙长果, 杨贵亮, 王映民, 一种实现干扰抑制的波束赋形方法, 中国专利 200510067904.7。
- [26] 孙长果, 王映民, 杨贵亮, 一种阵列天线信号处理方法, 中国专利 200510067903.2。
- [27] 孙长果, 用于群播业务系统的下行波束赋形方法, 中国专利 200510076681.0。
- [28] CCSA 行业标准: 1880-1920MHz/2010-2025MHz 的智能天线标准。
- [29] 中国移动企业标准: 1880-1920MHz/2010-2025MHz 的单极化智能天线标准。
- [30] 中国移动企业标准: 1800-1920MHz/2010-2025MHz 的 4 列双极化智能天线标准。
- [31] 中国移动企业标准: 1800-1920MHz/2010-2025MHz/2300-2400MHz 的 4 列双极化智能天线标准。