

## 摘 要

当前,随着无线网络浏览,文件下载以及无线多媒体业务的不断增长,对蜂窝移动通信系统的系统容量、通信质量以及覆盖范围等服务方面的要求在不断提高,无线通信下行链路的性能日益成为决定整个系统性能的关键。近年来,包括智能天线和 MIMO 等在内的多天线技术,因为可以有效利用电波空间传播特性突破系统容量和通信质量的限制,而逐渐成为无线通信领域的研究热点,并被视为解决上述问题的突破口。据此,本文研究了智能天线波束形成和 MIMO 空时编码两种多天线技术的结合实现,以期同时获得波束形成增益和分集增益,改善整个下行链路的系统性能。

本文的研究是通过计算机建模仿真来实现的,全文共分为三个部分。首先,对智能天线和空时编码技术的基本原理、算法进行了介绍,确定了结合技术拟采用的自适应波束形成算法和空时编码方案。其次,提出了两种不同的下行链路传输方案,详细阐述了两种结合方案的系统模型和编译码算法原理。其中,结合方案(I)采用的是基于智能天线的  $M$  阵元单阵列结构,结合方案(II)使用的是两个  $M/2$  阵元子阵列分集发射的结构。最后,进行了系统仿真模型的方案设计,并使用 Matlab 软件进行通信仿真得到实验数据,分析、比较了两种结合方案的性能及优缺点。

仿真结果表明,两种结合方案的性能都优于传统的单天线发射, Alamouti STBC 和智能天线波束形成三种技术。在使用相同的发射天线阵元数条件下,基于子阵列分集的波束形成与 STBC 结合方案(II)其性能不受信号波达角(DOA)和角度扩展(AS)变化的影响,保持稳定,并且优于方案(I);而基于智能天线的波束形成与 STBC 结合方案(I)其误码率性能随波达角和角度扩展变化有较大波动,仅在大角度扩展时其性能逼近方案(II)。

**关键词** 波束形成;空时分组编码;下行链路

## Abstract

The ever increasing traffic generated by mobile internet browsing, file downloading, and wireless multimedia services have generated continuous demand for system capacity, communications quality, and coverage area for the existing cellular mobile communications system. The performance of the downlink channels has become the key aspect for the complete wireless communications system. Recently, multiple antenna techniques, including smart antenna technique and Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) technique, have become the hotspot in wireless communications research since they can make full use of electric wave spatial propagation characteristics to enhance system capacity and communication quality. Therefore, these techniques are viewed as the promising approaches to solve such problems mentioned above. In this paper, techniques which efficiently combine smart antenna beamforming technique and MIMO Space-Time Coding (STC) technique have been put forward to obtain beamforming gain as well as diversity gain, hence, improve the performance of the complete downlink transmission.

The research work in this paper is implemented through computer simulations. The whole paper is organized as follows. Firstly, basic principles and algorithms of smart antenna technique and space-time coding technique are introduced, then we determine the appropriate adaptive beamforming algorithm and space-time coding scheme which will be adopted in the combined techniques. Secondly, two different downlink transmission schemes are proposed. The system structure and encoding and decoding algorithms of the two combined schemes are also described in detail. Scheme (I) employs the smart antenna based  $M$ -element single array structure, while Scheme (II) is based on the two sets of  $M/2$ -element sub-array diversity architecture. Finally, the scheme of simulation model is designed and simulation experiments are performed to obtain data results by Matlab. The performance and pros and cons of the two combined schemes are analyzed and compared at last.

Simulation results show that the performance of both proposed schemes are better than that of the traditional single antenna transmission, the Alamouti STBC

technique and the smart antenna beamforming technique. With the same number of transmission antenna array element, the sub-array diversity based beamforming and STBC combining technique can achieve a stable performance. It is almost irrespective of the signal direction of arrival (DOA) and angle spread (AS) change and is better than that of the smart antenna based beamforming and STBC combining scheme. The performance of the latter combining scheme will have larger fluctuation as the DOA and AS change and it is very close to that of the first scheme under large AS condition.

**Keywords** Beamforming; STBC; Downlink transmission

## 第1章 绪论

### 1.1 课题背景及来源

当前,随着无线网络浏览,文件下载以及无线多媒体业务等高速无线数据传输业务的不断增长,对蜂窝移动通信系统的系统容量、通信质量以及覆盖范围等服务方面的要求在不断提高,无线通信下行链路的性能日益成为决定整个系统性能的关键。

在大多数散射环境中,多径衰落往往是影响通信质量最主要的因素。与诸如光纤、同轴电缆、视距微波甚至卫星传输相比,移动通信面临的最大困难是时变的多径衰落。对于 SISO (单发单收) 传输方式,由于受到多径衰落和频谱资源等原因的限制,信道容量十分有限,并且传输质量往往不是非常可靠。传统的小区分裂可以用来提高蜂窝系统的用户数量,但是小区分裂需要重新配置网络,而且代价很高。因此,包括智能天线和 MIMO 等在内的多天线技术,因为可以有效利用电波空间传播特性突破系统容量和通信质量的限制,极大的改善系统性能,而逐渐成为无线通信领域的研究热点之一,并被视为解决上述问题的突破口<sup>[1,2]</sup>。

MIMO 空时编码技术和智能天线波束形成技术是实现通信系统空间域优化的两种重要手段。传统的空时编码技术在带来显著的分集增益和空间复用效果的同时,因为使用多根天线发射,在一定程度上增加了符号间干扰 (ISI) 和用户间干扰 (MUI),而波束形成技术的优势在于降低 ISI 和抑制 MUI,但是波束形成却不能形成多个相互分隔的信道,难以通过空间复用实现系统容量在质上的提高<sup>[3~5]</sup>。因此,要满足系统高容量、通信高质量的要求,必然要求把两者结合起来,构建一种新的发射技术,以同时获得波束形成增益和分集增益,改善整个下行链路的系统性能。

基于上述分析,本课题重点研究了智能天线波束形成与 MIMO 空时编码两种技术相结合的理论和实现,比较分析了结合技术在无线通信下行链路中对系统性能的改善程度。本课题研究内容来源于国家自然科学基金项目——宽带窄波束复合算法新型智能天线研究和哈尔滨工业大学校科学研究基金项目——移动通信高速无线传输空时联合均衡技术研究。

## 1.2 多天线技术简介

多天线技术是当前无线通信领域的研究热点之一。所谓多天线技术，就是在发射端和接收端同时采用多根天线用于收发。多天线技术实际是一种空间通信技术，它与空时处理密切相关，将对信号的时域处理和空域处理结合在一起。使用天线阵列和空时信号处理，可以有效地提高系统的性能和容量，并抑制同道干扰和多址干扰，获得抵抗多径衰落的分集增益<sup>[6]</sup>。

在无线通信系统中，同道干扰（CCI）和码间干扰（ISI）是限制通信容量和数据速率的两个主要因素。第三代无线通信主要采用码分多址接入（CDMA）技术。CDMA 系统为干扰受限系统，受限于无线信道的多径衰落、多址干扰（MAI）和码间串扰（ISI），提高用户的信干噪比不能简单地通过增加发射机功率达到，因此多天线和空时处理技术成为 CDMA 系统中的重要研究课题。下一代无线通信面临的主要问题有：更高的传输速率、有限的频谱资源、恶劣的传输环境、低的发射功率，多天线系统是解决这些问题的有效方法之一。在 CDMA 系统中得到广泛应用的多天线技术有：扇区天线、空间复用天线、空间分集天线和智能天线技术。

### 1、扇区天线

小区扇区天线可以认为是一种简化的、固定的空域预分配天线系统。扇区天线通过减少无用方向的电磁波辐射（干扰）来增加蜂窝移动通信系统的频谱利用率，利用了天线阵增益，减少了发射功率。

### 2、多输入输出天线

多输入多输出（Multiple Input Multiple Output, MIMO）技术是无线移动通信领域智能天线技术的重大突破。MIMO 技术能在不增加带宽的情况下成倍地提高通信系统的容量和频谱利用率。普遍认为，MIMO 将是新一代移动通信系统必须采用的关键技术。在 3GPP 的高速下行分组接入方案中提出了 MIMO 天线系统的概念，这种系统在发送和接收方都有多副天线，可以认为是双天线分集的进一步扩展。它的工作原理是将串行的数据流映射为并行传送，接收端再相应地把并行信号流合成串行数据流，接收信号靠不同天线信号在无线信道中的不相关性来区分。各天线阵元的间隔距离要求比较大，以保证信号的不相关性，因此 MIMO 系统适合在散射严重的多径环境使用，甚至 MIMO 系统在没有直射径的瑞利衰落条件下工作得更好。对于 MIMO 系统来说，多径可以作为一个有利因素加以利用。



MIMO 通过多天线发射多数据流并由多天线接收实现最佳处理, 可实现很高的容量。这种最佳处理是通过空时编码和解码实现的。空时编码技术是同时从空间和时间域考虑设计码字, 它的基本原理是在多个天线上同时发送信息比特流所产生的向量, 利用发送天线所发送序列的正交性来获得增益。近年来, 基于 MIMO 天线系统的空时编码技术得到了深入的研究。基于分集发射的空时码可以分为空时格形码 (Space-Time Trellis Code) 和空时分组码 (Space-Time Block Code)。空时格形码有较好的性能, 但其译码复杂度与传输速率成指数关系, 实现难度较大。空时分组码性能稍逊于空时格形码, 但由于利用了正交设计理论, 其译码复杂度很低, 还可能得到最大的分集发射增益。WCDMA 提案中的空时发射分集 (Space Time Transmitter Diversity, STTD) 技术即为基于发射分集的空时分组编码。空时编码后的信号经过多条相关较小的无线信道到达接收端, 接收端通常要知道各个无线信道的理想参数, 这就要求发射端发射不同的训练序列, 接收端采用大量的信道估计运算, 才可以达到空时分集效果。为此, 也有学者在研究不用信道估计的盲空时码<sup>[6,7]</sup>。

### 3、智能天线

在多天线技术中, 最受关注的是智能天线技术, 国际电联已明确将智能天线技术作为三代以后移动通信技术发展的主要方向。智能天线通常也被称作自适应天线, 主要用于完成空间滤波和定位。从本质上看, 智能天线利用了天线阵列中各单元之间的位置关系, 即利用了信号的相位关系, 这是它与传统分集技术的本质区别。从一定意义上看, 智能天线可看作是一种空分多址 SDMA (Spatial Division Multi-Access), 在 SDMA 中, 多个用户可共享一个信道, 这将极大地增加系统容量。智能天线按其实现方式, 可以分为固定波束天线、动态相控天线和自适应波束天线。

1) 固定波束天线利用多个并行波束覆盖整个用户区, 每个波束的指向是固定的。随着用户在小区中的移动, 基站选择不同的相位波束, 使接收信号最强。但当用户处于波束边缘, 干扰信号位于波束中央时, 接收效果最差, 所以固定波束天线不能实现信号最佳接收。

2) 动态相控天线是通过对来波方向 (DOA) 的估计, 使波束实时地跟踪目的用户信号, 其目标在于实现最大功率输出。

3) 自适应波束天线不仅要估计目的信号的来波方向, 而且同时要估计干扰信号的方向, 此时形成的数字波束能够将方向图的零陷对准干扰方向, 从而使输出的信干噪比达到最大。

简单地看, 智能天线的关键技术包括两个方面: 智能化上行和智能化下

行。

上行链路是指信号从各移动台发往基站时所经历的空间物理信道，为了给智能下行发射提供依据并满足无缝软切换的要求，在上行中需要估计出一些反映用户空间位置信息的参量，如 DOA、空域特性 SS (Spatial Signature) 等。这些用户的特征参量是联结上行和下行链路的桥梁，它们的估计精度将直接影响到下行选择性发送的性能。目前，完成智能化上行的方法主要有两类：基于高分辨率阵列信号处理方法和基于信号时域结构方法。前一类方法主要有两大类：子空间方法（如 MUSIC、ESPRIT 算法等）和基于参数估计准则的方法（如最大似然算法等）。后一类方法主要利用了信号的时域信息和先验特征（如循环平稳特性、恒模特性、有限码集特性等）进行空域处理。

下行链路是指信号从基站发往移动用户时所经历的空间物理信道。智能化下行又叫下行选择性发送，即利用用户的空间差异，保证每个用户只接收到基站发给它自己的下行信号，而不受同一信道中基站发给其他用户信号的干扰。实现下行选择性发送有两种方式：基于反馈的方法和基于上行链路参数估计的方法。前一种方法的思想是：基站通过移动台返回基站的特殊的反馈训练信号，估计出下行信道的响应情况。但这种方法的缺点是既浪费下行信道又浪费上行信道的带宽。而基于上行链路参数估计的方法是利用一些特征参量，根据上下行链路的不变性，通过各用户对上行信号的估计确定下行链路的波束形成方案<sup>[6,8]</sup>。

从上述分析可以看出，采用多天线技术，利用空域信息和空间通信技术进行信号处理，可以有效地抵抗衰落、克服功率和容量极限。不同的多天线技术适用于不同的通信系统，从发展的趋势来看，可以将多种多天线技术有效的组合以适应多种需求。本文的研究内容——智能天线波束形成与 MIMO 空时编码结合技术，就是这些多天线技术的一种组合实现方案。

### 1.3 研究目的和意义

空时编码是一种利用多个发射天线对信息符号在时间域上和空间域上的联合编码方式，通过在不同天线发射的信号之间引入时域和空域相关，实现时间上和空间上的分集，可以获得显著的空间复用效果和空间分集增益，进而提高系统的性能，增大系统的容量。空时编码要求编码输出的各子数据流应该经历低相关或近似独立的衰落信道到达接收机，这样，接收端才能利用最大似然算

法进行译码。所以, MIMO 系统中天线阵元的间隔必须足够大(对均匀线性阵列大约 10 个波长以上), 才能保证不同发射天线到达接收机的信道之间的不相关性<sup>[9]</sup>。同时, 多天线的引入也在一定程度上增加了符号间干扰和用户间干扰。

波束形成的主要目的则是通过对天线阵列的加权来调整发射或接收天线阵列的方向图, 在期望信号方向上形成主波束, 而在干扰方向上形成零陷, 使尽可能窄的波束在基站和移动台之间形成点对点的近似有线化的无线通信链路, 以此获得可观的阵列增益, 改善系统性能。但是, 波束形成技术要求从所有天线发射或接收的信号之间具有高度的相关性, 因此, 天线阵列中阵元间隔必须足够小(对均匀线性阵列通常为半个波长)<sup>[5,10]</sup>。

通过以上分析可知, 从应用角度, 空时编码技术与波束形成技术可以进行优势互补, 通过将两者结合实现应该能够更好的提高系统的性能和增加系统的容量。但从系统实现角度, 两者对天线结构的要求的显著差异又使得两者不能简单的结合在一起使用, 必须通过合适的策略才能将两者有机的结合起来。

因此, 空时编码结合波束形成技术的关键就是要努力实现两个或多个互不相关的信道, 然后在每一个信道上进行波束形成。对于这种既能获得分集增益, 同时也能获得波束形成增益的结合技术的研究既有很大的理论意义, 也有很大的实际意义。

#### 1.4 国内外在该方向的研究现状及分析

多输入多输出(MIMO)技术, 作为天线分集技术的一个重要分支, 是无线移动通信领域智能天线技术的重大突破。早在 1996 年, E. Telatar 和 G. J. Foschin 就指出, 在准平稳瑞利衰落信道下采用 MEA (Multi-Element Array) 技术可以明显提高信道的容量, 这种多发送和多接收天线的信道模型被称为 MIMO 信道。在此基础上一些学者对如何充分利用 MIMO 信道的容量, 提出了不同的空时处理方案。如贝尔实验室的 Foschini 等人提出了分层空时结构(BLAST: Bell Laboratories Space Time)处理方案, 将信源数据分成几个子数据流, 独立地进行编码和调制, 而没有基于发射分集。AT&T 的 Tarokh 等人则在发射延迟分集的基础上正式提出了基于发射分集的空时编码处理方案。与此同时, Alamouti 也提出了一种简单的发送分集方案, Tarokh 等人还进一步提出



了空时分组编码方案等。由于空时分组编码方案具有很低的译码复杂度,因此已被正式列入 WCDMA 的提案之中<sup>[7,9]</sup>。

作为智能天线技术的核心,自适应波束形成技术在 20 世纪 60 年代开始发展,其研究对象是雷达天线阵,目的是提高雷达的性能和电子对抗能力。而其真正的发展是在 20 世纪 90 年代初,以微计算机和数字信号处理技术为基础,其发展也是从雷达开始的。到了 20 世纪 90 年代中,美国和中国开始考虑将智能天线技术用于无线通信系统。在 1997 年,北京信威通信技术公司开发成功使用智能天线技术的 SCDMA 无线用户环路系统;美国 Redcom 公司则在时分多址的 PHS 系统中实现了智能天线,以上是最先商用化的智能天线系统。同时,国内外众多大学和科研机构也广泛研究了多种智能天线的波束形成算法和实现方案。1998 年电信科学技术研究院代表我国电信主管部门向国际电联提交的 TD-SCDMA RTT 建议和现在成为国际第三代移动通信标准之一的 CDMA TDD 技术(低码片速率选项),就是第一次提出以智能天线为核心技术的 CDMA 通信系统,在国内外获得了广泛的认可和支持<sup>[5,10]</sup>。

以上分别介绍的是 MIMO 空时编码技术和智能天线自适应波束形成技术在国内外的发展状况,关于这两种技术的结合研究才刚刚兴起。

智能天线波束形成与 MIMO 空时编码结合技术的研究在国外开展较早。最早由美国卡纳基梅隆大学的印度籍学者 Negi 在文献[11]中提出,之后受到学术界的广泛重视。1999 年,美国斯坦福大学信息系统实验室的 Heath R. W. 和 Paulraj A. 在文献[12]中探讨了波束形成与空时编码发射分集技术的有机结合。作者提出了一种多天线阵列系统模型,相对于以往发射分集是通过在发射端使用多天线阵元来实现的,该系统是通过多波束发射来实现发射分集的。每一个天线阵元被一个天线阵列所取代,整个系统同时实现了发射分集和波束形成的效果。理论推导和仿真试验均表明,采用这种方案降低了系统所需的发射功率,干扰功率也同时降低,系统容量有了较大提高。

在日本,索尼计算机科学实验室和先进通信技术实验室的 Robert H. Morelos 和 Moha-mmahd Ghavami 研究了在室内无线环境下,采用波束形成和空时分组编码结合技术对高速无线通信系统性能的改善。他们提出了一种称为波束空时编码的方案,其中可控数目的波束可以用于空时编码<sup>[13,14]</sup>。研究表明,在使用多相调制方式时,根据空间信道的不同条件来选择发射波束的数目,可以显著改善系统的误码性能。

新加坡无线通信技术研究中心的 Francois P. S. Chin, Ying-Chang Liang 等人在文献[15]中阐述了下行链路采用波束形成结合空时编码的传输方案,它是在

Alamouti 的两发一收空时分组编码方案的基础上提出的。在基站, 经过空时编码器输出的并行信息流被分别送入两个波束形成器加权, 输出信号进行线性叠加后通过单天线阵列发射, 在移动台使用单天线接收。基站处发射波束权向量按照最大接收信噪比准则优化选取。这种方案可以同时获得分集增益和波束形成增益, 相比单一的智能天线波束成形方案或 MIMO 空时编码发射分集方案, 系统性能有了较大提高。

韩国全北国立大学信息技术研究所的 F. Zhu 和 M. S. Lim 对 Ying-Chang Liang 等人在文献[15]中描述的方案作了扩展研究, 他们提出了使用双天线阵列发射的波束形成结合空时编码方案。研究表明, 使用单天线阵列发射的波束形成结合空时编码系统, 其性能受信号 DOA 以及角度扩展的影响波动较大; 而使用双天线阵列发射时, 系统性能比单天线阵列系统有了一定提高并且保持稳定, 基本不随信号 DOA 以及角度扩展变化<sup>[16,17]</sup>。

在国内, 波束形成和空时编码结合技术的相关研究起步较晚。吉林大学通信工程学院的王琳琳、王树勋等在文献[18]中提出了基于三阶循环统计的盲波束形成方法, 在此基础上将波束形成和空时编码相结合, 基站使用多天线阵列发射, 移动台使用多天线接收。仿真结果表明, 这种方案改善了移动台接收信号的误比特率, 同时增加了系统容量。

香港城市大学的李平与西安电子科技大学的张林让在文献[19]中从边界容量的角度, 研究了基于波束形成和空时编码结合技术的多天线系统在不同的阵元配置方案下对降低基站发射功率的影响, 为多天线系统的设计提供了有价值的参考方案。

以上介绍的波束形成和空时编码结合技术都是重点研究在下行链路的应用, 在文献[20][21]中重点研究了在上行链路将两者的结合实现。上行链路将两者结合的方法是在基站接收机侧重点使用波束形成, 而在移动台发射机侧重点使用空时编码。选取这样的结构是因为受移动台尺寸和功耗的限制, 移动台侧应尽量使用简单的结构和低运算量的算法。

文献[22][23]分析了不同角度扩展对波束形成结合空时编码发射策略的性能的影响。研究表明, 当角度扩展较小时, 波束形成起主导作用; 当角度扩展较大时, 空时编码起绝对作用。

目前, 一般对波束形成结合空时编码技术的研究都是假设信道为平坦衰落信道, 即不考虑码间串扰 (ISI) 的影响。但随着通信应用领域的逐渐拓宽, 高速率的数据业务越来越多, 信号带宽逐渐增大, 因此, 对波束形成和空时编码结合技术在频率选择性衰落信道中的性能和算法的研究也越来越重要, 并已成

为该领域未来的发展方向，目前已有学者在这方面开始先期探索<sup>[21,24,25]</sup>。

## 1.5 本文研究内容和组成结构

本课题为理论研究，属于预先研究类型。本文重点研究了将智能天线自适应波束形成与 MIMO 空时编码两种技术相结合的理论 and 实现，提出了两种不同的下行链路传输方案，最后通过计算机仿真来验证结合技术在下行链路中对系统性能的改善程度。

本文的结构主要分为以下五个部分：

第一章为绪论，主要介绍了本课题的来源和背景，几种常用的多天线技术，提出研究本课题的目的、意义及先进性，对国内外在该方向上的研究状况进行调研之后，确定课题实施方案。

第二章，概述了智能天线波束形成技术和 MIMO 空时编码技术。介绍了有关智能天线的基本原理和概念，自适应阵列模型分析和自适应算法的分类及运算原理。阐述了空时编码的概念、分类以及一般原理和算法，重点阐述了 Alamouti STBC 方案的编译码原理。最后比较了两种技术的优缺点，为后续的深入研究奠定理论基础。

第三章，详述了波束形成与空时分组编码结合技术的实现。通过分析两种技术结合实现的难点，选择适当的切入点，提出了两种不同的下行链路传输方案。其中，结合方案(I)采用的是基于智能天线的  $M$  阵元单阵列结构，结合方案(II)使用的是两个  $M/2$  阵元子阵列分集发射的结构，文中分别讨论了两种方案的系统模型和编译码算法的原理及实现。

第四章为仿真模型和方案设计，是理论与实际的结合点。给出了信源模型的设计，仿真中所用到的无线传输衰落信道模型，包括瑞利信道模型和莱斯信道模型的设计，讨论了信号到达角度的分布规律，最后阐述了系统仿真模型的整体方案。

第五章，对仿真得到的数据进行分析。分别对两种结合方案相对于传统的单天线发射、Alamouti STBC 和智能天线波束形成三种技术的性能进行了比较分析，并给出相应的曲线，通过对两种方案的横向比较给出了最佳结合方案的选择，最后得到本文研究的结论。

## 第2章 波束形成技术和空时编码技术概述

### 2.1 智能天线波束形成技术

#### 2.1.1 智能天线的分类和原理

智能天线主要可分为两类：切换波束天线和自适应天线阵列<sup>[26]</sup>。

切换波束天线波束形成的基本思想，是利用多个事先预置的并行波束覆盖整个用户区，每个波束的指向是固定的，波束宽度随阵元数目确定而确定。基站根据小区内移动用户的 DOA 信息，选择相应的发射波束，使得移动台接收到较强的有用信息，同时接收到较弱的干扰信号。切换波束天线的接收机原理图如图 2-1 所示。

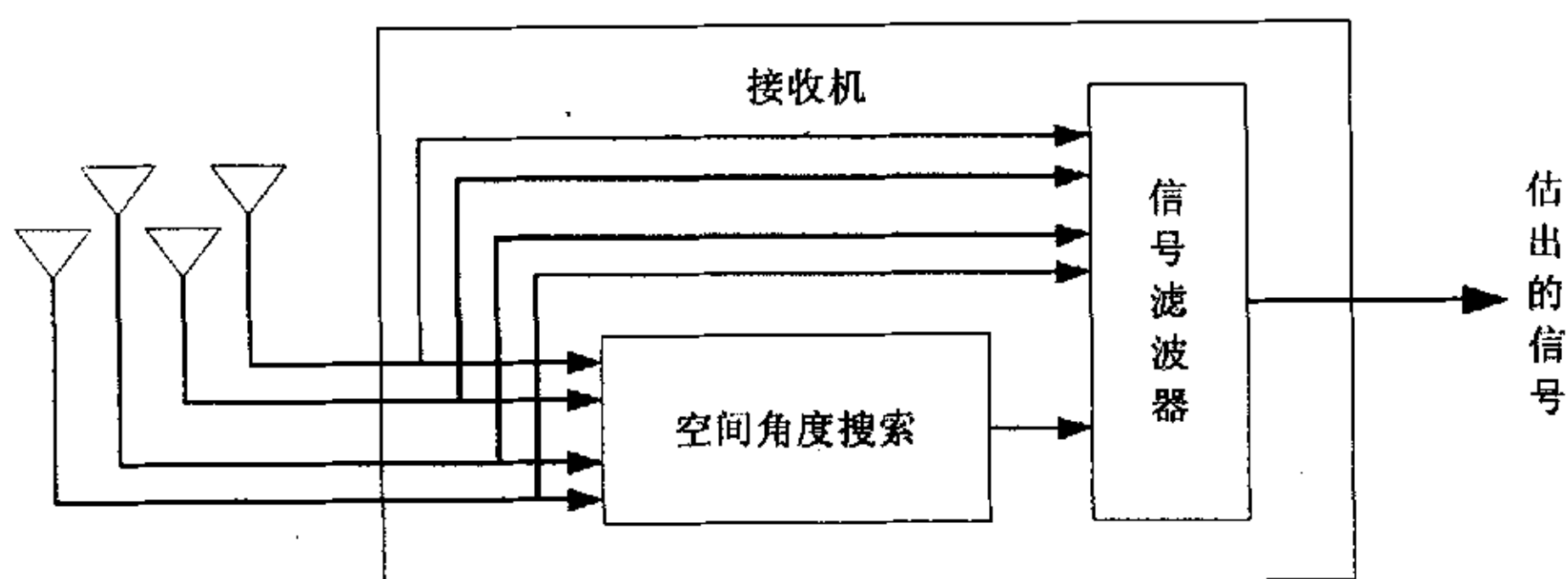


图 2-1 切换波束天线接收机原理图

在接收机中，空间角度搜索模块的作用是寻找移动用户所在波束；信号滤波器只对波束指向的用户进行信号处理，在 TDD 方式下，可结合联合检测技术进行滤波。在切换波束天线系统中，利用天线阵列发射一系列互相重叠的波束，对整个小区进行全方位覆盖。由于每个波束能量集中方向不同，相互间以一定角度区分。操作时，系统扫描并计算所有波束的输出功率，找出最大波束，向用户定向发射或接收，然后在该波束内进行信号滤波，估计出所需信号。若用户从一波束覆盖区移动到另一波束覆盖区，智能天线需要重新扫描，并定位到相应的波束。在用户激活期间，系统总是动态分配给它一个波束。由于切换多波束天线不能明确给出用户位置，通常情况下，只能作为接收天线使



用。与全向天线和扇形天线相比，切换波束天线的波束覆盖范围较小，故能减小其他用户的干扰，提高系统性能。

自适应天线阵列的接收设备与切换波束天线有些相似，都是基于波束的，但具体操作不同。自适应天线阵列的接收机框图如图 2-2 所示。

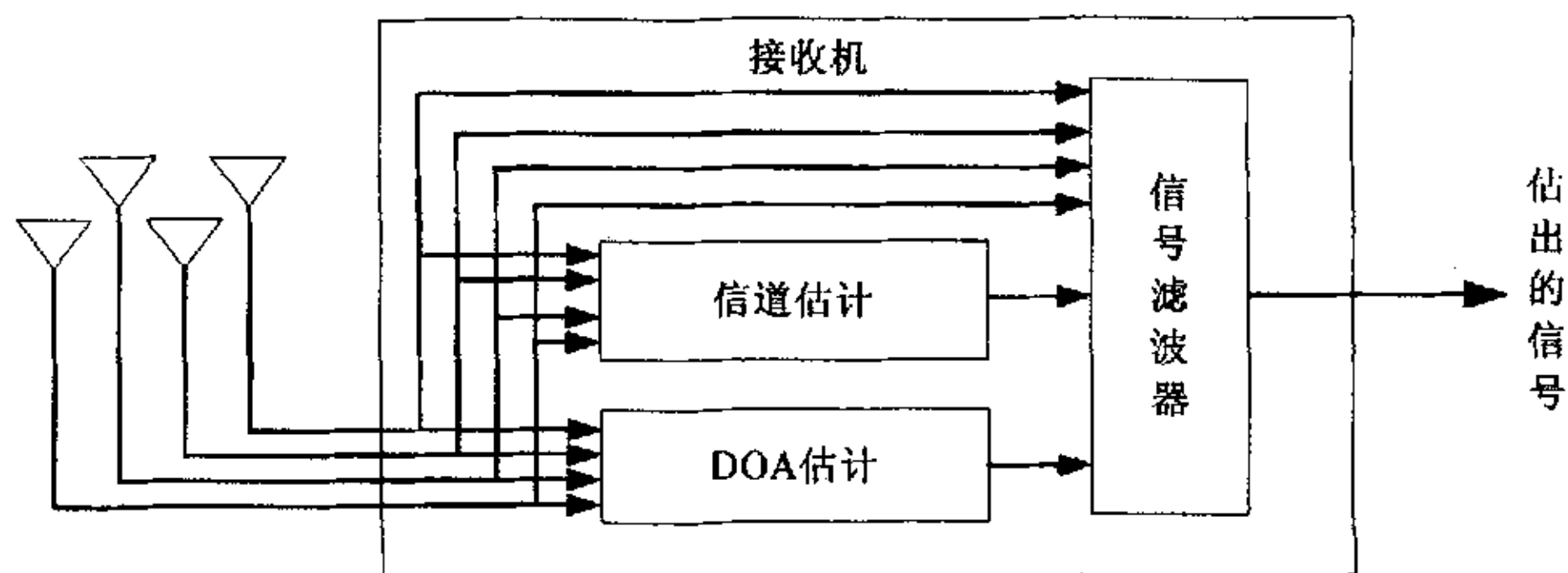


图 2-2 自适应天线阵列原理图

自适应天线主要采用一个天线阵列，对每个用户进行到达角度估计。在对移动用户正确定位的基础上估计用户信道，最后得到期望的信号。图 2-2 中 DOA 估计模块是接收机最重要的一个部分。接收机根据 DOA 定位移动用户位置，以形成对应波束，并在波束覆盖区内建立通信链路。信道估计模块对每个波束的用户信道进行估计，为后面的信号恢复提供信道信息。信号滤波器利用这两个模块提供的估计信息，对接收到的信号进行滤波处理，消除符号间干扰和用户间干扰。与切换多波束天线不同，自适应天线能准确估计用户位置，利用基站分配的波束进行上下行链路通信。通信时，波束直接对准用户，以减小多径形成及其他用户的干扰，最终的好处就是降低发射功率，扩大基站覆盖范围，提高蜂窝容量。

通常，智能天线指的是自适应天线阵列，本文以下章节的讨论只针对自适应天线阵列。

### 2.1.2 自适应天线阵列分析模型

自适应天线的阵元排列方式有直线型、圆环型和平面型等几种类型，其中等间距线性天线阵最为常见，它使用一系列低增益天线阵元连接在合并网络上。本文中针对结合技术的研究也是基于均匀线性阵列，以下给出均匀线阵的分析模型<sup>[8]</sup>。为了简化天线阵列的分析，作如下假设：

- 1) 阵元间距足够小, 不同阵元接收到的信号幅值相同。
- 2) 阵元之间没有耦合。
- 3) 阵列口径上的入射信号频带相对载频来说较小。

均匀线阵的分析模型如图 2-3 所示。设  $\phi$  是入射到阵列上的平面波的方位角,  $\theta$  是仰角, 水平面用  $\theta = \pi/2$  表示。

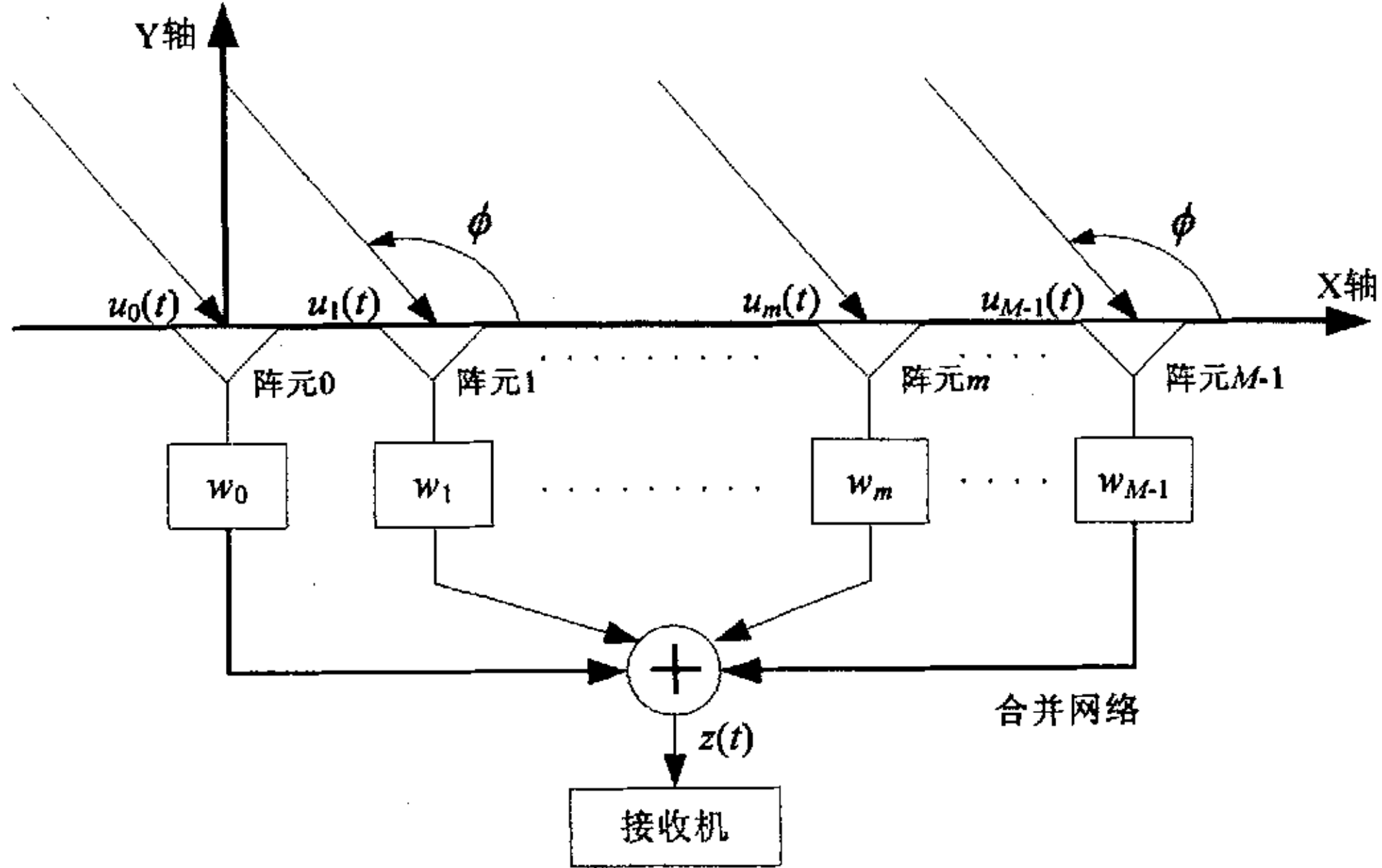


图 2-3 均匀线性阵列分析模型

对于来自  $(\theta, \phi)$  方向的入射平面波, 入射在阵元  $m$  和原点参考阵元的信号分量间的相位差可表示为:

$$\Delta\psi_m = \beta\Delta d_m = \beta(x_m \cos\phi \sin\theta + y_m \sin\phi \sin\theta + z_m \cos\theta) \quad (2-1)$$

其中  $\beta = 2\pi/\lambda$  为相位传播因子。  $\lambda$  代表波长, 等于  $c/f$ , 其中  $c$  是光速,  $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ,  $f$  是载波频率, 单位是 Hz。  $\Delta\psi_m$  表示相位差,  $\Delta d_m$  代表距离差,  $(x_m, y_m, z_m)$  为第  $m$  个阵元的空间坐标。

我们用  $s(t)$  表示基带复包络的调制波形。  $A$  代表基带信号经过移动信道后的增益, 用一个任意的常量来表示。同时假设所有阵元都是无噪声的各向同性天线, 在各个方向具有相同的增益, 第  $m$  个阵元上接收到的信号可以表示为  $u_m(t)$ 。下面讨论均匀线阵情况下阵列输入输出端信号的表示形式。

图 2-3 中, 设  $M$  个阵元沿  $x$  轴排列, 阵元间距为  $\Delta x$ 。阵列输入端信号

为：

$$u_m(t) = As(t)e^{-j\beta m\Delta d} = As(t)e^{-j\beta m\Delta x \cos\phi \sin\theta} \quad (2-2)$$

阵列输出端的信号  $z(t)$  可以表示为：

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m u_m(t) = As(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j\beta m\Delta x \cos\phi \sin\theta} = As(t) f(\theta, \phi) \quad (2-3)$$

$$f(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j\beta m\Delta x \cos\phi \sin\theta} \quad (2-4)$$

其中， $w_m$  为对应第  $m$  个阵元的复权值，它既有幅度又有相位。 $f(\theta, \phi)$  称为阵列因子，阵列因子是波达方向（Direction of Arrival, DOA） $(\theta, \phi)$  的函数，决定了阵列输出端的信号  $z(t)$  与参考阵元处测得的信号  $As(t)$  的比值。通过调整权集  $\{w_m\}$ ，可以使阵因子方向图的主瓣指向任意方向。令第  $m$  个权因子为

$$w_m = e^{j\beta m\Delta x \cos\phi_0} \quad (2-5)$$

于是阵列因子为

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) &= \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j\beta m\Delta x (\cos\phi \sin\theta - \cos\phi_0)} \\ &= \frac{\sin\left(\frac{\beta M\Delta x}{2} (\cos\phi \sin\theta - \cos\phi_0)\right)}{\sin\left(\frac{\beta\Delta x}{2} (\cos\phi \sin\theta - \cos\phi_0)\right)} \cdot e^{-j\frac{\beta\Delta x}{2} (\cos\phi \sin\theta - \cos\phi_0)} \end{aligned} \quad (2-6)$$

考察  $x$ - $y$ （水平）平面波入射到图 2-3 所示阵列上的情况，此时  $\theta = \pi/2$ 。可见，当  $\phi = \phi_0$  时阵列因子得到最大值，即调整  $\phi_0$  这一个参量就可以把波束指向任何希望的方向。

定义权向量  $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]^H$ ，则阵列因子

$$f(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta, \phi) \quad (2-7)$$

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = \left[ 1, e^{-j\beta\Delta x \cos\phi \sin\theta}, \dots, e^{-j\beta(M-1)\Delta x \cos\phi \sin\theta} \right]^H \quad (2-8)$$

设  $\theta = \pi/2$ ，可进一步得到

$$\mathbf{a}(\phi) = \left[ 1, e^{-j\beta\Delta x \cos\phi}, \dots, e^{-j\beta(M-1)\Delta x \cos\phi} \right]^H \quad (2-9)$$

向量  $\mathbf{a}(\theta, \phi)$  称为导引向量。当平面波从  $(\theta, \phi)$  方向入射时，导引向量

$a(\theta, \phi)$  表示各个阵元信号与参考阵元信号之间的相位差。

### 2.1.3 自适应波束形成算法

自适应波束形成算法能够自动调整权重来实现所需的空间和频率滤波，它是智能天线研究的核心内容。根据是否需要发射端发射参考信号，自适应波束形成算法可分为盲和非盲两大类，非盲算法基于发射端发送的时域参考信号，盲算法不需要发射端发送参考信号。盲算法和非盲算法分别又有多种类型<sup>[10]</sup>。根据波束形成算法对信号处理方式的不同，又可分为以下三类<sup>[27]</sup>。

#### 2.1.3.1 基于时域的自适应算法

这种自适应算法在时域中对信号进行处理，确定权重  $W$  以便获得天线的最优加权。在波束形成中，权向量通过代价函数的最优化来确定，代价函数的不同，分别对应着不同的方法，这些方法都是通过求合适的权向量，来最优化代价函数。

##### (1) 最大信噪比方法<sup>[28]</sup>

设  $S$  表示信号向量， $N$  表示噪声向量， $I$  表示干扰向量，则阵列输出可以表示为：

$$y = W^T X = W^T S + W^T N + W^T I = y_s + y_n + y_i \quad (2-10)$$

该算法的基本思想是在已知期望信号的波达方向的基础上，寻找最优权向量  $W_{opt}$ ，使输出信噪比达到最大，其最优解为：

$$W_{opt} = (R_{nn} + R_{ii})^{-1} a_{\theta}^* \quad (2-11)$$

这里， $R_{nn} = E[NN^H]$ ， $R_{ii} = E[I I^H]$ ， $a_{\theta}$  是期望信号来波方向的导引向量， $()^*$  表示复共轭。

##### (2) 最小均方误差方法<sup>[28]</sup>

在参考信号已知的情况下，最小均方误差算法调整权重，使阵列输出与参考信号的均方误差最小。设  $d$  是参考信号，则阵列输出与参考信号的均方误差为：

$$\xi = E[(d - y)^2] = E[(d - W^T X)^2] = E[d^2] - 2W^T R_{xd} + W^T R_{xx} W \quad (2-12)$$

其中  $R_{xd} = E[X^* d]$ ，最佳权重  $W_{opt}$  是使均方误差  $\xi$  最小化，则有：

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} R_{xd} \quad (2-13)$$

##### (3) 线性约束最小方差方法<sup>[28]</sup>



该方法是在已知期望信号波达方向的条件下使阵列输出的方差最小，它的代价函数是  $J(W) = W^H R W$ ，约束条件是  $W^H a_\theta = g$ ，其最佳权重是  $W = R^{-1} c [c^H R^{-1} c]^{-1}$ ，其中  $c = a_\theta$ 。

### 2.1.3.2 基于空域的自适应算法

这类算法在空域对频谱进行分析以获得对信号的波达方向 (DOA) 的估计。通过瞬时空间取样，空间谱估计算法可以得到最优权重。这类算法中比较典型的算法有多重信号分类法和利用旋转不变技术估计信号参数的方法。多重信号分类法，简称 MUSIC 算法<sup>[29]</sup>，是 1986 年 Schmidt 提出的，它是基于特征分解的一种算法，该算法通过对采样信号  $X(N)$  的相关矩阵  $R_{xx}$  进行特征值分解，把它分解成噪声子空间和信号子空间。当噪声子空间确定后，则来波方向由与噪声子空间正交的控制向量所决定，这等价于搜索最大谱峰，其解为  $P_{MU}(\theta) = 1 / |S_\theta^H U_N|^2$ ， $U_N$  表示噪声子空间。

ESPRIT 算法<sup>[30]</sup>，又称利用旋转不变技术估计信号参数算法，是 1986 年 Roy, Poulraj 和 Kailath 提出的，他们把天线接收阵列划分为两个几何形状相同的子阵，并对两个子阵列所接收的信号同时进行采样，由于它们的信号子空间是相同的，其中一个子阵的信号子空间可以经过特定的可逆变换得到另一个子阵的信号子空间，由此产生了信号参数的 ESPRIT 估计方法。理论分析表明，MUSIC 算法和 ESPRIT 算法对信号参数的估计均为渐进无偏的，并且由于 ESPRIT 算法避免了在整个频域中搜索的优点，得到了广泛应用。

### 2.1.3.3 空时二维阵列信号处理

Gardner 等人在深入研究了信号的统计特征后，提出了将时间域处理和空间域处理相结合的谱估计方法——Cyclic DOA 方法<sup>[31]</sup>。该方法同时考虑了信号的空间特性和时间特性，在用特征结构法进行空域处理的同时，通过相关函数引入时域处理，充分开发信号的时域信息补充空域信息的不足，利用多出来的一维处理达到估计性能的大幅提升。该方法对于干扰和噪声具有很强的抑制能力。此后，对信号进行联合空时二维处理逐渐为人们所关注。

## 2.2 空时编码的原理和算法

### 2.2.1 MIMO 的基本原理和信道容量

MIMO 技术最早是由 Marconi 于 1908 年提出的，它利用多天线来抑制信

道衰落<sup>[32]</sup>。根据收发两端天线数量相对于普通的 SISO (Single Input Single Output) 系统, MIMO 还可以包括 SIMO (Single Input Multiple Output) 系统和 MISO (Multiple Input Single Output) 系统。

MIMO 信道是在收发两端使用多个天线, 每个收发天线对之间形成一个 MIMO 子信道, 假定发送端有  $M$  个发送天线, 接收端有  $N$  个接收天线, 在收发天线之间形成  $N \times M$  信道矩阵  $H$ , 其中  $H$  的元素是任意一对收发天线之间的路径增益。

对于信道矩阵参数确定的 MIMO 信道, 假定发送端不知道信道信息, 总的发送功率为  $P$ , 与发送天线的数量  $M$  无关; 接收端的噪声为加性高斯白噪声, 且功率为 1; 发送功率平均分配到每一个发送天线上, 则容量公式为:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_N + \frac{P}{M} HH^H \right) \right] \text{ bit/s/Hz} \quad (2-14)$$

固定  $N$ , 令  $M$  增大, 使得  $\frac{1}{M} HH^H \rightarrow I_N$ , 这时可以得到容量的近似表达式:

$$C = N \log_2 (1 + P) \text{ bit/s/Hz} \quad (2-15)$$

从上式可以看出, 此时的信道容量随着天线数量的增大而线性增大。也就是说可以利用 MIMO 信道成倍地提高无线信道容量, 在不增加带宽和天线发送功率的情况下, 频谱利用率可以成倍地提高<sup>[32,33]</sup>。

利用 MIMO 技术可以提高信道的容量, 同时也可以提高信道的可靠性, 降低误码率。前者是利用 MIMO 信道提供的空间复用增益, 后者是利用 MIMO 信道提供的空间分集增益。实现空间复用增益的算法主要有 Bell 实验室的 BLAST 算法、ZF 算法、MMSE 算法、ML 算法。ML 算法具有很好的译码性能, 但是复杂度比较大, 对于实时性要求较高的无线通信不能满足要求。ZF 算法简单易实现, 但是对信道的信噪比要求较高。性能和复杂度最优的是 BLAST 算法, 该算法实际上是使用 ZF 算法加上干扰删除技术得出的。目前 MIMO 技术领域的一个研究热点就是空时编码<sup>[7,9,32,33]</sup>。空时编码利用了空间和时间上的分集, 从而降低信道误码率。

### 2.2.2 空时编码的基本概念和分类

空时编码是针对发射分集提出的一种编码和信号处理技术, 其最初的概念来源于延时发射分集方案。在这种方案中, 基站在不同的时间从多个发射天线发射同样的信号, 即人为地产生多径干扰的效果, 使得信号同时具有时间和空

间特征。在接收端，通过采用最大似然序列估计（Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE），或最小均方误差估计（Minimum Mean Squared Error, MMSE）进行分集接收，对多径干扰进行分辨，从而获得分集增益。

迄今为止提出的空时编码分为两种形式：空时格形码和空时分组码。

空时格形码是空时编码技术和格形编码技术的结合<sup>[34]</sup>。空时格形码每次输入一个码元产生一系列向量码元，其长度代表天线。空时格形码把输入码片流编码成输出向量码片流。因为译码器具有记忆性，所以这些向量码片在时间上是相关的。译码借助最大似然序列估计来完成。像用于单天线信道的传统 TCM（Trellis Coded Modulation，格形编码调制）一样，空时格形码提供了一定的编码增益，此外还提供了全部的分集增益。图 2-4 给出了空时格形码编译码的框图。

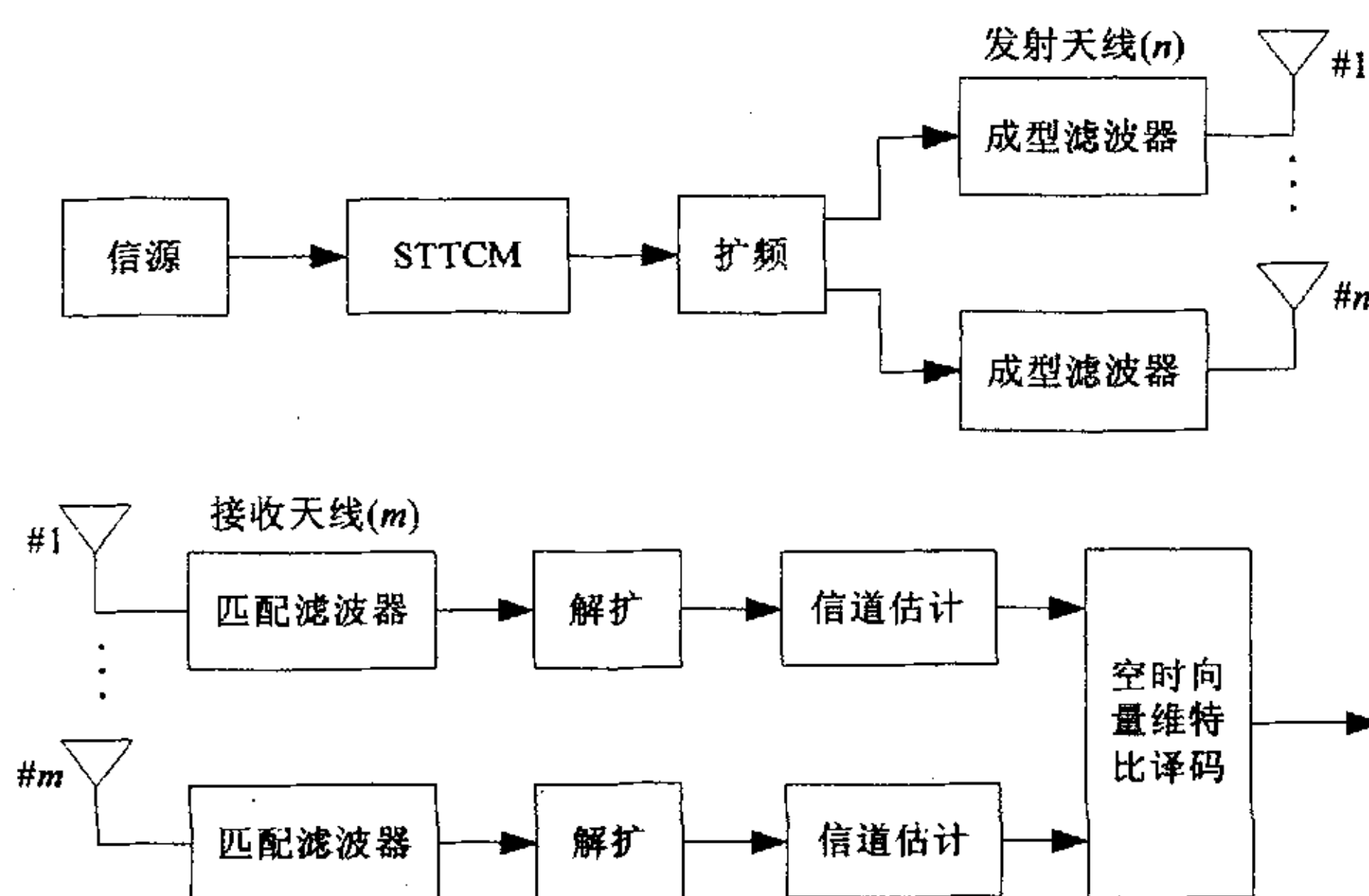


图 2-4 空时格形编码的调制解调

以下以 8-PSK（八进制相移键控）八状态空时格形码为例，简要说明空时格形码的编译码方法<sup>[35]</sup>。假定使用两个天线发射。图 2-5 给出了该空时码的 8-PSK 星座图（右上角）和格形表示（左下角）。左下角最左边的数字为星座编号，对应为 8-PSK 信号的八个状态；格形图表示这些状态之间的转移。在右下角部分所示矩阵中，每行的元素编号  $s_1s_2$  的含义是：从第一根天线发射出去的字符为  $s_1$ ，从第二根天线发射的字符是  $s_2$ 。由于是八进制调制，故空时编码器的输入比特串每三个比特被分成一组，每组映射为八个星座点中的一点，例如

000 表示星座图中的点 0, 而 111 表示点 7 等。即使是同一  $M$  进制 PSK 码, 也可以具有不同的状态数。

空时格形码可以提供最大可能的分集增益和编码增益, 而不会牺牲发射带宽。然而, 这种码的译码需要使用 Viterbi 译码算法。当天线数目固定时, 译码复杂度随发射速率的增大呈指数增加, 显得不太实用。因此, 这里不对空时格形码的编码和译码作更多的介绍。有关不同  $M$  进制的 PSK 码在具有不同状态数时的空时格形码的各种形式, 可参阅文献[36],[37]。

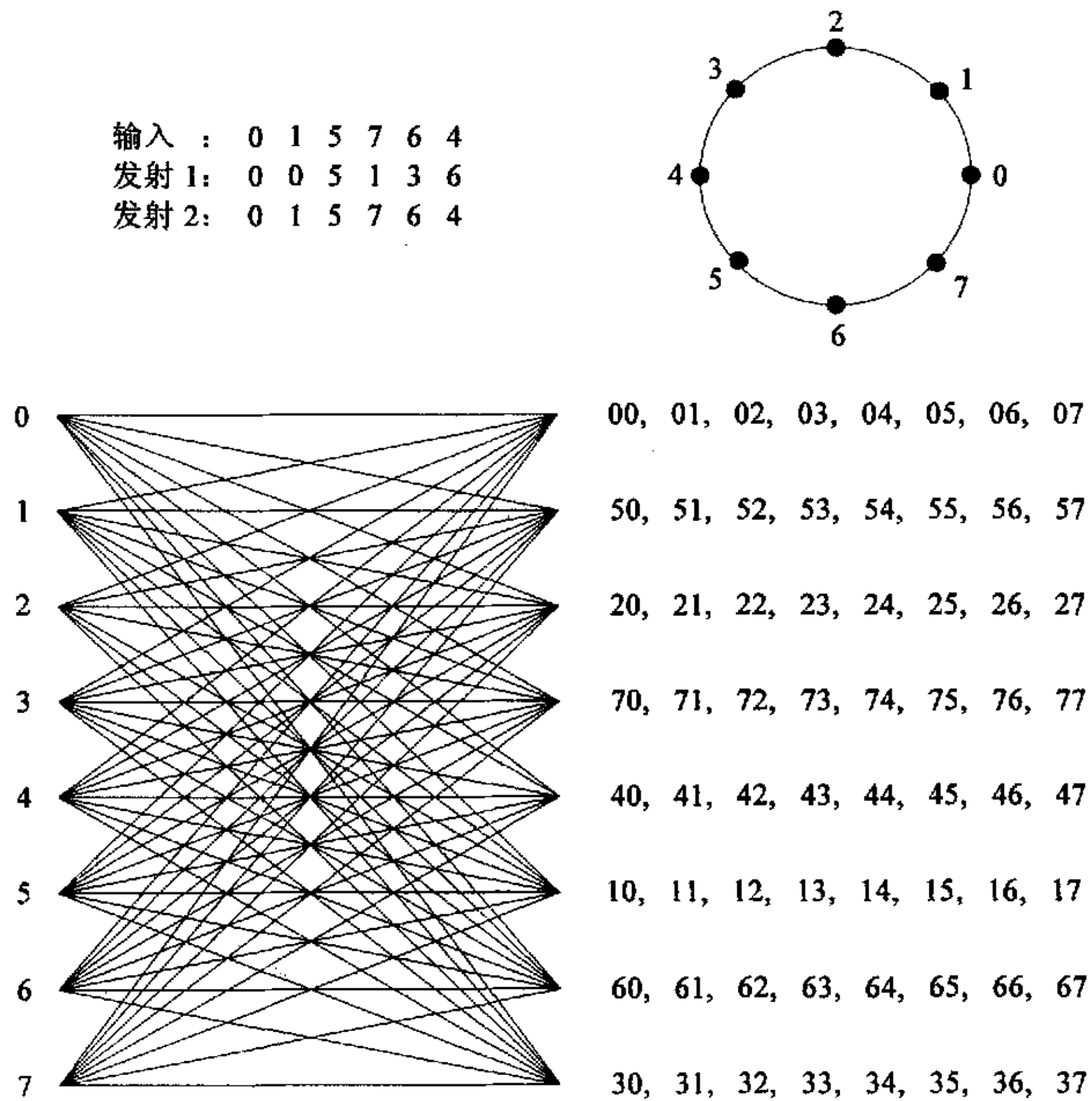


图 2-5 8-PSK 八状态时延分集用作空时格形码<sup>[36]</sup>

为了克服空时格形码译码过于复杂的缺陷, Alamouti 于 1998 年发明了使用两个天线发射的空时分组码<sup>[38]</sup>。这一方法后来被推广到任意个天线的情况<sup>[39]</sup>。本文中结合技术的研究对象是空时分组码, 以下将重点讨论 Alamouti STBC 方案的编译码问题。



### 2.2.3 Alamouti STBC 方案

Alamouti 提出的基于发射分集的空时分组编码方案采用了两个发射天线和一个接收天线，图 2-6 给出了该方案的系统框图。

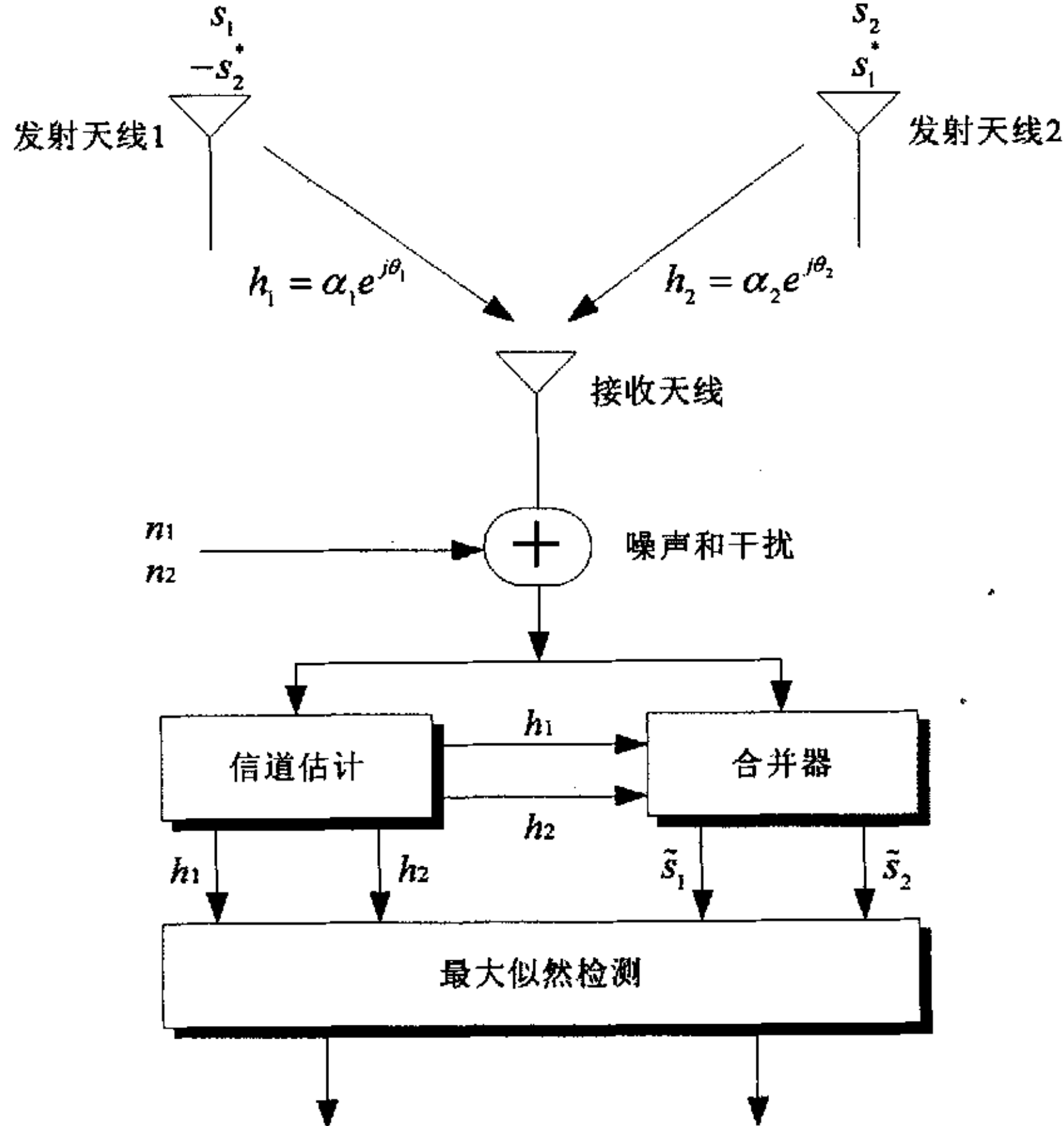


图 2-6 Alamouti 两发一收空时分组码分集系统<sup>[38]</sup>

#### 2.2.3.1 编码矩阵方案和发送序列

如图 2-6 所示，空时分组编码器的输入字符即信息源被分成两组，每组为两个字符。在一给定的字符间隔  $T$  内，每组中的两个字符同时被发射：从天线 1 发射的信号为  $s_1$ ，从天线 2 发射的信号为  $s_2$ 。在下一个字符间隔，信号  $-s_2^*$  从天线 1 发射，信号  $s_1^*$  从天线 2 发射。编码和发射序列如表 2-1 所示。

一般地，令  $s_1, \dots, s_k$  是  $k$  个待发射的字符，它们在  $p$  个时隙  $t=1, 2, \dots, p$  内被发射。空时分组码由  $n \times p$  发射矩阵  $G$  定义，其中  $n$  为发射天线的个数。矩阵  $G$  的元素是字符变量  $s_1, \dots, s_k$  和它们的复共轭  $s_1^*, \dots, s_k^*$  的线性组合，对于

Alamouti STBC 方案，空时分组码定义为

$$\mathbf{C}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

称之为  $2 \times 2$  空时分组码。为简便计，上式中  $s_1(t), s_2(t)$  的时间变量被省略。

表 2-1 Alamouti STBC 方案编码和发射序列

	天线 1	天线 2
时刻 $t$	$s_1$	$s_2$
时刻 $t+T$	$-s_2^*$	$s_1^*$

考虑使用  $p$  个时隙发射  $k$  个字符的空时分组编码，其中  $p \geq k$ ，空时分组码的速率  $R$  由  $R = k/p$  定义。对于  $2 \times 2$  空时分组码  $\mathbf{G}_2$ ，其速率等于 1。令  $\mathbf{C}$  表示空时分组编码矩阵，空时分组码的设计准则之一是：空时分组编码矩阵满足正交条件（这种设计称为正交设计），即

$$\mathbf{C}\mathbf{C}^H = \gamma \mathbf{I}_k \quad (2-17)$$

式中  $\gamma = |s_1|^2 + \dots + |s_k|^2$ ，而  $\mathbf{I}_k$  为  $k \times k$  单位矩阵。

令  $h_1$  和  $h_2$  分别表示从发射天线 1 和 2 到达一公共接收天线的路径增益。这里假设在相邻的两个字符间隔内， $h_1$  和  $h_2$  保持不变（即准静态信道），则有：

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (2-18)$$

$$h_2(t) = h_2(t+T) = h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2} \quad (2-19)$$

其中， $T$  是码元周期。接收信号  $r_1$  和  $r_2$  可表示为：

$$r_1 = r(t) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad (2-20)$$

$$r_2 = r(t+T) = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (2-21)$$

式中， $n_1$  和  $n_2$  分别代表加性高斯白噪声，其均值为零，功率谱密度为  $N_0/2$ 。

定义接收信号向量  $\mathbf{r} = [r_1, r_2]^T$ ，字符向量  $\mathbf{c} = [s_1, s_2]^T$ ，噪声向量  $\mathbf{n} = [n_1, n_2]^T$ ，则(2-20)、(2-21)两式可以写作下面的矩阵形式：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (2-22)$$

式中的信道矩阵  $\mathbf{H}$  定义为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

而噪声向量  $\mathbf{n}$  是一零均值的复高斯随机向量，其协方差矩阵为  $N_0 \mathbf{I}$ 。

容易验证，信道矩阵  $\mathbf{H}$  为正交矩阵，即满足  $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \rho_2 \mathbf{I}_2$ ，其中  $\rho_2 = |h_1|^2 + |h_2|^2$ ，上标  $H$  代表共轭转置。由于空时分组码矩阵的正交性，使得信道矩阵也能够具有正交性，这是我们期望空时分组编码具有的一个重要性质，因为信道矩阵的正交性将使得空时分组码的译码变得很容易实现<sup>[35]</sup>。

### 2.2.3.2 接收合并方案和最大似然译码

考虑 Alamouti STBC  $2 \times 2$  空时分组编码方案的译码。定义  $C$  为所有可能的字符对  $\{s_1, s_2\}$  的集合，并假定所有字符对的发射为等概率。由于噪声向量  $\mathbf{n}$  假定为多元高斯白噪声，所以最佳最大似然译码公式为

$$\hat{\mathbf{c}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{c}} \in C} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{c}}\|^2 \quad (2-24)$$

由于信道矩阵  $\mathbf{H}$  为正交矩阵，所以式(2-24)所示的最大似然译码规则可以进一步简化。为此，引入修正的信号向量  $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H}^H \mathbf{r}$ （这一运算称为线性组合运算）<sup>[35]</sup>，即用线性组合器  $\mathbf{H}$  左乘式(2-22)的两边，所得结果为：

$$\tilde{\mathbf{r}} = \rho \mathbf{c} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (2-25)$$

式中  $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{H}^H \mathbf{n}$ 。此时，式(2-24)的译码规则变作

$$\hat{\mathbf{c}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{c}} \in C} \|\tilde{\mathbf{r}} - \rho \hat{\mathbf{c}}\|^2 \quad (2-26)$$

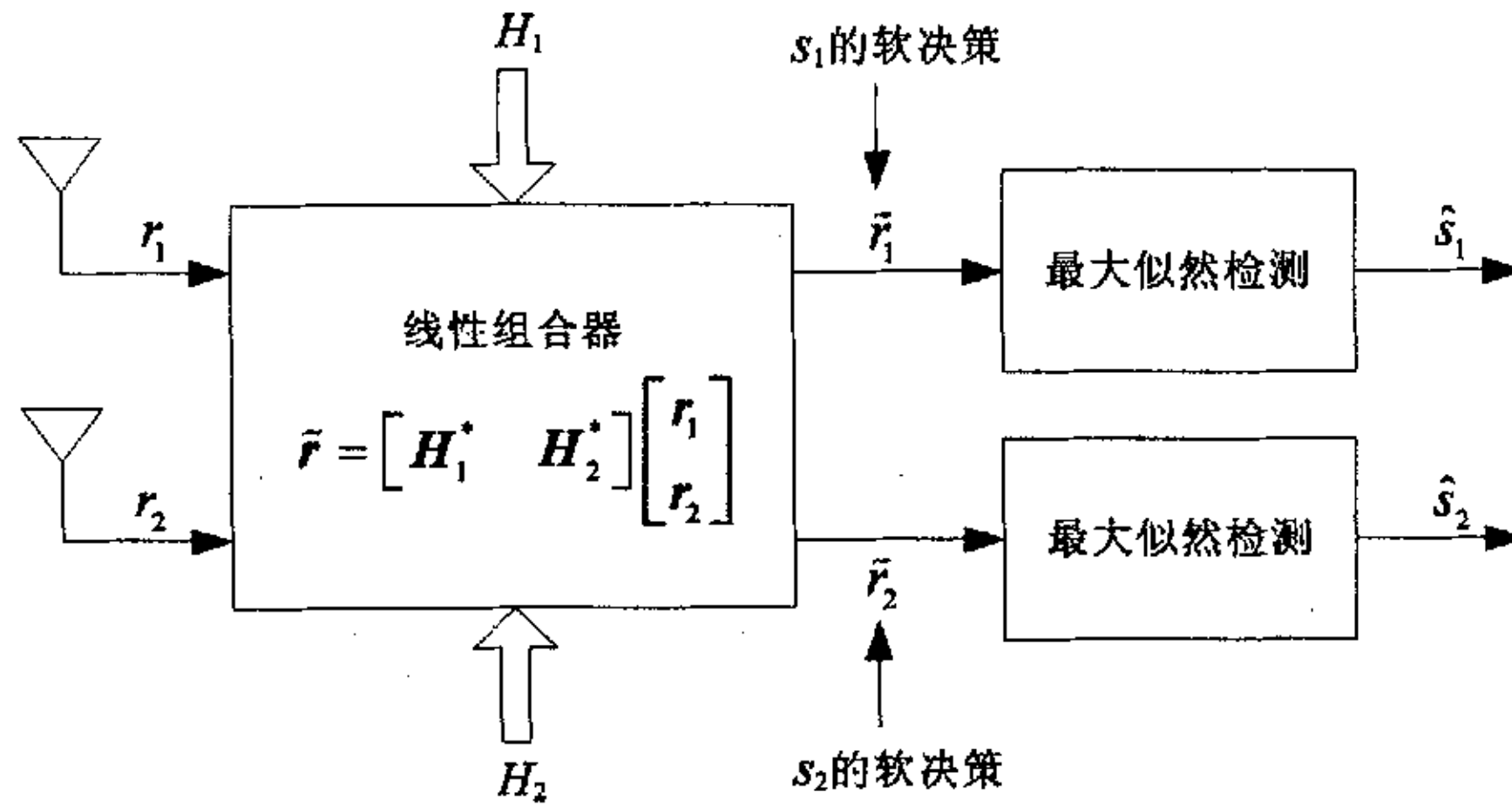


图 2-7 空时分组码的接收判决<sup>[36]</sup>

由于  $H$  为正交矩阵, 所以容易验证: 噪声向量  $n$  将具有零均值和协方差矩阵  $\rho N_0 I$ , 即  $\tilde{n}$  的各元素是独立同分布的。显然, 式(2-26)表示的译码规则比式(2-24)表示的译码规则简单得多。尤为重要的是, 式(2-24)的译码规则是二维的 (即同时对  $s_1$  和  $s_2$  译码), 而式(2-26)的译码规则却可以简化为两个分离的、简单得多的一维译码规则, 一个对  $s_1$  译码, 另一个对  $s_2$  译码, 如图 2-7 所示。换言之, 通过线性组合  $\tilde{r} = H^H r$ , 使得原来的二维最大似然决策问题简化成了两个一维最大似然决策问题。

由图 2-6 可知, 天线接收到的信号和由信道估计获得的路径增益  $h_1, h_2$  被同时送入合并器, 在合并器中我们按照式(2-25)的算法产生估计信号  $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2$

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2^* r_2 \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1^* r_2\end{aligned}\quad (2-27)$$

将式(2-18)、(2-19)、(2-20)、(2-21)代入式(2-27)得到

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 \\ \tilde{s}_2 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 + h_2^* n_1 - h_1^* n_2\end{aligned}\quad (2-28)$$

然后, 合并器输出的信号  $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2$  和由信道估计获得的路径增益  $h_1, h_2$  被同时送入最大似然检测器, 按照式(2-26)所示的准则进行判决。分别选择  $s_i, s_j$  作为发射信号  $s_1, s_2$  的译码输出, 当且仅当式(2-29)成立

$$\begin{aligned}(\alpha_1^2 + \alpha_2^2) |s_i|^2 - \tilde{s}_1 s_i^* - \tilde{s}_1^* s_i &\leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_1 s_k^* - \tilde{s}_1^* s_k, \quad \forall i \neq k \\ (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) |s_j|^2 - \tilde{s}_2 s_j^* - \tilde{s}_2^* s_j &\leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_2 s_k^* - \tilde{s}_2^* s_k, \quad \forall j \neq k\end{aligned}\quad (2-29)$$

式中  $s_i, s_j, s_k \in C$ ,  $C$  为发射符号集。

式(2-29)也等价于式(2-30)

$$\begin{aligned}(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) &\leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k \\ (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_j|^2 + d^2(\tilde{s}_2, s_j) &\leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_2, s_k), \quad \forall j \neq k\end{aligned}\quad (2-30)$$

式中  $d^2(\cdot)$  表示求平方欧氏距离, 其一般表达式为

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) = |x - y|^2 \quad (2-31)$$

对于 PSK 信号 (等能量星座映射) 来说,

$$|s_i|^2 = |s_j|^2 = |s_k|^2 = E_s \quad \forall i, j, k \quad (2-32)$$



式中  $E_s$  为符号平均能量。此时式(2-30)可进一步简化为

$$\begin{aligned} d^2(\tilde{s}_1, s_i) &\leq d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k \\ d^2(\tilde{s}_2, s_j) &\leq d^2(\tilde{s}_2, s_k), \quad \forall j \neq k \end{aligned} \quad (2-33)$$

以上介绍了使用两个发射天线，一个接收天线的 Alamouti 空时编译码方案<sup>[38]</sup>。对于更一般的情形，使用  $M$  个发射天线， $N$  个接收天线的 MIMO 系统，其编译码方法可参考文献[39]。

## 2.3 两种技术的优缺点比较

从以上的分析可知，智能天线利用到达天线阵列的信号之间的高度相关性形成天线方向图。根据基站接收信号的 DOA 密度，实时调整天线的方向图，使天线主波束对准期望用户信号的到达方向，旁瓣和零陷对准干扰信号的到达方向。由于多径结构以及移动用户所处的物理环境等因素的差别，期望信号和干扰信号的 DOA 通常都是不同的，智能天线就是利用这种空间相位特性分离频率相近但 DOA 不同的信号，从而有效的抑制与接收信号方向不同的多径干扰、同道干扰和多址干扰，提高了频谱利用率，增大了系统容量。

而 MIMO 空时编码实际上是分集技术的一种。在 MIMO 系统中，多个收发天线之间构筑了相互独立且同分布的信道，发射端使用多个天线发射信号，并在不同天线所发射的信号中引入时间和空间的相关性，接收端使用接收分集合并技术在空间合并多个不相关的接收信号，从而有效地克服了信号到达接收机的空间深衰落，在不牺牲带宽的情况下就可以为接收端提供不编码系统所没有的分集增益和编码增益，改善了系统性能。

智能天线根据用户信号的不同空间传播方向，提供不同的空间信道。在有限的方向区域内发射（接收）信号，可以有效地减少 MAI 以及期望用户和其他用户的多径信号数量，本质上增加了接收机的输入信噪比 SINR，从而提高了系统容量和接收质量。在智能天线系统中，天线阵列需要利用信号的 DOA 信息来完成波束赋形，因此，DOA 估计是波束形成技术中非常重要的关键问题。一个  $M$  阵元的阵列能够形成  $(M-1)$  个零陷，最多可以消除  $(M-1)$  个干扰信号。但是，当干扰数目远远超过天线数目时，天线阵列无法有效形成波束对准有用信号，系统性能也会随之降低。

空时编码分集技术并不能像智能天线一样明显地减少 MAI 和多径信号的数目，它只是在发射信号中引入时间和空间相关性，在空间上合并多个不相关

的信号副本,使接收端的 SINR 最大或均方误差最小,从总体上抑制 MAI 和 ISI。当干扰数目远大于天线阵元数目时,也可以达到较好效果。在 MIMO 系统中,由于不需要形成方向图对准有用信号,所以不需要 DOA 信息。由此带来的问题是,由于信息是全向发射的,因此会对小区内其他用户产生比较严重的同道干扰,降低系统性能<sup>[2,9,10]</sup>。

可以看出,智能天线和空时编码技术本质上是不同的,在性能上两者各有优劣,存在优势互补的空间。研究表明,当天线阵元数增多时,单一的波束形成技术对于 DOA 估计的偏差非常敏感,一个小的扰动就会大大降低系统的性能;而对于 MIMO 空时编码系统,其接收机译码复杂度会随着天线阵元的增加急剧上升,给实现带来很大的困难<sup>[19]</sup>。因此,考虑如何将两种技术结合实现,同时获得波束形成增益和分集增益,以有效提高系统的性能,同时降低系统复杂度和敏感性,是一种值得研究的折衷方案。

## 2.4 本章小结

本章分别介绍了智能天线波束形成技术和 MIMO 空时编码技术的基本概念、原理和算法,重点讨论了自适应阵列分析模型和自适应算法的分类及运算原理,详细论述了 Alamouti 空时分组编码方案的编译码原理及算法实现。最后比较了两种技术的优缺点,指出两者结合的可行性,为下一章对结合技术的深入研究奠定理论基础。

## 第3章 波束形成与空时分组编码结合技术的实现

### 3.1 两种技术结合实现的难点

波束形成技术和空时分组编码技术都是通过在基站使用多天线发射以分别获得阵列增益和分集增益，达到提高下行链路的接收信噪比，改善系统性能的目的。空时分组编码使用的是分集系统，因此天线阵元间距要求足够远，以获得低相关或近似独立的衰落信道，对于均匀线性阵列在小角度扩展条件下大约要求在 10 倍载波波长以上。而波束形成天线需要获得空间指向性，因此从所有阵元发射或接收的信号必须是高度相关的，对于均匀线阵来说天线间距要求非常小，通常为半个波长。可见，由于分集天线系统和波束形成系统在天线阵元间距要求上的矛盾，以往的观点认为在同一系统中不可能同时获得分集增益和阵列增益。然而，将波束形成和空时编码结合在一起来突破系统容量和通信质量的限制又是迫切需求的，因此本文中我们提出要将两种技术结合实现，就必须设计适当的系统模型，采取合适的策略来解决上述问题。

经典的天线分集方案是在接收机使用多天线来完成信号合并或选择接收，从而改善接收信号的质量。近年来，发射分集技术的研究也逐渐兴起，例如延迟分集，空时格形编码，空时分组编码等等。前文已经简单介绍了 STTC 编码的性能，它能够在获得分集增益的同时获得编码增益，其缺点是译码复杂度随着分集阶数和传输速率的增加呈指数量级的增长，在实际系统中难以实现。为了强调解决译码复杂度的问题，S. Alamouti 提出了使用两个天线的发射分集方案。该方案在接收机只需要完成最大似然检测这种简单的线性处理，极大的降低了接收机复杂度。之后，V. Tarokh 等人将该发射分集方案推广到任意数目的发射天线和接收天线的情况，并且能够保证系统获得收发天线提供的满分集增益。

Alamouti STBC 方案的编码效率为 1，与未编码系统相比，能在保持相同的带宽前提下提高系统的频谱利用率。然而，高阶复正交空时分组码的编码效率都小于 1，为了保持相同的数据速率，必须通过降低数据吞吐量或者扩展频带带宽来实现。查阅已有的研究成果发现，对于高阶空时分组编码方案，或者是在二阶空时分组编码（Alamouti STBC 方案）的基础上应用其它纠错编码的方案，很难说采用哪一种方案的系统性能更好。因此，Alamouti 空时分组编码

仍然是目前最有吸引力的一种方案，由于它的编译码简单、有效性和单位编码效率等优点，该方案已被 3GPP 组织正式采纳<sup>[15]</sup>。

为了进一步提高使用空时分组编码的系统性能，特别是采用 Alamouti STBC 这种低阶空时分组编码方案，波束形成技术被引入系统中结合空时编码技术以期同时获得波束形成增益和分集增益。以下将要讨论的两种方案都是基于 Alamouti STBC 的基础上将波束形成和空时分组编码技术结合实现。

## 3.2 基于智能天线的波束形成与 STBC 结合方案(I)

### 3.2.1 系统模型结构

图 3-1 给出了基于智能天线的波束形成与 STBC 结合方案(I)的系统模型框图。可以看出，结合方案(I)的天线结构与传统的 STBC 系统的不同之处在于：用一个波束形成阵列代替了多路的分集天线，阵列内天线阵元的数目大于结合技术采用的空时分组编码的阶数。而通常对于传统的 STBC 方案，其发射天线阵元数和空时编码的阶数是一致的。例如，二阶 Alamouti 空时分组编码方案采用的就是两根发射天线。这里，波束形成权矢量按照在移动台最大化接收信噪比的准则来优化选取，同时保证系统可以获得传统的 STBC 方案提供的满分集增益。

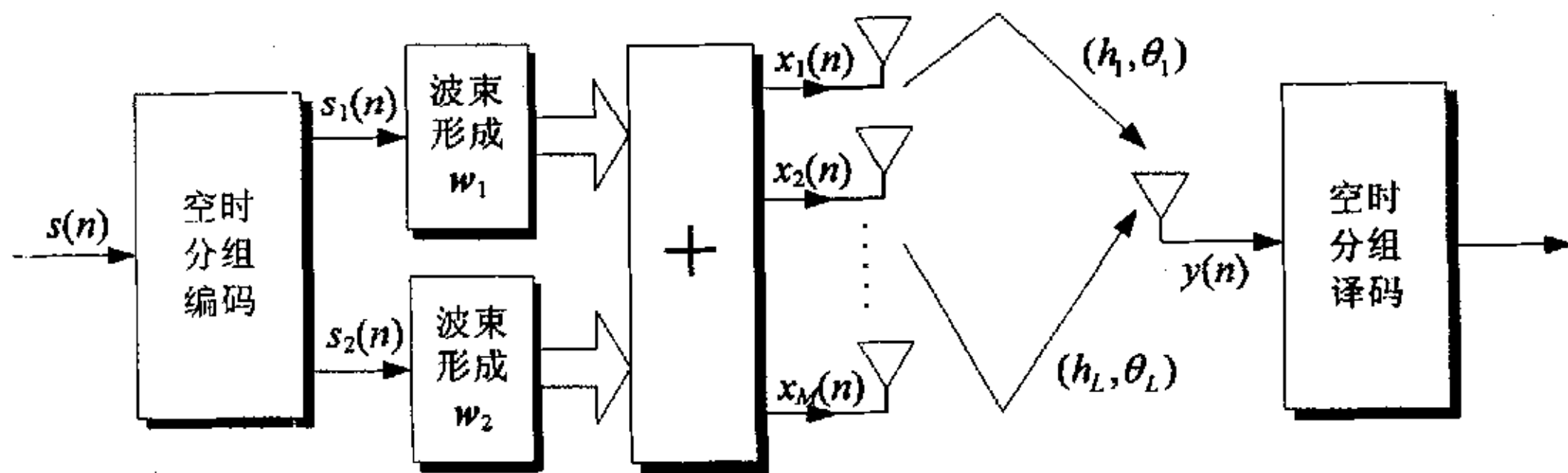


图 3-1 基于智能天线的波束形成与 STBC 结合方案(I)系统模型

### 3.2.2 编译码算法的原理和实现

结合方案(I)采用的是  $M$  阵元单阵列发射的结构，天线阵元间隔  $\lambda/2$ 。输入信号  $s(n)$  首先经过空时分组编码器，产生两路并行的输出  $s_1(n)$  和  $s_2(n)$ 。接着， $s_1(n)$  和  $s_2(n)$  被分别送入两个波束形成器进行加权，输出信号经过信号合



成器完成叠加，最后通过一个  $M$  阵元阵列发射。在相邻的两个时刻，波束形成阵列上的发射信号可以分别表示为：

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{x}(t) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{s}_1 + \mathbf{w}_2^H \mathbf{s}_2 \quad (3-1)$$

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{x}(t+T) = \mathbf{w}_1^H (-\mathbf{s}_2^*) + \mathbf{w}_2^H \mathbf{s}_1^* \quad (3-2)$$

式中， $\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2$  为波束形成权向量。

假设物理信道为平坦衰落信道，包含  $L$  条空间可分辨路径，每条路径的信道衰落系数和波达角为  $(h_l(t), \theta_l), l=1, 2, \dots, L$ 。信道响应可以表示为：

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{l=1}^L h_l(t) \mathbf{a}(\theta_l) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} \mathbf{a}(\theta_l) \quad (3-3)$$

其中， $\alpha_l, \phi_l$  分别是衰落幅度和相位， $\mathbf{a}(\theta_l)$  为波达角  $\theta_l$  时的下行链路阵列导引向量，即

$$\mathbf{a}(\theta_l) = [1, e^{jn\sin\theta_l}, \dots, e^{j(M-1)n\sin\theta_l}]^T \quad (3-4)$$

因此，移动台的接收信号可以表示为：

$$y_1 = y(t) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{H}(t) \mathbf{s}_1 + \mathbf{w}_2^H \mathbf{H}(t) \mathbf{s}_2 + n_1 \quad (3-5)$$

$$y_2 = y(t+T) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{H}(t) (-\mathbf{s}_2^*) + \mathbf{w}_2^H \mathbf{H}(t) \mathbf{s}_1^* + n_2 \quad (3-6)$$

式中， $T$  表示码元符号的周期， $y_1$  和  $y_2$  分别表示  $t$  和  $t+T$  时刻的接收信号， $n_1$  和  $n_2$  表示加性高斯白噪声。

如图 3-1 所示，结合方案(I)使用的是两个加权向量共同作用同一天线阵列的结构。为了在接收端使用最大似然译码，根据空时编码的要求，空时编码器输出的两路数据符号流需经过两个统计不相关的衰落信道发射到达接收端。因此，在本结构中，要求等效信道衰落系数  $\beta_1(t) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{H}(t)$  和  $\beta_2(t) = \mathbf{w}_2^H \mathbf{H}(t)$  两项的相关系数为 0，即

$$E[\beta_1(t) \beta_2^*(t)] = 0 \quad (3-7)$$

满足该条件后，即可实现由空时编码带来的满分集增益。

接下来的问题是如何更好的发挥波束形成的作用。在保证两个等效信道复增益正交的前提下，尽量优化这两个权向量，使其尽量在两个最强波离角方向上形成高增益波束，改善接收信号质量。这里，我们使用接收端最大信噪比准则来优化选取发射权向量，其代价函数如下：

$$J = E[|\beta_1(t)|^2 + |\beta_2(t)|^2] \quad (3-8)$$

此外，为了保证该方案与 Alamouti STBC 方案的发射功率相同，还需要满足

$$\mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1 + \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_2 = 1 \quad (3-9)$$

由以上分析可知，整个波束形成和空时分组编码的结合问题就变成了要解决如下的一个优化问题：

$$\begin{aligned} J &= E[|\beta_1(t)|^2 + |\beta_2(t)|^2] \\ \text{s.t. } E[\beta_1(t)\beta_2^*(t)] &= 0 \\ \text{and } \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1 + \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_2 &= 1 \end{aligned} \quad (3-10)$$

这里，我们使用奇异值分解的方法来求解代价函数<sup>[15,40]</sup>。下行链路信道协方差矩阵（Downlink Channel Covariance Matrix, DCCM）可以表示为：

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{H}(t)\mathbf{H}^H(t)] \quad (3-11)$$

假设空间  $L$  条可分辨路径的平均功率都相同，即  $E|h_l(t)|^2 = 1/L$ ，则 DCCM 可以简化为：

$$\mathbf{R} = 1/L \sum_{l=1}^L \mathbf{a}(\theta_l)\mathbf{a}^H(\theta_l) \quad (3-12)$$

下行链路信道协方差矩阵的两个最大特征值对应的特征向量即为代价函数 (3-8) 的解，这样便得到了两个权向量  $\mathbf{w}_1$  和  $\mathbf{w}_2$ ，进而可以对接收信号进行最大似然译码。具体的译码过程在第二章中已经作了详细介绍，这里不再赘述。

对于时分复用（Time Division Duplex, TDD）系统，下行链路信道协方差矩阵和上行链路信道协方差矩阵（Uplink Channel Covariance Matrix, UCCM）相同，可以通过简单的对样本求均值来获得：

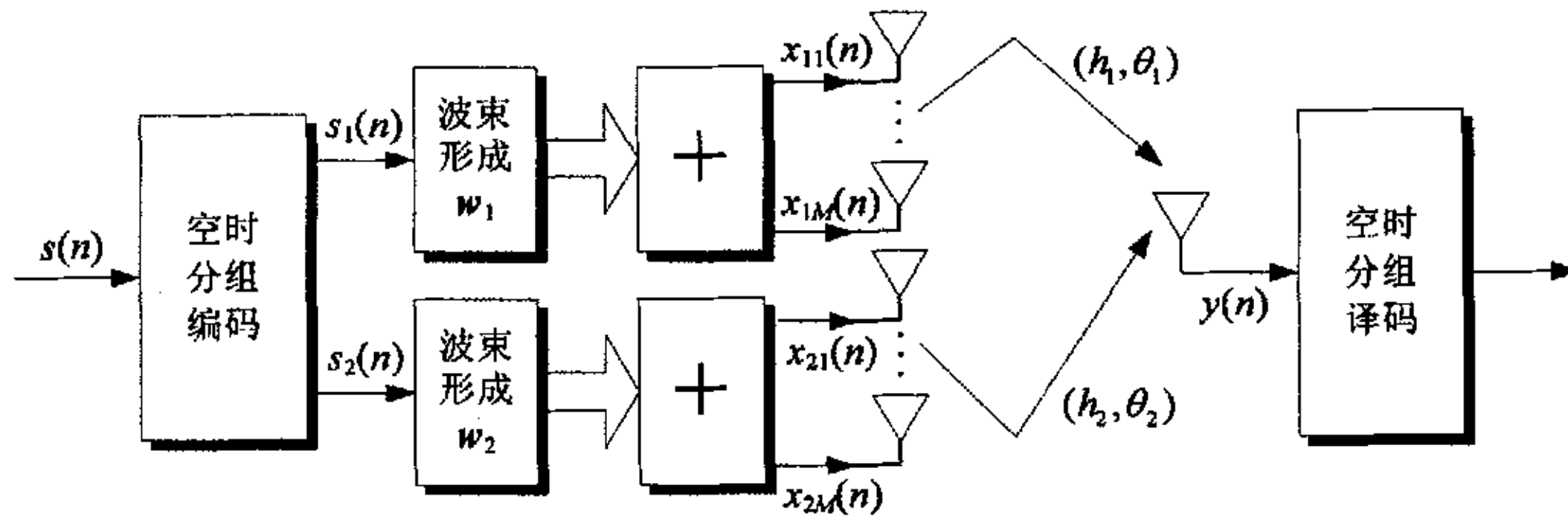
$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_u = \frac{1}{N_t} \sum_{n=1}^{N_t} \mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) \quad (3-13)$$

其中， $\mathbf{u}(n)$  表示上行链路阵列接收信号在时刻  $n$  的抽样值， $N_t$  是抽样时间内的总的抽样点数。对于频分复用（Frequency Division Duplex, FDD）系统，可以使用频率校准算法对上行链路信道协方差矩阵  $\mathbf{R}_u$  进行处理来获得下行链路信道协方差矩阵 DCCM，具体的运算原理和过程在文献[40]中有详细介绍。

### 3.3 基于子阵列分集的波束形成与 STBC 结合方案(II)

#### 3.3.1 系统模型结构

图 3-2 给出了基于子阵列分集的波束形成与 STBC 结合方案(II)的系统模型框图。可以看出, 结合方案(II)是在传统的 STBC 系统基础上演变而来的。相对于传统的发射分集是在发射端使用多天线阵元来实现的, 方案(II)中每个天线阵元被一个波束形成阵列所取代, 通过多波束发射来实现发射分集。两个波束形成子阵列的间距足够大(大约 10 倍信号波长以上), 以保证每个子阵列到达接收天线的信道之间可看作相互独立的; 而子阵列内的阵元间距仍为  $\lambda/2$ , 保证阵列内接收、发射信号之间的高度相关性。从整个系统的框架上来看, 每个子阵列相当于一个小的智能天线系统, 完成了波束形成的功能; 而整个发射机可以看作一个大的 MIMO 系统, 完成了发射分集的作用<sup>[12,16]</sup>。



#### 3.3.2 编译码算法的原理和实现

结合方案(II)采用的是双阵列分集发射的结构。和方案(I)不同的是, 从空时分组编码器输出的两路并行信号  $s_1(n)$  和  $s_2(n)$ , 在经过波束形成器  $w_1$  和  $w_2$  的加权后, 分别从两个  $M/2$  阵元的子阵列发射。

方案(II)中的参数设置与方案(I)基本相同。假设每个波束形成子阵列到达移动台只有一条路径, 记为  $(h_1(t), \theta_1)$  和  $(h_2(t), \theta_2)$ , 其中  $h_l(t)$  和  $\theta_l$  ( $l=1,2$ ) 分别表示信道衰落系数和信号波达角, 并且由于两个子阵列的间距足够大, 保证了两个衰落信道  $h_1(t)$ ,  $h_2(t)$  是互不相关的。在相邻的两个时刻, 移动台的接收信号

可分别表示为：

$$y_1 = y(t) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{h}_1(t) \mathbf{a}(\theta_1) s_1 + \mathbf{w}_2^H \mathbf{h}_2(t) \mathbf{a}(\theta_2) s_2 + n_1 \quad (3-14)$$

$$y_2 = y(t+T) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{h}_1(t) \mathbf{a}(\theta_1) (-s_2^*) + \mathbf{w}_2^H \mathbf{h}_2(t) \mathbf{a}(\theta_2) s_1^* + n_2 \quad (3-15)$$

式中， $T$  表示码元符号的周期， $\mathbf{a}(\theta_1)$  和  $\mathbf{a}(\theta_2)$  分别表示波达角  $\theta_1$  和  $\theta_2$  时的下行链路阵列导引向量， $y_1$  和  $y_2$  分别表示  $t$  和  $t+T$  时刻的接收信号， $n_1$  和  $n_2$  表示加性高斯白噪声。

假设在基站发射天线处，下行信道信息完全已知，这可以通过上行链路的接收信号估计出来。这里考虑单用户，无干扰信号的情形，在白噪声背景下空间匹配滤波能实现最优的信号处理。如前假设，对于每一个波束形成子阵列，空间只有一路来自方向  $\theta_l$  ( $l=1,2$ ) 的平面波，其方向向量为  $\mathbf{a}(\theta_l)$ ，当权向量  $\mathbf{w}_l$  取作  $\mathbf{a}(\theta_l)$  时，阵列增益  $|\mathbf{w}_l^H \mathbf{a}(\theta_l)| = |\mathbf{a}(\theta_l)^H \mathbf{a}(\theta_l)| = M/2$  最大，实现了导向定位作用。此时，阵列内各路的加权信号为相干叠加，即完成了空间匹配滤波<sup>[35]</sup>。据此，结合方案(II)中的最优化波束形成权向量可取为

$$\mathbf{w}_1 = k \mathbf{a}(\theta_1) \quad (3-16)$$

$$\mathbf{w}_2 = k \mathbf{a}(\theta_2) \quad (3-17)$$

在满足发射功率不变的条件下，即  $\mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1 + \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_2 = 1$ ，若

$$\mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1 = \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_2 = 1/2 \quad (3-18)$$

可解得

$$k = 1/\sqrt{M} \quad (3-19)$$

假设等效信道复增益

$$\beta_1(t) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{h}_1(t) \mathbf{a}(\theta_1) \quad (3-20)$$

$$\beta_2(t) = \mathbf{w}_2^H \mathbf{h}_2(t) \mathbf{a}(\theta_2) \quad (3-21)$$

由  $h_1(t)$ ， $h_2(t)$  的不相关性可知， $\beta_1(t)$ ， $\beta_2(t)$  也是互不相关的。因此，移动台可以使用最大似然译码算法来恢复发射信号。具体的译码过程在第二章中已经作了详细介绍，这里也不再赘述。

将式(3-16)、(3-17)、(3-19)带入式(3-14)、(3-15)中，则移动台的接收信号可改写为：

$$y_1 = y(t) = \frac{\sqrt{M}}{2} h_1(t) s_1 + \frac{\sqrt{M}}{2} h_2(t) s_2 + n_1 \quad (3-22)$$

$$y_2 = y(t+T) = \frac{\sqrt{M}}{2} h_1(t) (-s_2^*) + \frac{\sqrt{M}}{2} h_2(t) s_1^* + n_2 \quad (3-23)$$

观察式(2-20)、(2-21)和式(3-22)、(3-23)可以发现, 结合方案(II)的接收信号表达式和传统的 Alamouti STBC 方案的接收信号形式相似, 差别仅在于期望接收信号的幅度不同。而这种差别正是体现了, 结合方案由于引入了波束形成技术相对于单一的空时分组编码方案所带来的阵列增益好处, 从而提高了接收机的输入信噪比, 改善了系统性能。

考虑多用户的情况时, 需要采用多用户波束形成算法来选取权向量  $w_i$  [41]。它的基本思想是: 对于期望用户  $i$ , 权向量  $w_i$  的选取应满足与其信号波达方向  $\theta_i$  的阵列导引向量  $a(\theta_i)$  尽量相近, 而与其他用户信号波达方向  $\theta_j$  产生的导引向量  $a(\theta_j)$  尽量正交。通常, 由于各个用户的位置不同, 选取的权向量满足  $|w^H a(\theta_i)| \leq M/2$ , 此时由于阵列增益的降低, 系统性能比单用户情况下的有所下降。

### 3.4 本章小结

本章介绍了波束形成和空时分组编码结合技术的实现。首先分析了两种技术结合实现的难点, 以及为什么选取 Alamouti STBC 方案作为结合技术的基础。接下来详细阐述了两种不同的下行链路传输方案——基于智能天线结构的结合方案(I)和基于子阵列分集结构的结合方案(II), 分别讨论了两种方案的系统模型和编译码算法的原理及实现。后续章节的仿真将建立在本章的理论分析和推导基础上。



## 第4章 仿真模型及方案设计

### 4.1 信源模型设计

在数字通信领域，信道中传输的信息是用 0、1 表示的一串随机序列。为了使仿真结果更具一般性，应确保信源产生的 0、1 等概率分布，为此选择 m 序列来产生信源信号。m 序列是一种伪随机序列，具有以下两方面的特点<sup>[42]</sup>：

- 1) 随机性：即预先不可确定，并且是不可重复实现的。
- 2) 统计等概率性：即在序列中 0、1 元素出现的次数大致相等。

本文用于产生 m 序列的联接多项式为

$$f(x) = 1 + x^2 + x^5 \quad (4-1)$$

对应的移位寄存器逻辑框图如图 4-1 所示。

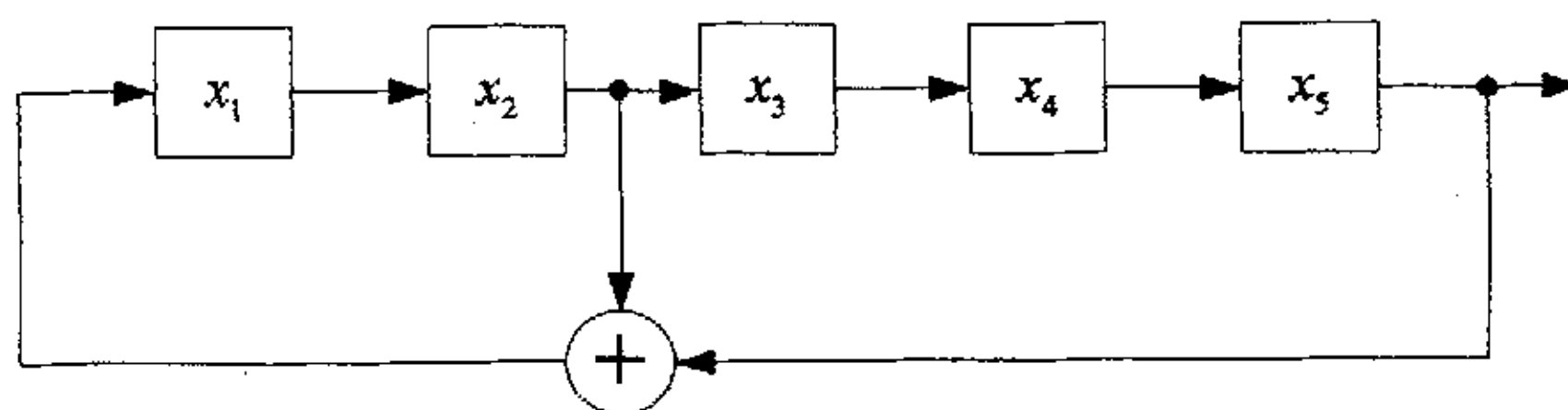


图 4-1 联接多项式为  $f(x) = 1 + x^2 + x^5$  的 m 序列发生器

### 4.2 信道模型

#### 4.2.1 无线信道传输特性

移动通信中的无线信道是一种时变信道，信号通过无线信道时会受到各个方面的衰减损失。路径损耗、阴影衰落和多径衰落是表征电波传播的三种机制。图 4-2 给出了典型的移动通信无线信道的示意图，帮助理解三种机制的形成原因。

自由空间的路径损耗是移动台与基站之间距离的函数，描述的是大尺度区间（足够大的空间距离，几百个波长）内接收信号强度随发射接收距离而变化的特性。路径损耗主要由平方律扩展、水气和叶群的吸收、地表反射等引起。对于快速移动的用户而言，平均路径损耗变化非常慢，信号的变化主要表现为

衰落。阴影衰落，又称为慢衰落，主要由传输环境中的地形起伏、建筑物和其它障碍物对电波的阻塞或遮蔽而引起，它描述的是中等尺度区间（几十个波长，一般为 40 个波长）内信号电平中值的慢变化特性。当用分贝表示时，阴影衰落趋向于正态分布，因此又称为对数正态阴影。多径衰落，又称为快衰落，主要是由经移动台周边的散射体的折射、反射、散射等电波的相互干涉而产生的，它描述的是小尺度区间（几个波长）内接收信号场强的瞬时值的快速变化特性<sup>[35]</sup>。

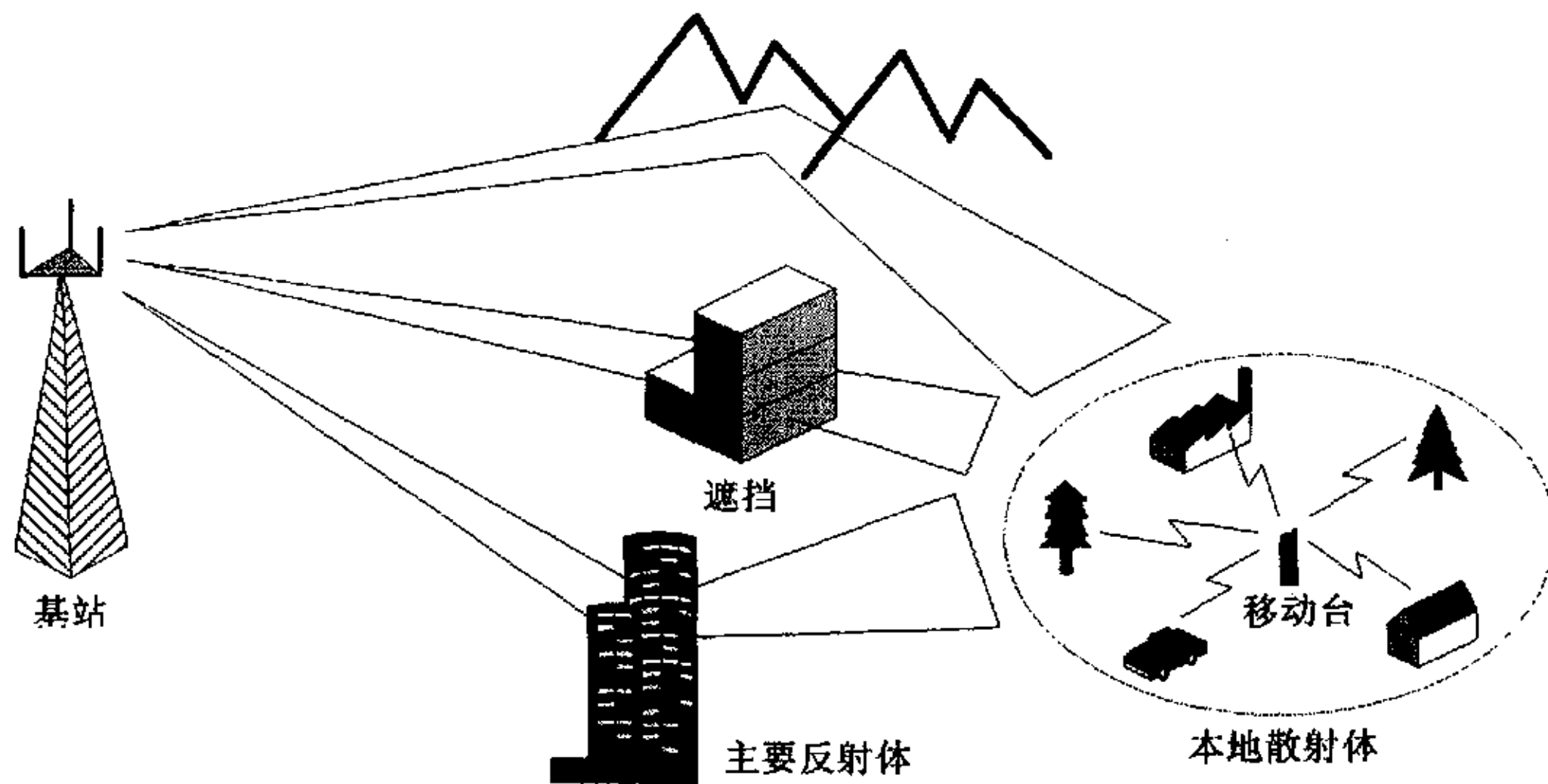


图 4-2 移动通信无线信道示意图

从无线系统的角度来看，路径损耗和阴影衰落主要影响到无线区的覆盖，合理的设计总可以消除这种不利的影响。而多径衰落严重影响信号传输质量，并且是不可避免的，只能采用抗衰落技术来减少其影响<sup>[43]</sup>。

陆地移动信道的主要特征是多径传播。在移动传播环境中，到达移动台天线的信号不是单一路径来的，而是由许多路径来的众多反射波合成的。由于电波通过各个路径的距离不同，因而由各路径来的反射波到达时间不同，相位也就不同。不同相位的多个信号在接收端叠加，同相叠加信号加强，反相叠加信号减弱。这样，接收信号的幅度将急剧变化，即产生了衰落。即使移动接收机处于静止状态，接收信号也会由于无线信道环境中的物体运动而产生衰落。这种衰落是由多径引起的，所以称为多径衰落<sup>[44]</sup>。如果存在大量发射路径而不存在视距信号分量，此时的多径衰落称为瑞利衰落，接收信号的包络由服从瑞利分布的概率密度函数描述。若存在一个主要信号分量，比如存在一个视距传输

路径，则接收信号的多径衰落的包络服从莱斯分布。

#### 4.2.2 瑞利衰落和莱斯衰落

在无线信道中，瑞利（Rayleigh）分布是最常见的用于描述平坦衰落信号或独立多径分量接收包络统计时变特性的一种分布类型。当基站与移动台之间存在无直射波的  $N$  条传播路径时，若每条路径的信号幅度均服从独立同分布的高斯分布，相位服从  $[0, 2\pi]$  区间的均匀分布，则接收到的合成信号的包络  $r$  服从瑞利分布，相位  $\varphi$  服从均匀分布<sup>[45]</sup>，相应的概率密度函数为：

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0, & (r < 0) \end{cases} \quad (4-2)$$

$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, \quad (0 \leq \varphi \leq 2\pi) \quad (4-3)$$

式中  $\sigma^2$  为幅值  $r$  的方差，即包络检波前的接收信号的时间平均功率。

由于微小区的出现使得基站到移动台的信号传输出现了直视波，信道的衰落也因此有了变化，莱斯（Rician）衰落正是基于这种考虑来定义的，它与瑞利衰落的最大区别在于其多径信号中存在一路较强的直达分量。当  $N$  条传播路径中存在一个强直射分量时，且每条路径的信号幅度均服从高斯分布，相位在  $[0, 2\pi]$  之间均匀分布，那么接收到的合成信号包络  $r$  服从莱斯分布，相应的概率密度函数为：

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0, & (r < 0) \end{cases} \quad (4-4)$$

式中  $A$  为直达路径信号的稳定幅值， $I_0(x)$  为第一类零阶修正贝塞尔函数<sup>[44]</sup>。

式(4-4)也可以等价表示为式(4-5)

$$p(r) = 2r(K+1) \exp[-K - r^2(K+1)] I_0\left(2r\sqrt{K(K+1)}\right), \quad (0 \leq r \leq \infty) \quad (4-5)$$

式中  $K$  表示直射功率与散射功率的比值，称为莱斯因子（Rician factor），即  $K = A^2 / 2\sigma^2$ 。当  $K \rightarrow 0$  时，信道呈现瑞利衰落。当  $K \rightarrow \infty$  时，信道不呈现任何衰落。

### 4.2.3 衰落仿真器的建立

#### (1) 瑞利衰落仿真器

假设有  $N$  个强度相同、方向不同的平面波同时到达接收天线，移动台以一定的速度  $v$  移动着，接收信号的多普勒频移为

$$f = f_D \cdot \cos \theta_n \quad (4-6)$$

式中， $f_D = v/\lambda$  为最大多普勒频移， $\theta_n$  为第  $n$  个平面波的到达角。

假设发射信号为

$$s_t(t) = A_t(t) \cos(2\pi f_c t + \psi(t)) = A_t(t) \cdot \operatorname{Re}[\exp j(2\pi f_c t + \psi(t))] \quad (4-7)$$

则接收信号为

$$\begin{aligned} s_r(t) &= \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=1}^N \frac{A(t)}{\sqrt{N}} \exp j(2\pi f_c t + \psi(t) + 2\pi f_D t \cos \theta_n + \phi_n) \right] \\ &= \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=1}^N \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} \exp j(2\pi f_D t \cos \theta_n + \phi_n) \right\} \times A(t) \exp j(2\pi f_c t + \psi(t)) \right] \quad (4-8) \\ &= \operatorname{Re} [F(t) A(t) \exp j(2\pi f_c t + \psi(t))] \end{aligned}$$

式中， $\theta_n$  和  $\phi_n$  分别为第  $n$  个多径信号的随机入射角和相位。则

$$F(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \exp j(2\pi f_D t \cos \theta_n + \phi_n) \quad (4-9)$$

称为信道的复增益，即瑞利衰落仿真器的原型。

#### (2) 莱斯衰落仿真器

在莱斯衰落中， $K$  是强信号分量相对于其他散射波的功率比，称为  $K$  参数。其中，散射波的衰落除了归一化参数之外，与瑞利衰落的表达形式相同，即

$$F_1(t) = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \frac{1}{K+1}} \sum_{n=1}^N \exp j(2\pi f_D t \cos \theta_n + \phi_n) \quad (4-10)$$

直射波的衰落可以表示为

$$F_2(t) = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp j(2\pi f_D t \cos \theta + \phi) \quad (4-11)$$

则整个莱斯衰落信道的复增益为

$$F(t) = F_1(t) + F_2(t) \quad (4-12)$$

上式即为莱斯衰落仿真器的原型。式中， $\theta_n$ 和 $\phi_n$ 分别为第 $n$ 个多径信号的随机入射角和相位， $\theta$ 和 $\phi$ 分别表示直射路径信号的入射角和相位。

### 4.3 信号角度的分布

接收端的角度扩展（Angle Spread, AS）是指多径信号到达天线阵列的到达角度的展宽。同样，发射端的角度扩展是指由多径的反射和散射引起的发射角展宽。在某些情况下，路径的到达角（或发射角）与路径时延是统计相关的。角度扩展给出了接收或发射信号主要能量的角度范围，产生空间选择性衰落（space-selective fading），即信号幅值与天线的空间位置有关<sup>[35]</sup>。

图 4-3 给出了宏蜂窝环境下前向链路信道的示意图，所有从移动台到达基站的信号分布在以 $\phi_0$ 为中心 DOA，角度扩展 $\pm\Delta$ 的范围内。通常假设移动台周围的散射体的高度接近或高于移动台接收天线，这意味着移动台的接收信号来自于各个方向，经历了周围散射体的反射、折射和散射。在这些条件下，Gans 的假设成立，即接收信号的波达角（Direction of Arrival, DOA）在 $[0, 2\pi]$ 上均匀分布。经典瑞利衰落包络的深度衰落间隔为 $\lambda/2$ 的结论，即是由此模型得出的。

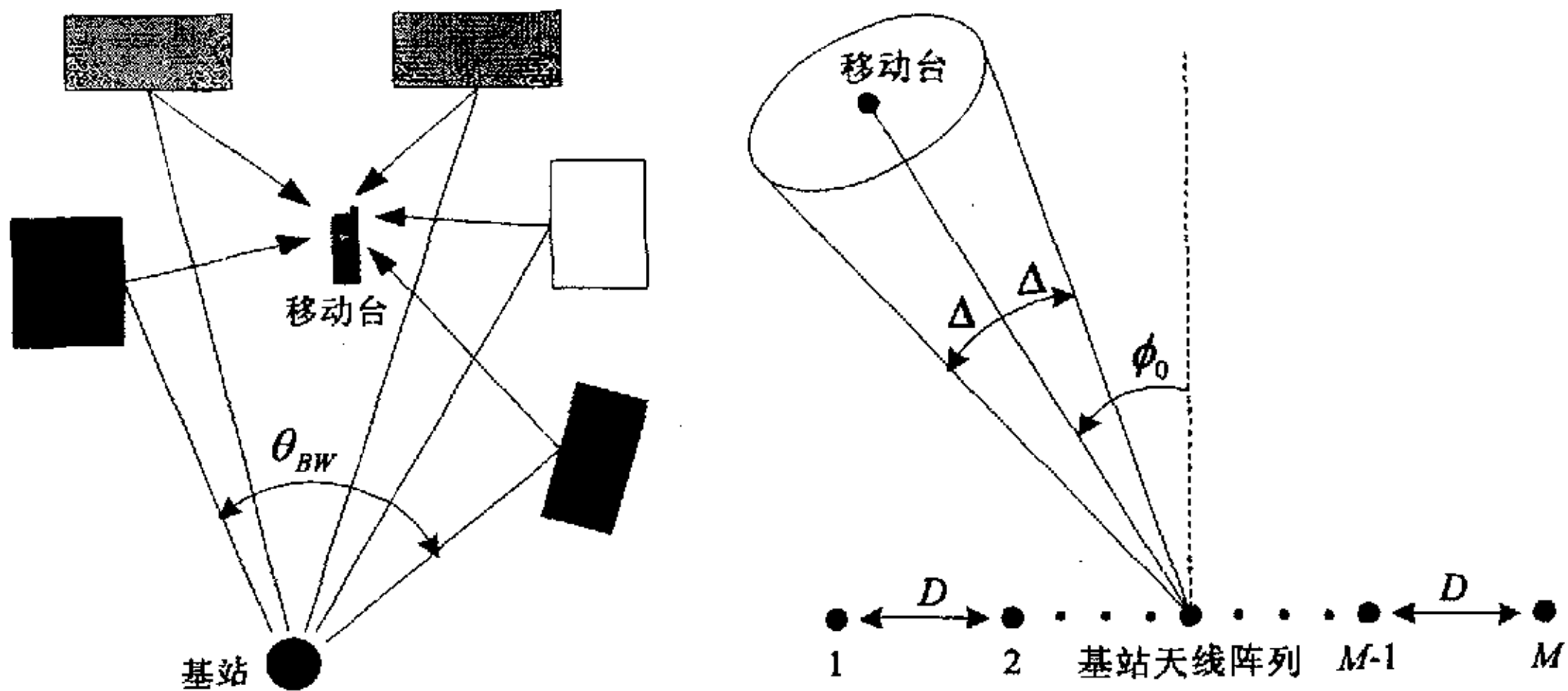


图 4-3 宏蜂窝环境下前向链路信道示意图

然而，对于基站处天线阵列的接收或发射信号的波达角，其分布情况就完全不同了。在宏蜂窝环境下，通常基站高于周围的散射体。因此，基站的接收信号由手机附近的散射过程决定。基站处的多径分量被限制在更小的范围 $\theta_{BW}$ 内，波达方向不再均匀分布在 $[0, 2\pi]$ 上。已有研究表明，此时信号 DOA 在角



度扩展范围内近似于拉普拉斯分布<sup>[46]</sup>。

在微蜂窝环境下，基站天线可能和周围物体的高度相同。在这种情况下，基站发射或接收信号 DOA 的散射扩展要大于宏蜂窝的情况，因为散射过程也发生在基站附近。因此，天线高度降低，多径 DOA 扩展也随之增加。接收信号的这种变化对于天线阵列的使用十分重要。

图 4-4 所示的是典型郊区环境下实测的功率角度谱（Power Azimuth Spectrum, PAS）曲线。这里， $0^\circ$  对应于基站指向移动台的中心 DOA 方向，角度扩展是  $1.8^\circ$ 。

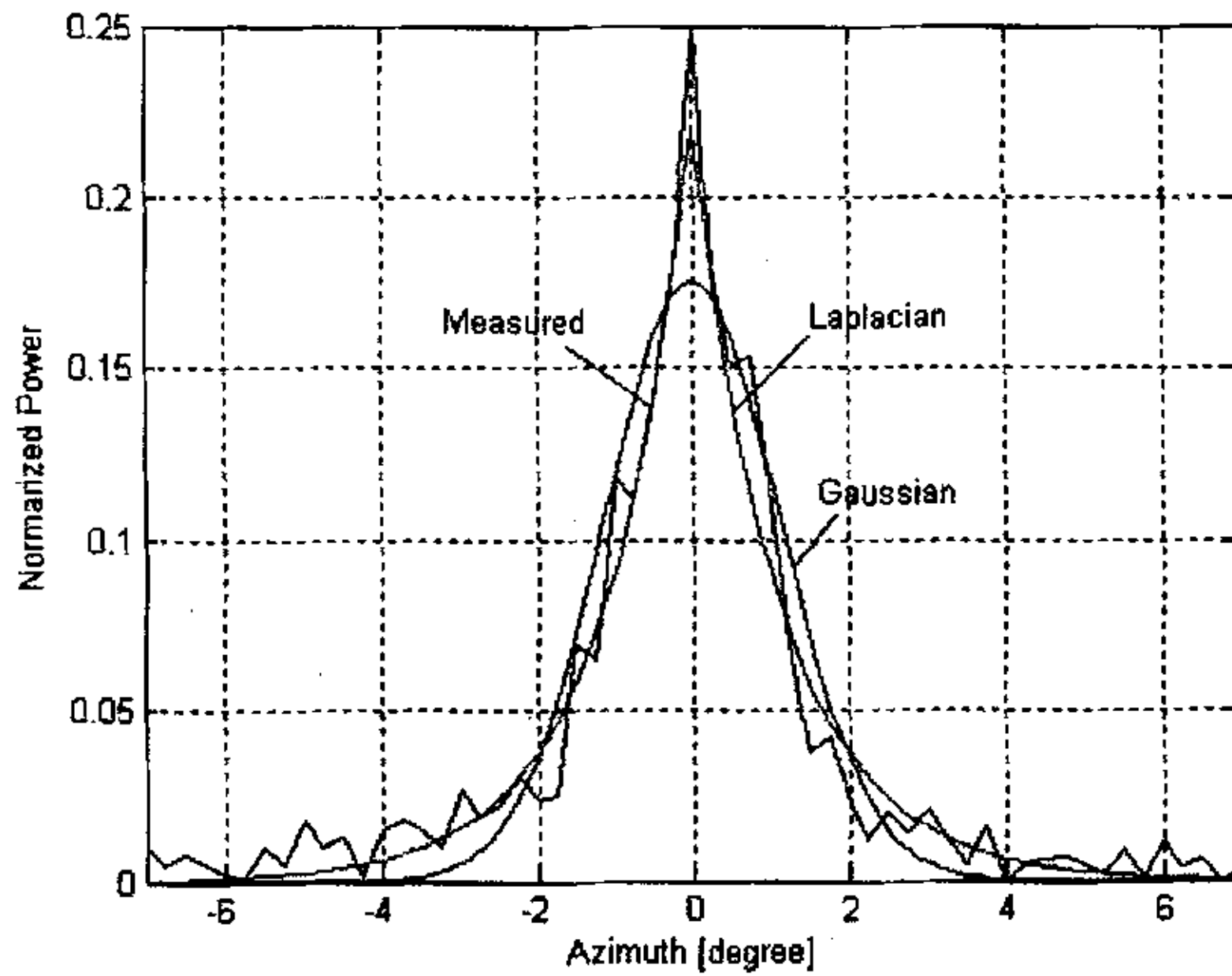


图 4-4 典型郊区环境下实测的功率角度分布图<sup>[47]</sup>

文献[48]中提出用截断高斯函数来表示功率角度分布，但是从图 4-4 中看出，高斯函数模型没有体现出实际 PAS 在中心波达角  $0^\circ$  的尖峰以及相对较长的拖尾。相反，截断拉普拉斯函数模型能更贴切的表示实际 PAS 的变化趋势。两种函数的概率密度表达式如下：

$$p(\phi) = \begin{cases} \frac{c_1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(\phi - \phi_0)^2}{2\sigma^2}\right], & \text{Gaussian} \\ \frac{c_2}{\sqrt{2}\sigma} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\phi - \phi_0|}{\sigma}\right], & \text{Laplacian} \end{cases} \quad \phi \in [-\pi, +\pi] \quad (4-13)$$

式中,  $\phi_0$  表示接收或发射信号的平均到达角,  $\sigma$  表示信号波达角的均方差值, 常数  $c_1$  和  $c_2$  的选取保证两个表达式的积分为 1。从图 4-4 可以观察到, 功率角度谱高度集中在基站指向移动台的中心波达角  $\phi_0 = 0^\circ$  附近的区域内, 因此实际认为角度扩展  $\Delta$  和波达角的均方根值  $\sigma$  是一致的。同样的, 常数  $c_1$  和  $c_2$  非常接近于 1<sup>[47]</sup>。

进一步研究表明, 对于城区环境下, 即使不存在视线直射波, 拉普拉斯函数模型也能贴切准确的描述实际功率角度谱的分布情况。一般的, 角度扩展随着天线高度和环境类型而变化。对于基站阵列的发射或接收信号, 天线高度降低, 角度扩展增加; 从乡村到郊区, 从郊区到市区, 散射环境的特性的变化也使得角度扩展逐渐增加。

#### 4.4 总体模型设计

综合以上各个部分的讨论, 可以构建仿真的整体模型, 如图 4-5 所示。

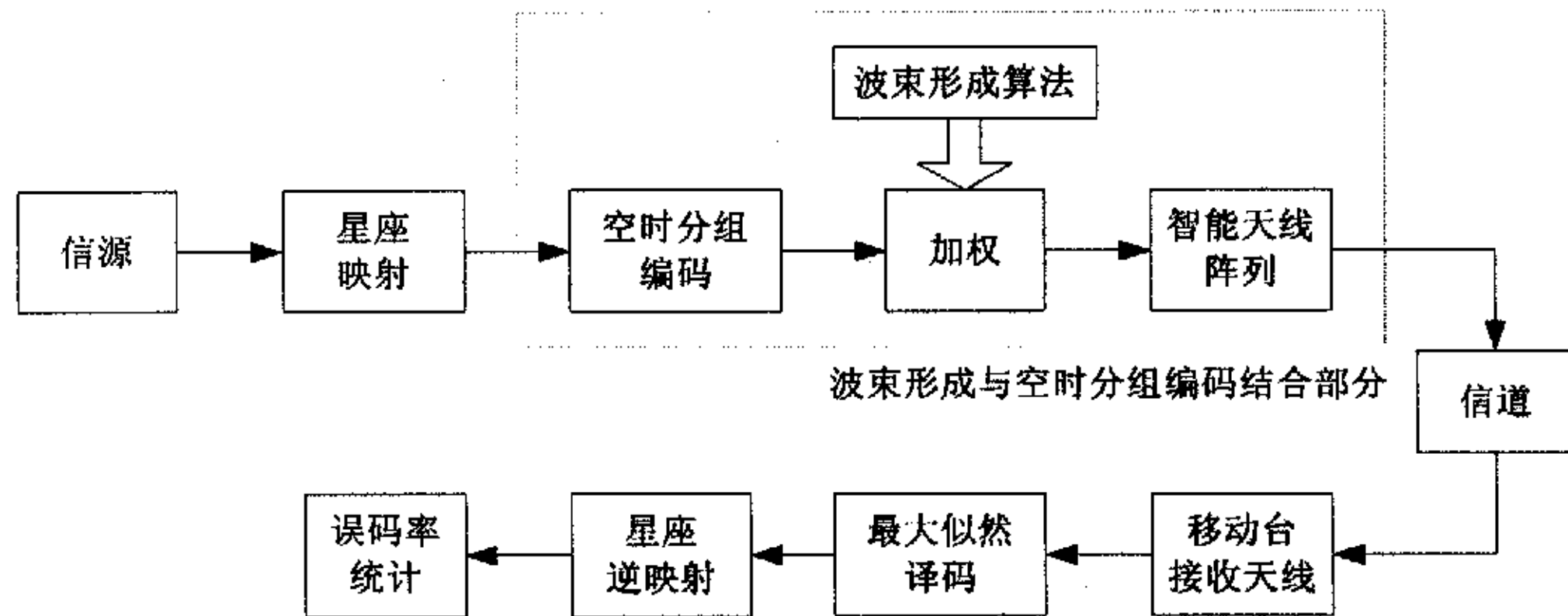


图 4-5 总体模型设计方案框图

在发射端, 信源采用式(4-1)所示的  $m$  序列来产生; 为简化问题分析, 这里使用基带调制代替通带调制, 星座映射采用简单的 BPSK 方式; 空时分组码的编码采用了 Alamouti STBC 方案,  $2 \times 2$  编码矩阵; 波束形成权向量的取值需首先满足等效信道不相关的前提条件, 再按照最大信噪比准则优化选取; 天线阵列发射信号的能量在一定角度扩展范围内服从拉普拉斯分布; 在某一特定的时刻, 传播环境中存在  $L$  个主要的反射体, 导致从天线阵列发射的信号到达移动台周围散射体时有  $L$  条空间可分辨路径; 传输信道使用典型的时变瑞利衰落

信道模型，多普勒频移  $f_d$  与码元周期  $T$  的乘积设定为  $f_d T = 0.0031$ ，这样保证了信道为慢衰落信道。

在接收端，首先对接收信号进行最大似然译码，然后将译码结果做星座图的逆映射，最后将输出的比特流与发射端的信息比特流进行比较，得到误码率的统计。

## 4.5 本章小结

本章详细介绍了系统仿真模型和方案设计，是理论与实践的结合点。首先给出了信源模型的设计方案；接着针对无线信道的传输特性，分析了瑞利衰落信道和莱斯衰落信道的原理，给出了相应的衰落仿真器的构建方法；讨论了传输信号达到角度的分布规律，指出对于基站天线阵列，拉普拉斯分布模型能最贴切的描述实际的功率角度谱；最后综合各个环节的结论，阐述了系统仿真模型的整体方案。本章已进入计算机仿真的实质性阶段，下一章我们将对仿真得到的数据进行分析。

## 第5章 仿真结果和数据分析

本章的仿真实验条件如下：假设基站使用均匀线性阵列，发射端天线阵元总数  $M=6$ ，对于方案(I)是 6 阵元单阵列结构，方案(II)则是 3 阵元双阵列结构。考虑单用户单接收天线的情形，即忽略系统中同频干扰和邻道干扰的影响。假设用户在一个  $120^\circ$  扇区中移动，经历的信道为平坦瑞利衰落信道，空间可分辨路径数为 2。以下分别从阵列波束方向图、分集增益、阵列增益和误码率性能这几方面着手，分析评价了基于智能天线的波束形成与 STBC 结合方案(I)和基于子阵列分集的波束形成与 STBC 结合方案(II)在相同的发射天线阵元数，不同的角度扩展(AS)条件下的性能。这里，分别用  $10^\circ$  和  $50^\circ$  代表小角度扩展和大角度扩展两种情况。同时，在分析误码率随 DOA 和 SNR 变化的性能时，为了便于比较，还给出了传统的单天线发射，Alamouti STBC 和 6 阵元智能天线波束形成三种方案的性能曲线。

### 5.1 阵列波束方向图

阵列波束方向图是分析阵列天线性能的一种基本方法，它通过阵列天线空间处理增益随信号波达角度变化的曲线，形象地描绘出阵列天线的空间滤波能力。图 5-1、图 5-2、图 5-3 和图 5-4 分别给出了信号中心  $\text{DOA} = 0^\circ$ ，接收信噪比  $\text{SNR}=10\text{dB}$  时，结合方案(I)和结合方案(II)在信号角度扩展  $\text{AS}=10^\circ$  和  $\text{AS}=50^\circ$  两种情况下的阵列波束方向图。

观察图 5-1 可以发现，结合方案(I)在小角度扩展条件下，两条可分辨路径的 DOA 分别为  $4.6^\circ$  和  $-0.7^\circ$ 。由于采用的是最大信噪比准则选取发射波束权向量，因此由  $w_1$  作用在阵列上形成的波束方向图的指向不是对准两路 DOA 中的任何一个，其最大增益方向大概在  $2^\circ$  左右；同时，由  $w_2$  作用在阵列上形成的波束方向图在  $2^\circ$  方向形成的是零陷。这样，在保证基站发射的两路信号满足正交性的基础上，使得移动台的接收 SNR 最大化，信号效果尽量达到最优。同理，结合方案(I)在大角度扩展条件下，两条路径的 DOA 分别是  $16.5^\circ$  和  $5.7^\circ$ ，实际发射波束的指向则在  $11^\circ$  左右。

对于结合方案(II)，假设每个基站子阵列到达移动台接收天线只有一条路径，因此发射波束权向量可以直接选取为阵列导引向量，此时两个子阵列发射波束的指向与相应的信号波达方向一致，实现了最优空间滤波。从图 5-3 可以

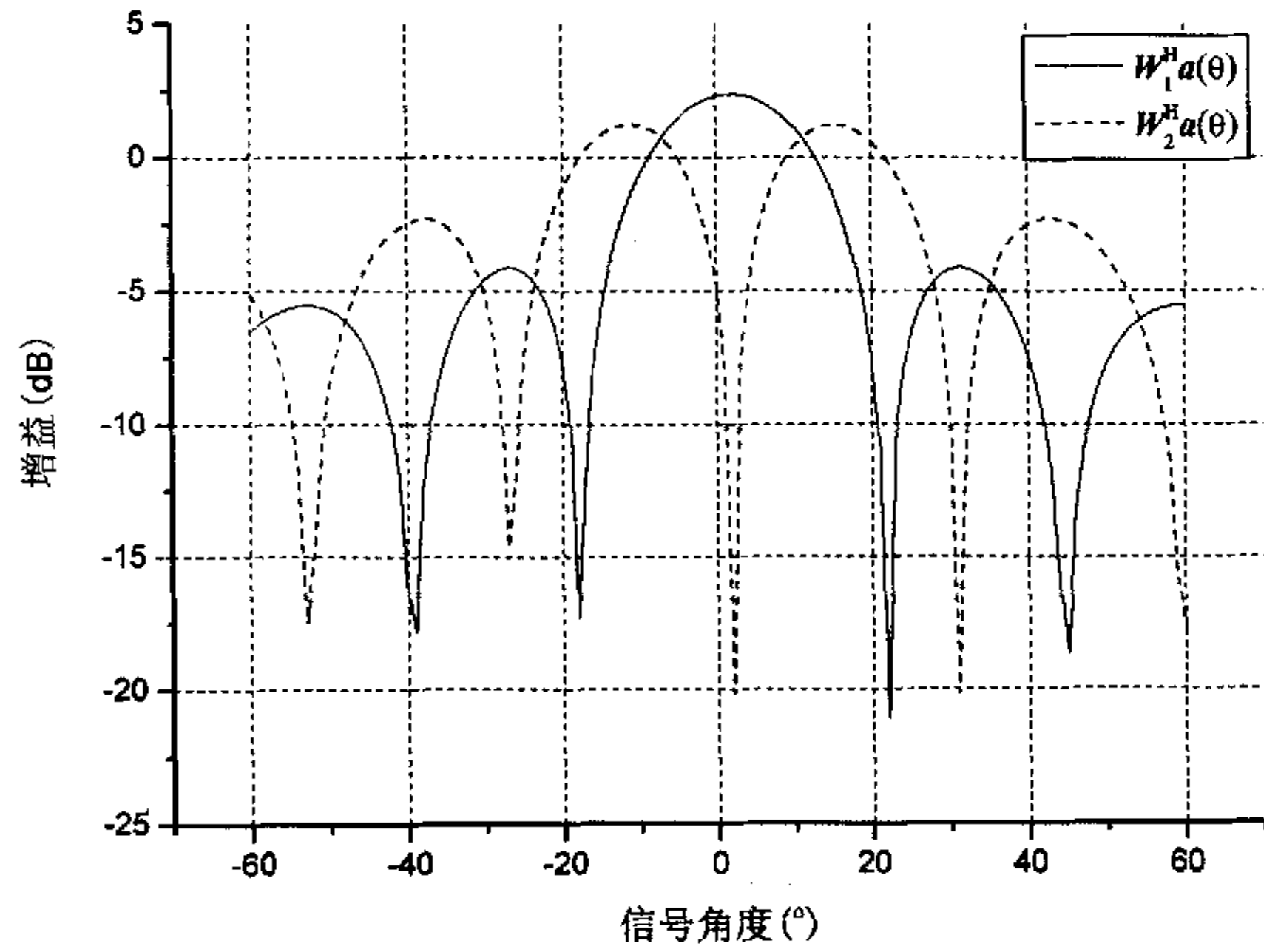


图 5-1 结合方案(I)在中心 DOA=0°, AS=10° 条件下的波束方向图

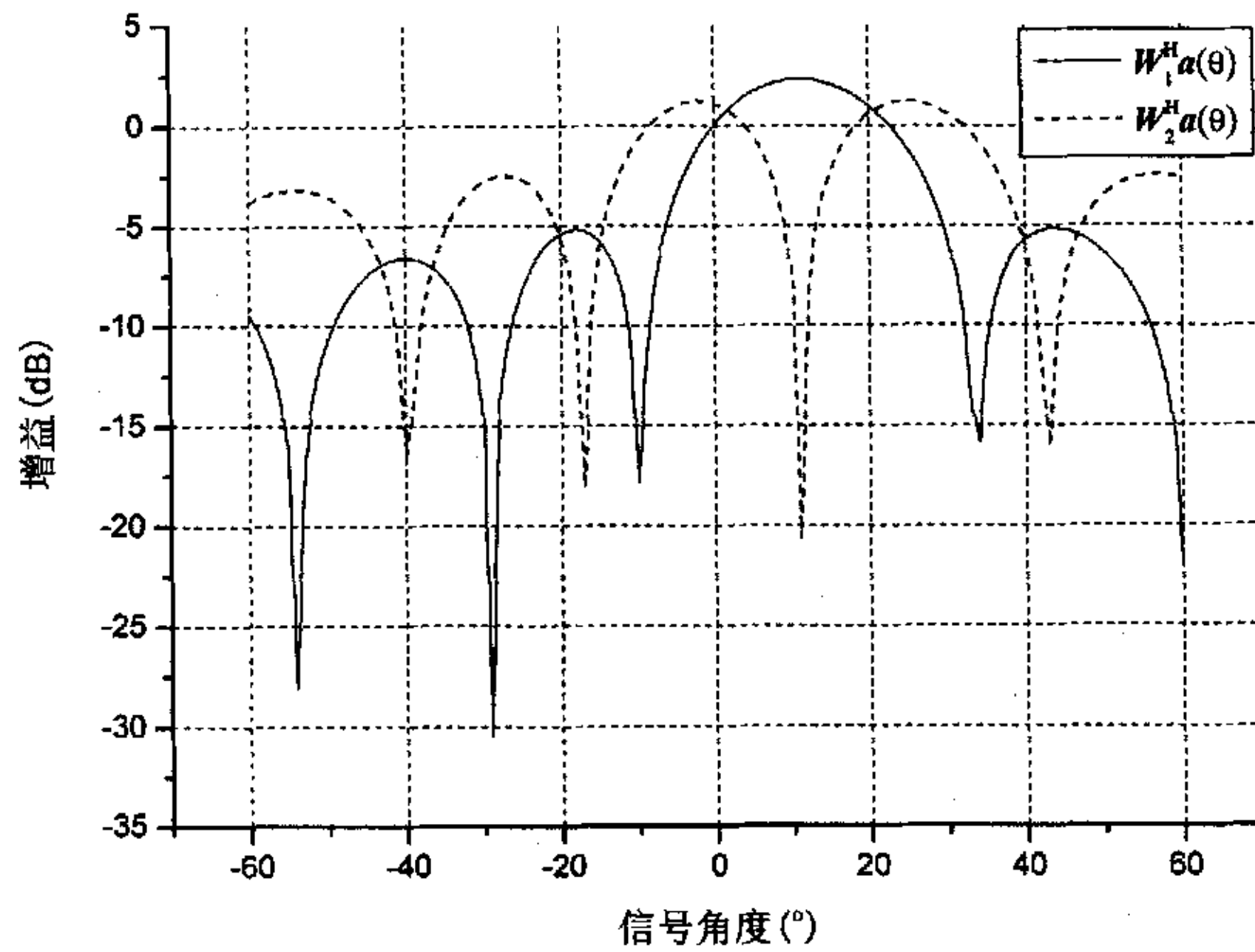


图 5-2 结合方案(I)在中心 DOA=0°, AS=50° 条件下的波束方向图



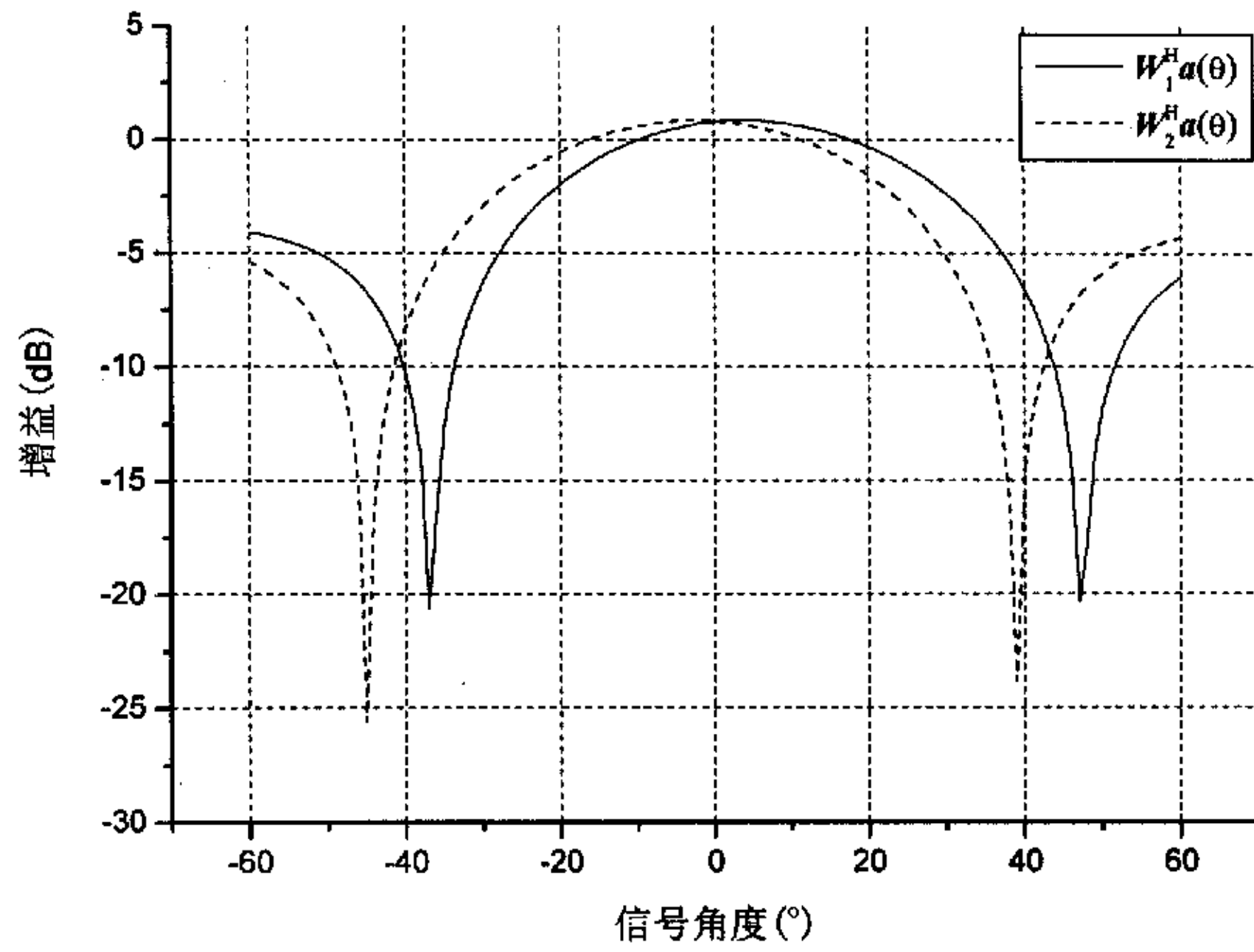


图 5-3 结合方案(II)在中心 DOA=0° , AS=10° 条件下的波束方向图

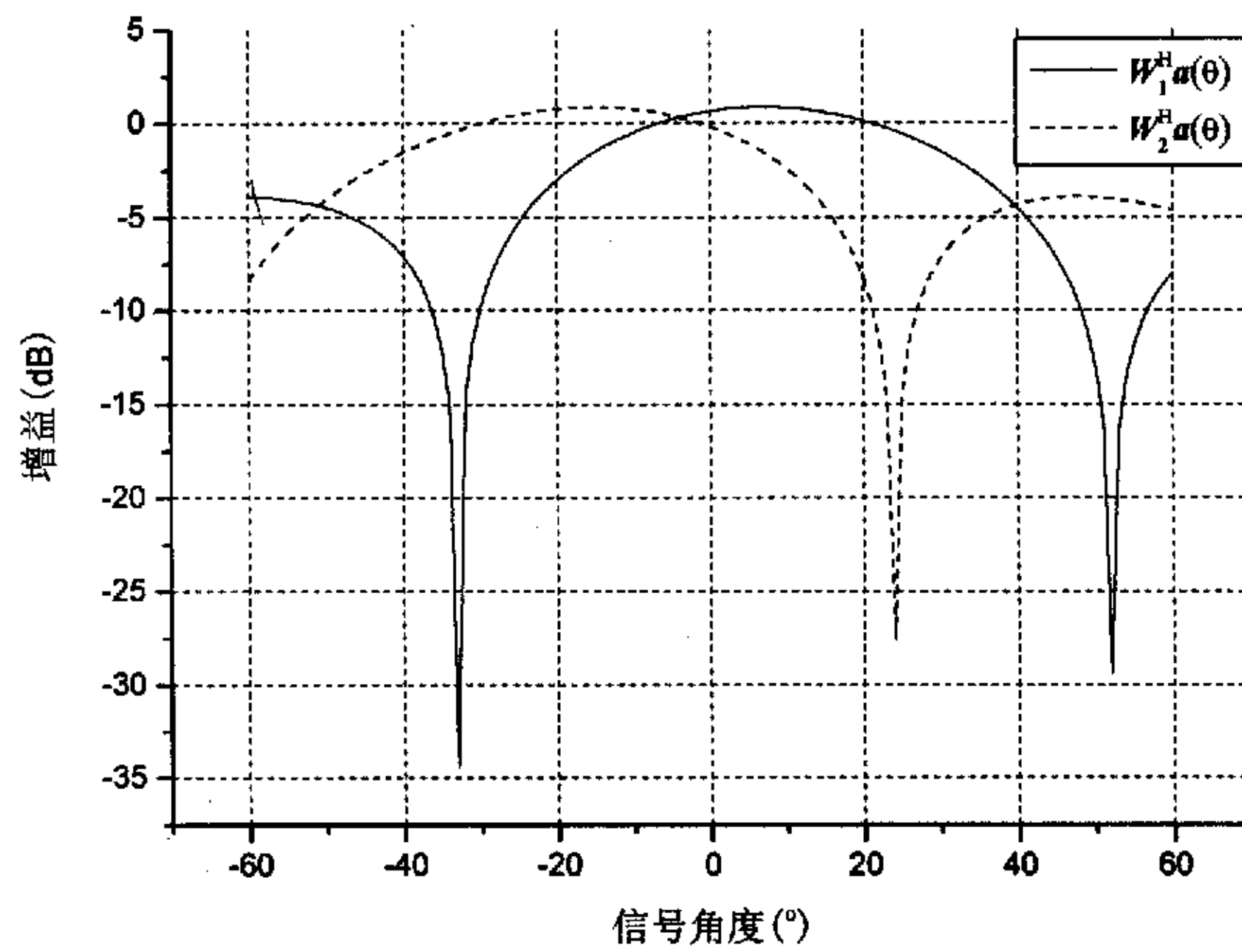


图 5-4 结合方案(II)在中心 DOA=0° , AS=50° 条件下的波束方向图

看出, 小角度扩展  $AS=10^\circ$  时, 两个子阵列的信号 DOA 分别为  $3.9^\circ$  和  $-2.2^\circ$ , 对应的两个权向量  $w_1$  和  $w_2$  形成的波束指向分别在  $4^\circ$  和  $-2^\circ$  附近。同理, 大角度扩展  $AS=50^\circ$  时的情况如图 5-4 所示。

## 5.2 分集增益和编码增益

由第 3 章的分析可知, 两种结合方案都是基于 Alamouti STBC 方案的基础上将波束形成与空时分组编码技术结合实现。通过适当的选取波束形成权向量和设计系统模型结构, 使得到达移动台的接收信号互不相关, 进而可以采用最大似然算法译码, 因此两种结合方案的分集增益都能达到理论最大值, 即传统的 2 发 1 收 Alamouti STBC 方案所能实现的满分集增益。此时, 两种结合方案的性能差异就主要体现在阵列增益上, 以下图 5-5 和图 5-6 分别给出了结合方案(I)和结合方案(II)在不同角度扩展条件下的阵列增益随信号中心波达角变化的情况。

在小角度扩展  $AS=10^\circ$  情况下, 由图 5-5 可以看出, 结合方案(II)的阵列增益对于不同的中心波达角方向均保持稳定, 大约在 1.75dB 左右。相反, 结合方案(I)的阵列增益则随着中心波达角的变化有一定波动, 当移动台处于扇

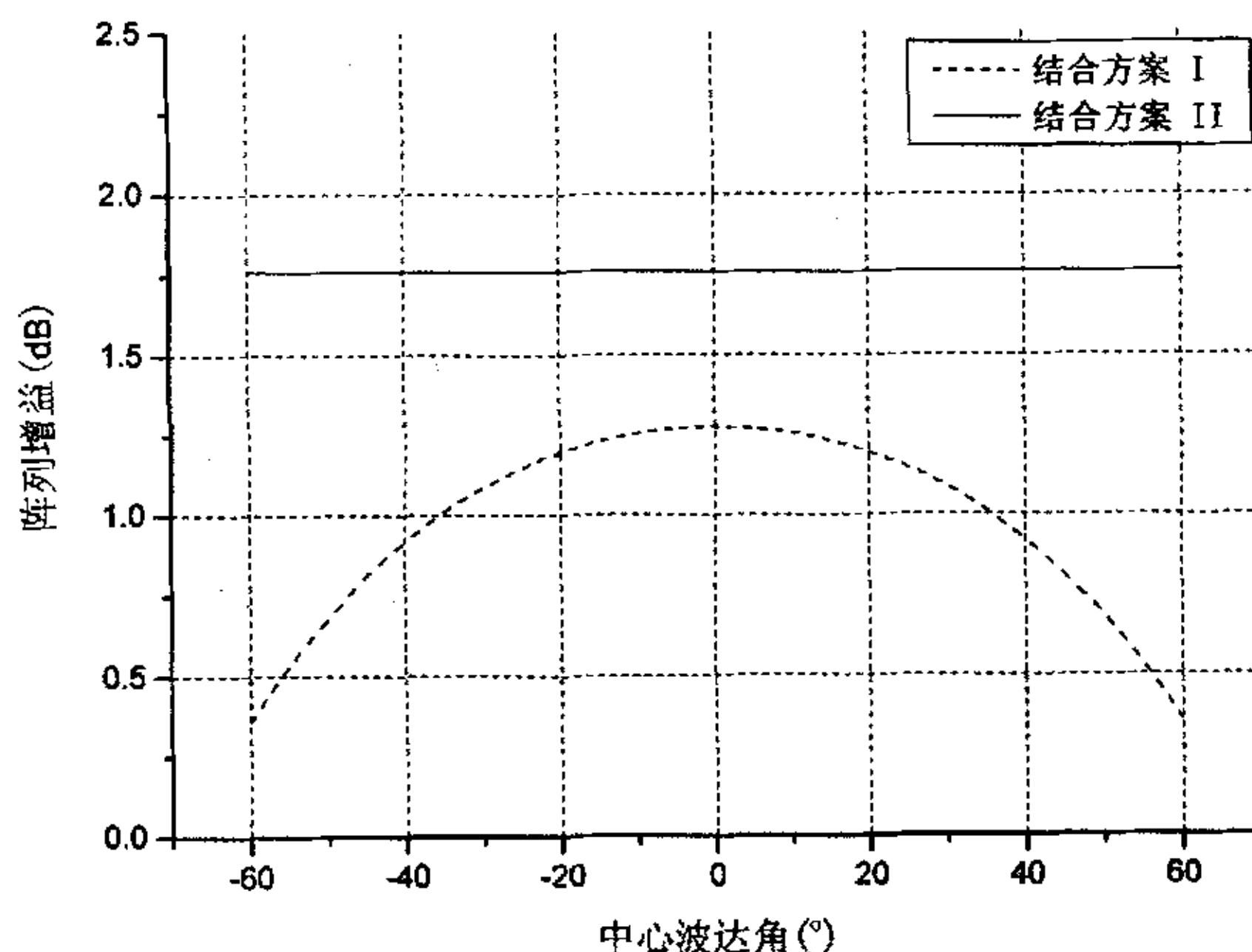


图 5-5 SNR=10dB,  $AS=10^\circ$  条件下两种结合方案的阵列增益

区中心，信号 DOA = 0° 时，结合方案(I)的阵列增益最大，大约为 1.3dB；随着信号波达角的增大，阵列增益逐渐减小。进一步，在大角度扩展 AS = 50° 条件下，观察图 5-6 可以发现，结合方案(II)的阵列增益仍保持稳定，且与小角度扩展时的性能相同。此时，结合方案(I)的性能逼近结合方案(II)，对于不同的中心波达角，其阵列增益只有很小的波动，基本上也趋于稳定。

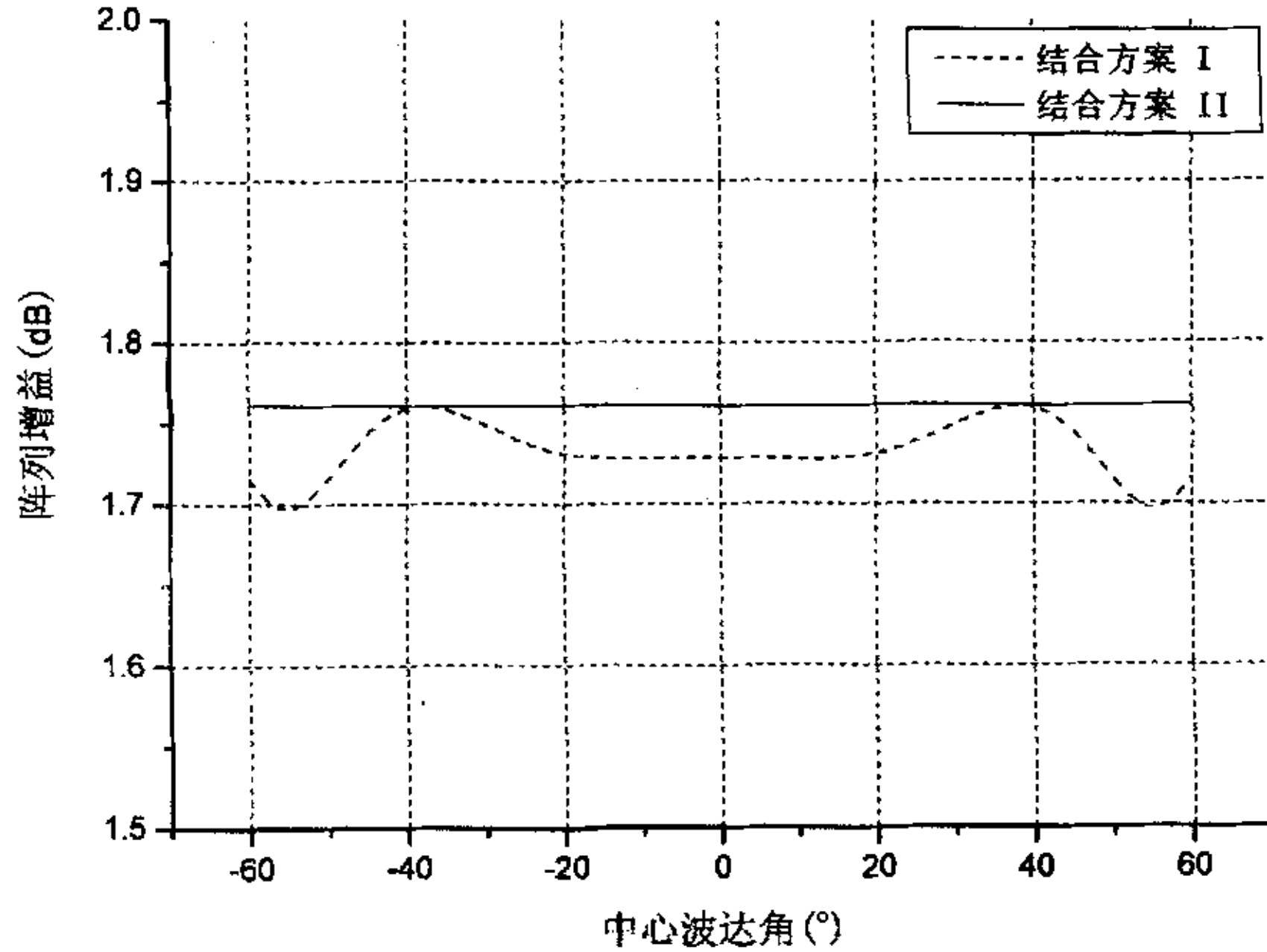


图 5-6 SNR=10dB, AS=50° 条件下两种结合方案的阵列增益

对于结合方案(I)，权向量同时作用在波束形成和空时编码两个方面。在小角度扩展时，达到基站的两条可分辨路径信号的相关性较强，为了在移动台使用最大似然译码，必须保证两路等效信道系数  $\beta_1$  和  $\beta_2$  是相互独立的，此时对两个权向量  $w_1$  和  $w_2$  的选取的约束条件较强，从而制约了波束形成的效果，使系统获得的阵列增益较小。相反，在大角度扩展条件下，两条可分辨路径信号的相关性较弱，因此权向量的选取受等效信道不相关条件的约束较小，可以尽可能的使移动台的接收信噪比最大化，优化波束形成的效果，使系统获得更大的阵列增益。所以，从图上反映出来大角度扩展时的阵列增益在整体上要优于小角度扩展时的情况。

对于结合方案(II)，系统结构保证了每个子阵列到达移动台的信道是互不相关的，因此波束形成权向量的选取不受额外条件的制约。对于每个子阵列形

成的波束，其指向都和来波信号的方向一致，无论角度扩展的大小，系统获得的阵列增益始终为最大值并且保持不变。

### 5.3 误码率性能

图 5-7 和图 5-8 分别给出了  $AS=10^\circ$ ,  $SNR=10\text{dB}$  和  $AS=50^\circ$ ,  $SNR=10\text{dB}$  条件下，两种结合方案的误码率随信号波达角变化的曲线。同时为了便于比较，也给出了传统的单天线发射、Alamouti STBC 和 6 阵元智能天线波束形成三种方案的性能曲线。

观察图 5-7 和图 5-8 可以发现，在任何 DOA 和 AS 条件下，两种结合方案的误码率性能都要优于单天线发射、Alamouti STBC 和 6 阵元智能天线波束形成技术。对于结合方案(I)，在小角度扩展时，其误码率有一定变化。当移动台位于扇区中心， $DOA=0^\circ$  时系统误码率最低；随着信号波达角的增大，误码率逐渐升高。大角度扩展时，结合方案(I)的误码率在  $[-40^\circ, 40^\circ]$  中心 DOA 范围内趋于稳定，并且优于小角度扩展时的情况。这是因为在小角度扩展条件下，结合方案(I)产生的两个正交波束的中心 DOA 非常接近，由图 5-5 可知，此时阵列增益受中心 DOA 变化的影响较大。随着角度扩展的增大，阵列增益

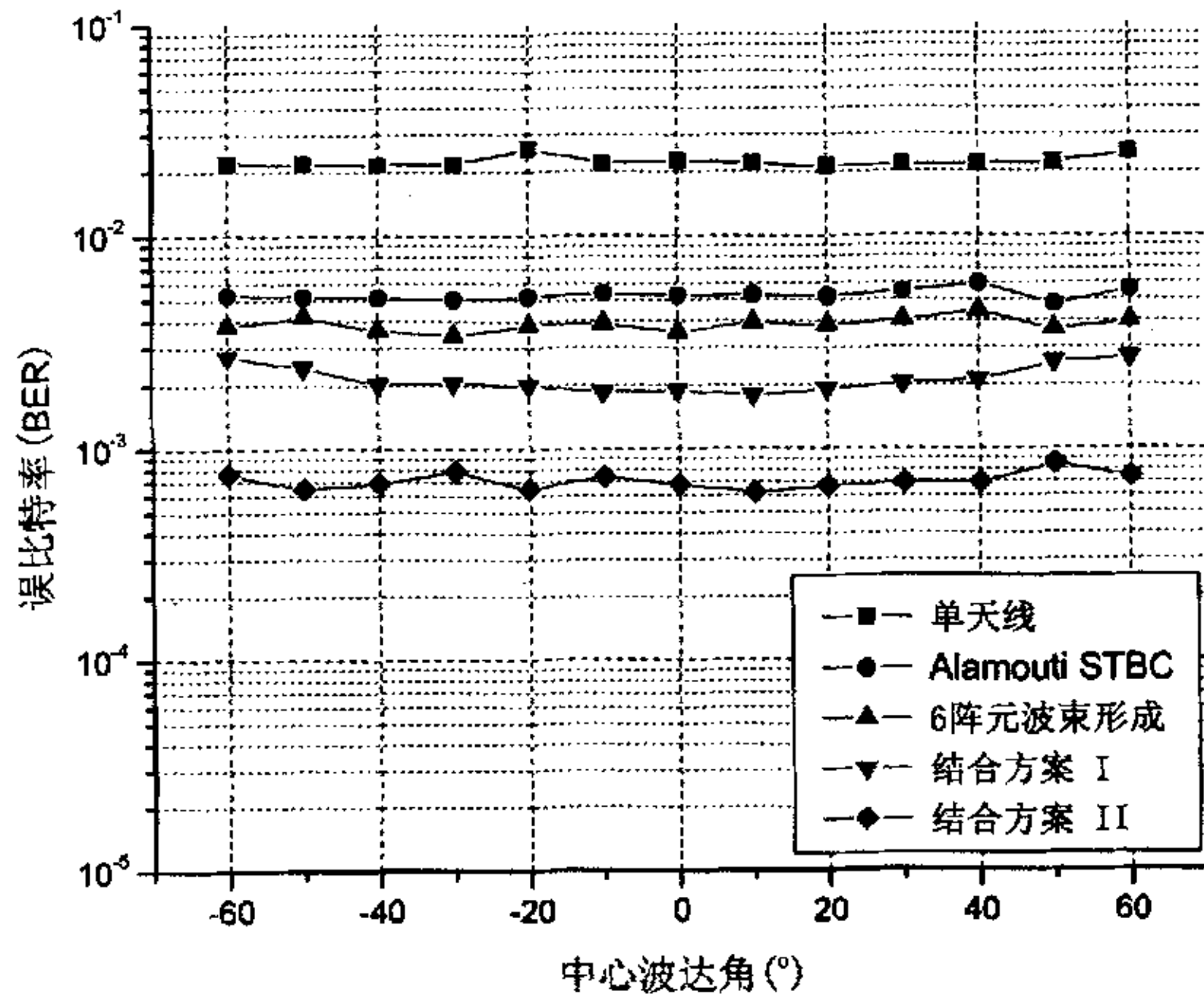


图 5-7 BPSK 调制,  $AS=10^\circ$  时，误码率随中心 DOA 变化的性能曲线

随中心 DOA 变化的波动减小, 趋于稳定。对于结合方案(II), 在任意 DOA 和 AS 条件下, 其误码率性能始终保持稳定, 大角度扩展时与结合方案(I)的误码率在一定的 DOA 范围内相近。这可以解释为, 结合方案(II)中的子阵列间隔足够大, 充分保证了两个子阵列到达接收天线的信道之间的不相关性。对于任意角度扩展, 系统在获得完全分集增益的同时, 阵列增益也是最大, 所以性能保持稳定。

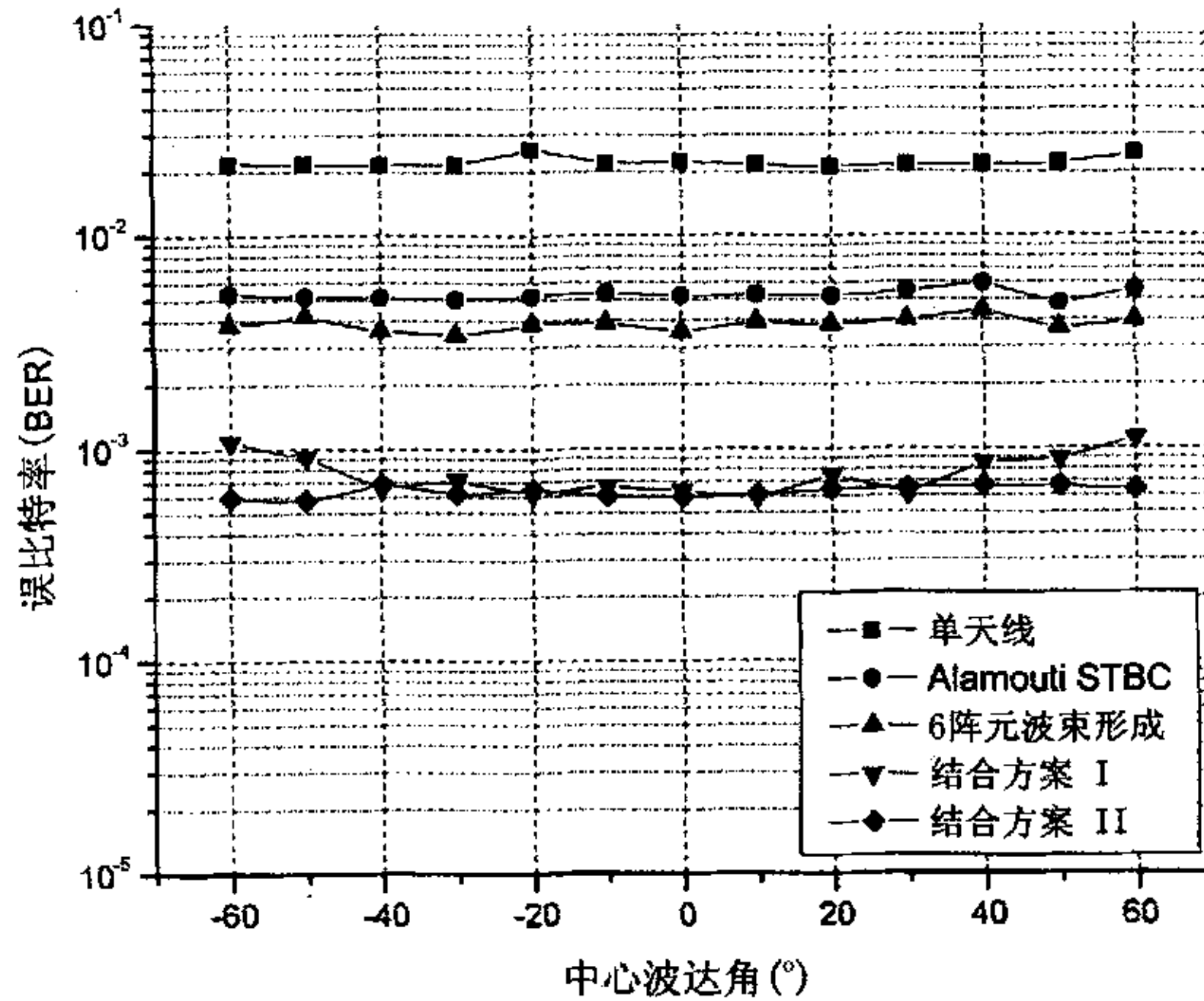


图 5-8 BPSK 调制, AS=50° 时, 误码率随中心 DOA 变化的性能曲线

图 5-9 和图 5-10 分别给出了 AS=10°, DOA=0° 和 AS=50°, DOA=0° 条件下, 五种方案的误码率随平均比特信噪比变化的曲线。

在误码率为  $10^{-3}$  时, 小角度扩展条件下结合方案(I)的 SNR 分别优于 Alamouti STBC 和 6 阵元波束形成大约 2dB 和 4dB; 大角度扩展条件下, 则达到 5dB 和 7dB。同样, 在误码率为  $10^{-3}$  时, 结合方案(II)的 SNR 分别优于 Alamouti STBC 和 6 阵元波束形成大约 5dB 和 7dB, 且对任意角度扩展均保持不变。进一步可以发现, 随着 SNR 的提高, 结合方案(II)的性能保持稳定, 始终优于 STBC 方案 5dB 左右; 而结合方案(I)的性能则逐渐逼近 STBC, 小角度扩展时其误码率曲线在 SNR>20dB 时与 STBC 几乎重合; 大角度扩展时随着 SNR 的提高, 其性能也有向 STBC 逼近的趋势。这是因为, 智能天线的作用主



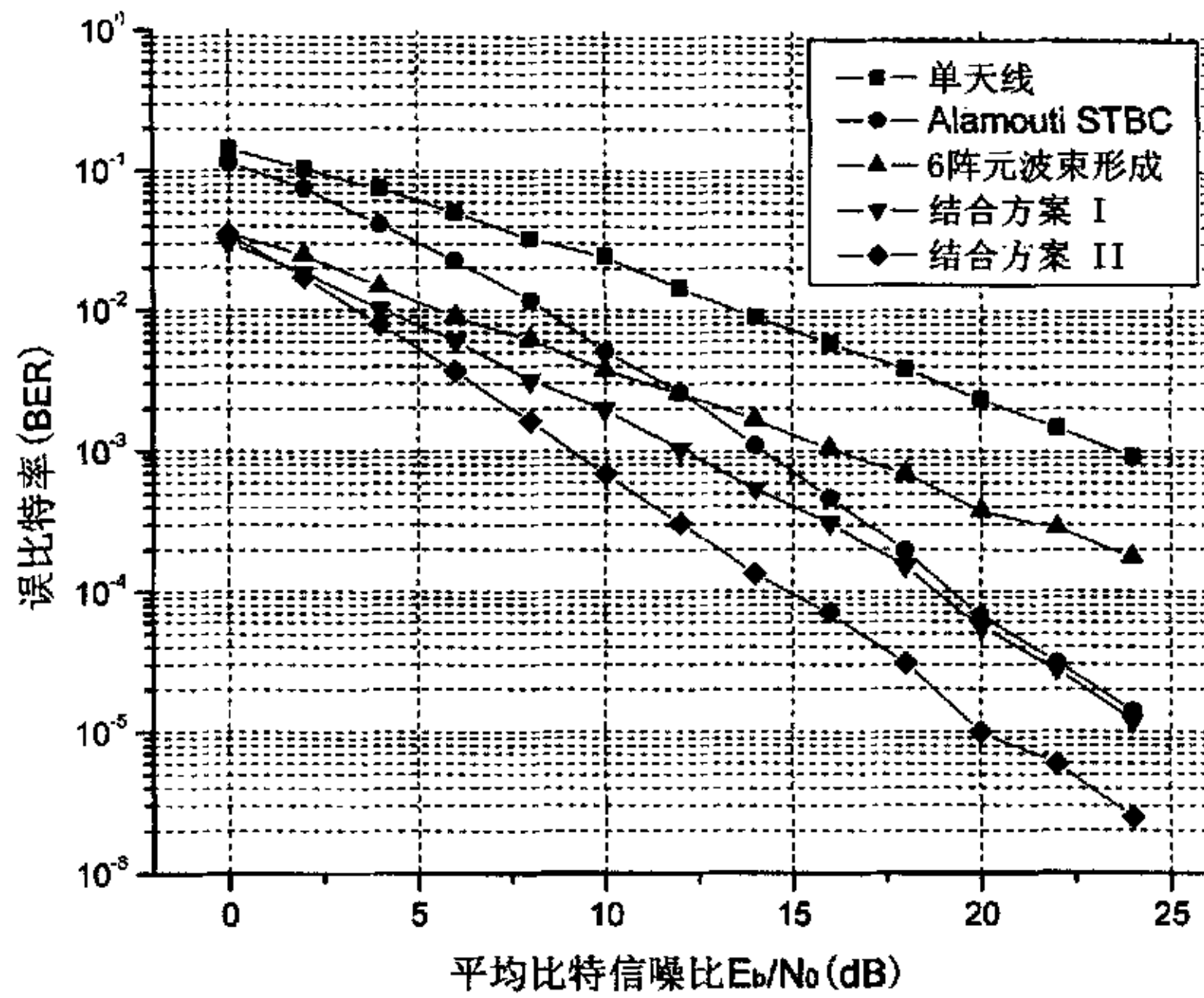


图 5-9 BPSK 调制,  $\alpha=10^\circ$  时, 误码率随 SNR 变化的曲线

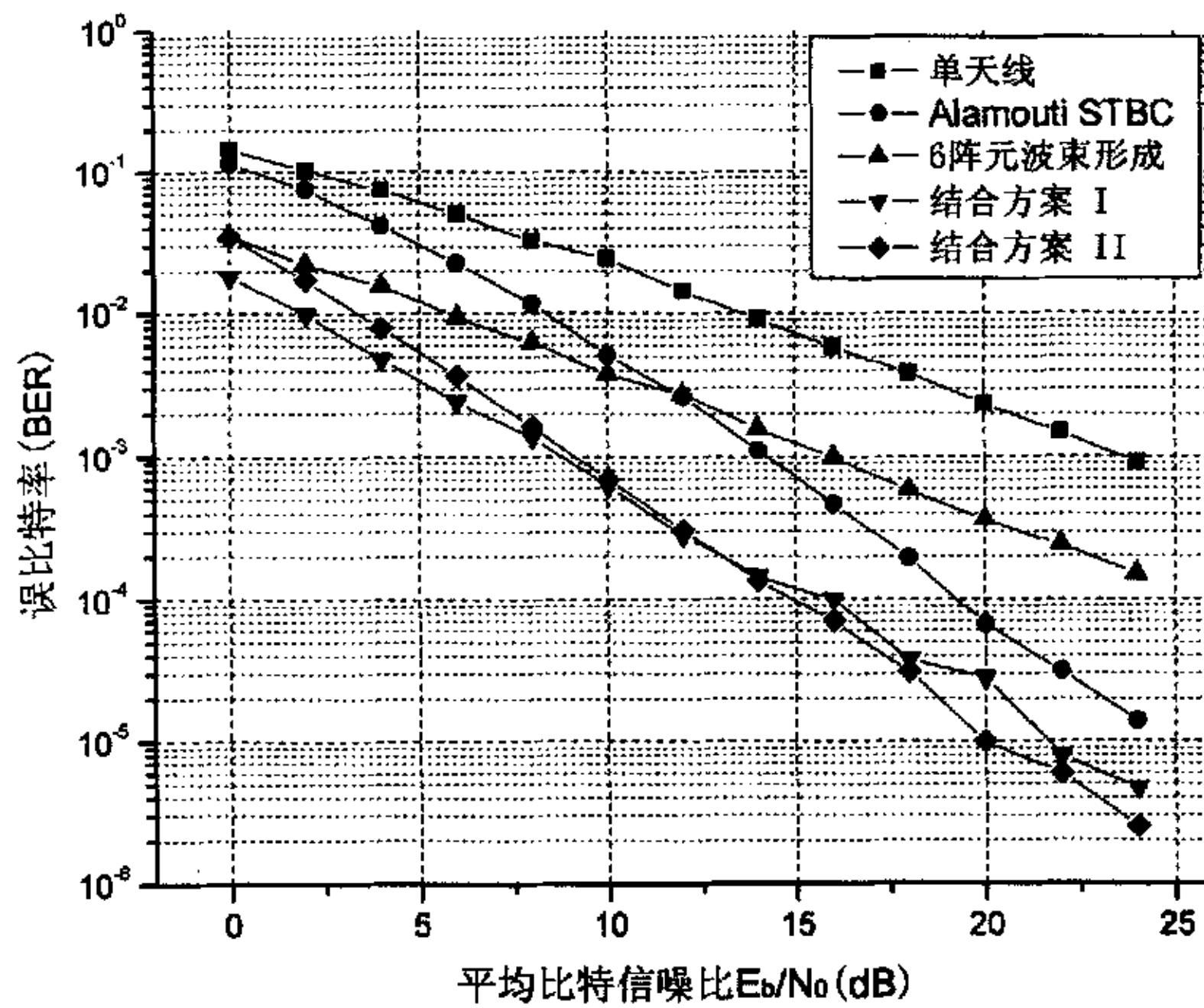


图 5-10 BPSK 调制,  $\alpha=50^\circ$  时, 误码率随 SNR 变化的曲线

要是在期望方向上形成主波束，提高信号增益，抑制噪声，而 STBC 发射分集则对抵抗多径衰落效果明显。对于结合方案(I)，发射权向量的选取首先要满足等效信道的不相关性，再考虑使移动台的接收信噪比最大，因此在高信噪比区间，接收信号功率已远大于噪声，智能天线引入的阵列增益相对于 STBC 带来的分集增益已经很小，此时系统性能的改善主要体现在抑制多径衰落的 STBC 上。

#### 5.4 最佳结合方案的选择

通过以上分析可知，两种结合方案的性能都优于传统的三种发射技术。结合方案(I)使用的是两个加权向量共同作用于同一天线阵列的结构，通过采用一定的算法对发射信号进行处理，同时实现了波束形成和 STBC 发射分集效果。

结合方案(I)中发射权向量的选取必须遵循以下原则：第一，保证两个到达接收机的加权信号互不相关，以确保空时编码的分集效果，这是首要目的。第二，在满足第一个目的的基础上对权值进行筛选，以实现波束形成的效果，达到在接收端尽可能高的信噪比和对其它用户尽可能低的用户间干扰。其优化的方法是直接对信道协方差矩阵进行奇异值分解来实现。这种算法虽然可以很好的实现两个互不相关的信道，但是因为要使整个权向量都受到正交条件的约束，必然会减小波束形成的效果，两者共用同一组权值，而这两者又没有必然的联系，不可能达到同时优化。因此，在信道相关性较弱的情形，即波束形成器受环境的影响发挥作用较小的场合，采用结合方案(I)可以达到较好的效果；而在信道相关性较强的环境下，即空时编码不能发挥效力，波束形成却可以达到最佳效果的场合，采用结合方案(I)对系统性能的提高就变得非常不稳定，存在一定瑕疵。而在移动通信业务的高发地区即城区环境中，信道相关性较强的情况是非常常见的。

结合方案(I)的优点是使用的发射天线比较容易实现，在实际系统中，采用单一的半波长天线阵列节省基站空间，考虑相关信道的传输条件时该方案优势明显。其存在的问题是该方案的适应性较差，系统性能不够稳定，受信号 DOA 和 AS 变化影响较大，仅在大角度扩展时其性能接近结合方案(II)。

与结合方案(I)不同的是，通过适当的设计系统结构，结合方案(II)中的两个加权向量分别作用在两个子阵列上，采用多波束分集发射的方式来同时实现波束形成和 STBC 发射分集的效果。由于波束形成权向量的选取不受信道不相

关条件的约束, 因此将发射权向量直接取为阵列的导引向量, 可以在获得满分集增益的同时, 最大限度的发挥波束形成的效果, 实现最优的信号传输。结合方案(II)的优势在于系统结构简单, 对接收机的要求较低。在任意 DOA 和 AS 条件下, 其误码率性能均保持稳定且优于结合方案(I)。其不足之处是该方案要求基站两个天线子阵列的间隔配置在 10 倍信号波长以上, 否则难以保证传输信道之间的不相关性。而这在实际环境中是很难实现的, 实际传输信道不可能是完全不相关的, 此时结合方案(II)的性能会有所下降。另外, 结合方案(II)在发射端的天线阵列占地空间较大, 对于基站处对发射天线阵列的体积没有限制时, 采用结合方案(II)获得的性能较好。

可以看出, 两种结合方案都存在各自的优势和不足, 适用于不同的环境和场合。根据实际情况的不同, 应选择相应的结合方案以取得较好的通信效果。比较两种方案的仿真结果我们得到, 在相同的条件下, 结合方案(II)的性能优于结合方案(I), 当移动台在扇区内运动, 信号 DOA 和 AS 迅速变化时, 其误码率性能保持相对稳定, 是一种较好的将波束形成和空时分组编码技术相结合的实施方案。

## 5.5 本章小结

本章完成了计算机仿真, 对仿真得到的数据进行了详细的分析和比较。首先, 分别从阵列波束方向图、分集增益、阵列增益和误码率性能这几方面着手, 分析评价了结合方案(I)和结合方案(II)在相同的发射天线阵元数, 不同的角度扩展(AS)条件下的性能, 并给出了相应的曲线。同时, 将两种结合方案与传统的单天线发射、Alamouti STBC 和智能天线波束形成三种技术在相同条件下的性能进行了比较。接着, 详细讨论了两种结合方案各自的优势和不足, 分析了产生的原因并指出各自的适用场合, 通过横向比较给出了最佳结合方案的选择, 最后得到本文研究的结论。仿真结果表明, 结合技术的使用是卓有成效的, 两种结合方案的性能都优于传统的三种发射技术。在使用相同的发射阵元数条件下, 基于子阵列分集的波束形成与 STBC 结合方案(II)其性能不受 DOA 和 AS 变化的影响, 保持稳定, 并且优于方案(I); 而基于智能天线的波束形成与 STBC 结合方案(I)其误码率性能随 DOA 和 AS 变化有较大波动, 仅在大角度扩展时其性能逼近方案(II)。

## 结 论

本文主要研究了智能天线波束形成与 MIMO 空时编码结合技术在下行链路的实现及其性能。文中提出了两种不同的结合技术实现方案，分别从信号处理和系统结构的角度同时实现了波束形成和发射分集的效果。结合方案(I)采用的是基于智能天线的  $M$  阵元单阵列结构，结合方案(II)使用的是两个  $M/2$  阵元子阵列分集发射的结构。在基站，结合技术中的空时分组编码选择了经典的 2 发 1 收 Alamouti STBC 方案，波束形成算法则采用了最大接收信噪比准则，移动台采用最大似然算法译码。

通过对仿真得到的数据进行分析 and 比较，本文得出了以下结论：

波束形成和空时分组编码技术的结合使用是十分有效的。两种结合方案在获得满分集增益的同时，还获得了一定的阵列增益。因此，两者的性能都要优于传统的单天线发射，Alamouti STBC 和智能天线波束形成三种技术。

比较两种方案的误码率性能曲线，可以看出：在使用相同的发射天线阵元数条件下，基于子阵列分集的波束形成与 STBC 结合方案(II)，其系统结构决定了发射子阵列到达接收天线的信道之间的不相关性，从而保证了移动台可以使用最大似然算法译码。此时，权向量直接选取为阵列导引向量，使得发射波束的指向与信号波达方向一致，实现了最优的信号传输。系统在获得满分集增益的同时，获得的阵列增益也是最大，并且保持稳定。因此，结合方案(II)的误码率性能不受 DOA 和 AS 变化的影响，并且优于结合方案(I)。随着接收 SNR 的提高，其性能始终优于 Alamouti STBC 方案 5dB 左右。

结合方案(II)的优势在于性能稳定，系统结构简单，对接收机的要求较低。对于基站处对发射天线阵列的体积没有限制时，采用结合方案(II)获得的性能较好。

相同条件下，基于智能天线的波束形成与 STBC 结合方案(I)，由于采用单阵列发射，为保证接收端可以使用最大似然译码，发射权向量的选取需要首先满足等效传输信道的不相关性，再考虑使移动台的接收信噪比最大。受此约束条件的限制，波束形成的效果就不能达到最优，其阵列增益随着约束条件的强弱而变化。小角度扩展时，信道的相关性较强，因此阵列增益较小；角度扩展增大时，由于信道的相关性减弱，权向量选取受到的约束条件也相应减弱，此时阵列增益增大。由此看出，结合方案(I)的误码率性能随 DOA 和 AS 变化有较大波动，仅在大角度扩展时其性能逼近方案(II)。另一方面，随着 SNR 的



提高, 结合方案(I)的性能有逐渐逼近 Alamouti STBC 方案的趋势。在高信噪比区间, 接收信号功率已远大于噪声, 智能天线引入的阵列增益相对于 STBC 带来的分集增益已经很小, 此时系统性能的改善主要体现在抑制多径衰落的 STBC 上。

在实际系统中, 结合方案(I)采用的单一半波长天线阵列节省基站空间且易于实现, 考虑相关信道的传输条件时该方案优势明显。

综上所述, 智能天线波束形成与 MIMO 空时编码结合技术的实现, 有效的抑制了多径衰落, 降低了多址干扰和同道干扰的影响, 使系统同时获得了阵列增益和分集增益, 极大的改善了系统性能。不同的结合方案可以应用到不同的场合。由于时间和作者水平的限制, 本文涉及的研究范畴内仍有很多有待进一步探索的相关问题, 例如多用户环境下结合技术的性能, 上行链路波束形成与空时编码结合技术的实现, 以及频率选择性衰落信道条件下结合技术的性能等。

智能天线和空时编码等多天线技术以其优良的特性展现出良好的发展前景。不同的多天线技术适用于不同的通信系统, 从发展的趋势来看, 多种多天线技术的有效组合可以适应多种不同的需求, 必将会在未来的移动通信领域发挥更大的作用。



## 参考文献

- 1 王超, 廖桂生, 张林让等. 智能天线与空时编码技术的性能分析. 电波科学学报. 2003,18(3): 252~255
- 2 黄开枝, 陈国安, 王京等. 智能天线和空间分集接收技术. 电视技术. 2002,(4): 99~104
- 3 王超, 张林让, 廖桂生等. 多相调制下的空时分组码性能分析. 西安电子科技大学学报. 2002,29(1): 82~86
- 4 G. J. Foschini. Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. Bell Laboratories Technical Journal. 1996,1(2): 41~59
- 5 李世鹤. 智能天线的原理和实现. 电信建设. 2001,(4): 12~19
- 6 张功国, 陈路, 徐成伍. 下一代移动通信中的多天线技术. 无线通信技术. 2004,(1): 5~8
- 7 葛云山, 冯恩波, 李德峰. 下一代移动通信中的空时编码技术. 天津通信技术. 2002,(3): 7~8
- 8 J. C. Liberti, Jr. T. S. Rappaport. 无线通信中的智能天线:IS-95 和第 3 代 CDMA 应用. 马凉等译. 机械工业出版社, 2002: 59~96 119~141
- 9 程健, 陈明, 程时昕. 无线通信领域中空时编码技术. 电路与系统学报. 2002,7(1): 66~71
- 10 桑怀盛, 李峥嵘. 智能天线的原理、自适应波束形成算法的研究进展与应用. 国防科技大学学报. 2001,23(6): 85~87
- 11 R. Negi, A. M. Tehrani, J. M. Cioffi. Space-Time Coding and Transmission Optimization for Wireless Channels. Proceedings of the 32nd Asilomar Conf. on Sig., Sys., and Comp.. 1998: 987~990
- 12 R. W. Heath, A. Paulraj. Multiple Antenna Arrays for Transmitter Diversity and Space-Time Coding. IEEE International Conference on Communications. 1999,1: 36~40
- 13 R. H. Morelos, M. Ghavami. Combined Beamforming and Space-Time Block Coding for High Speed Wireless Indoor Communication. [EB/OL] <http://citeseer.nj.nec.com/499118.html>
- 14 R. H. Morelos, M. Ghavami. Combined Beamforming and Space-Time Block

- Coding with a Sparse Array Antenna. The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications. 2002,2: 432~434
- 15 Zhong Lei, Francois P. S. Chin, Ying-Chang Liang. Combined Beamforming with Space-Time Block Coding for Wireless Downlink Transmission. 2002 IEEE 56th Vehicular Technology Conference. 2002,4: 24~28
  - 16 F. Zhu, M. S. Lim. Combined Beamforming with Space-Time Block Coding Using Double Antenna Array Group. Electronics Letters. 2004,40(13): 811~813
  - 17 F. Zhu, K. S. Ryu, M. S. Lim. Combined Beamforming with Space-Time Block Coding Using Double Antenna Array Group. 2004 IEEE 8th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. 2004: 755~758
  - 18 Linlin Wang, Shuxun Wang, Xiaoying Sun, et al. Combined Beamforming and Space-Time Block Coding for Wireless Communication. 2003 14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2003,1: 607~611
  - 19 Li Ping, Linrang Zhang. On a Hybrid Beamforming/Space-Time Coding Scheme. IEEE Communications Letters. 2004,8(1): 15~17
  - 20 Chen Sun, N. C. Karmakar. Environment-Oriented Beamforming for Space-Time Block Coded Multiuser MIMO Communications. 2004 IEEE Antennas and Propagation Society Symposium. 2004,2: 1744~1747
  - 21 H. Mostafa, M. Sean. Performance Evaluation of Space-Time Coded Smart Antenna Systems in Frequency Selective Channels. Proc. of the 2003 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology. 2003,12(1): 290~296
  - 22 M. Katz, J. Ylitalo. Extension of Space-Time Coding to Beamforming WCDMA Base Stations. IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings. 2000,2: 1230~1234
  - 23 Y. Zhou, F. Chin, Y. C. Liang, et al. Performance Comparison of Transmit Diversity and Beamforming for the Downlink of DS-CDMA System. IEEE Trans. on Wireless Communications. 2003,2(2): 320~334
  - 24 Lan Tang, Shuxun Wang, Xiaoying Sun. Joint Space-Time Block Code and Downlink Beamforming in FDD DS-CDMA Systems. Proceedings of the 2003 International Conference on Neural Networks and Signal Processing. 2003,2: 1455~1459

- 25 R. Negi, A. M. Tehranj, J. M. Cioffi. Adaptive Antenna for Space-Time Codes in Outdoor Channels. *IEEE Trans. on Communication*. 2002,50(12): 1918~1925
- 26 王鹏, 曹嵩. 第三代移动通信系统中的智能天线技术. *电信快报*. 2002,(1): 39~40
- 27 李宁, 郭艳, 郭莉. 智能天线中的波束形成算法. *解放军理工大学学报*. 2002,3(1): 36~39
- 28 S. P. Appenbaum. Adaptive Array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1976,24(5): 585~596
- 29 R. O. Schmidt. Multiple Emitter Location and Signal Parameters Estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1986,34(3): 276~280
- 30 R. Roy, A. Paulraja, T. Kailath. ESPRIT-A Subspace Rotation Approach to Estimation of Parameters of Cissoids in Noise. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1986,34(5): 1340~1342
- 31 W. Gardner. Simplification of MUSIC and ESPRIT by Exploitation of Cyclostationarity. *Proceedings of IEEE*. 1988,76(7): 845~847
- 32 任立刚, 宋梅, 乔强国等. MIMO+OFDM:新一代移动通信核心技术. *中国数据通信*. 2003,10: 102~105
- 33 陈其铭, 尹俊勋. 空时编码在多入多出无线通信系统中的应用. *移动通信*. 2003,6: 68~70
- 34 李正权, 胡光锐, 单红梅. 基于空时格形码的差分调制. *通信技术*. 2003,(3): 9~11
- 35 张贤达, 保铮. *通信信号处理*. 国防工业出版社, 2000: 529~531
- 36 A. F. Naguib, N. Seshadri, A. R. Calderbank. Space-Time Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communications. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2000,17(3): 77~91
- 37 V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank. Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communications: Performance Criteria and Code Construction. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1998,44: 744~765
- 38 S. M. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 1998,16(8): 1451~1458
- 39 V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank. Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results. *IEEE Journal on Selected*

- Areas in Communications. 1999,17(3): 451~460
- 40 Y. C. Liang, F. P. S. Chin. Downlink Channel Covariance Matrix (DCCM) Estimation and its Applications in Wireless DS-CDMA Systems. IEEE JSAC. 2001,19: 222~232
- 41 D. Gerlach, A. Paulraj. Base Station Transmitting Antenna Arrays for Multipath Environments. EURASIP Jour. Signal Processing. 1996,54(1): 59~73
- 42 查光明, 熊贤祚. 扩频通信. 西安电子科技大学出版社, 1990: 70~74
- 43 郭梯云, 杨家玮, 李建东. 数字移动通信. 人民邮电出版社, 1995,3: 217~227
- 44 彭林. 第三代移动通信技术. 电子工业出版社, 2003: 32~34
- 45 T. S. Rappaport. 无线通信原理与应用. 蔡涛, 李旭, 杜振民译. 电子工业出版社, 1999: 126~140
- 46 R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Snowerby, et al. Overview of Spatial Channel for Antenna Array Communication Systems. IEEE Personal Communications. 1998,5(1): 10~22
- 47 K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, B. H. Fleury. Power Azimuth Spectrum in Outdoor Environments. Electronics Letters. 1997,33(18): 1583~1584
- 48 F. Adachi, M. Feeny, A. Williamson, et al. Crosscorrelation Between the Envelopes of 900MHz Signals Received at a Mobile Radio Base Station Site. IEE Proc. Pt. F. 1986,133(6): 506~512

## 攻读学位期间发表的学术论文

- 1 Meng Weixiao, Qi Chenghang, Gu Lei. Joint Space/Time Equalization over Rear Feedback Filter for High-Speed Wireless Transmission. High Technology Letters. 2004,10(4): 24~28
- 2 Weixiao Meng, Lei Gu, Cheng Li. The Combined Beamforming and Space-Time Block Coding Technique for Downlink Transmission. Proc. IEEE WirelessCom 2005. Hawaii, USA, Jun. 2005



## 哈尔滨工业大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《智能天线波束形成与 MIMO 空时编码结合技术的研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨工业大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签字

日期：2005 年 6 月 30 日

## 哈尔滨工业大学硕士学位论文使用授权书

《智能天线波束形成与 MIMO 空时编码结合技术的研究》系本人在哈尔滨工业大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨工业大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨工业大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门送交论文的复印件和电子版本，允许论文被查阅和借阅。本人授权哈尔滨工业大学，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

保密 ☐，在      年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名：

日期：2005 年 6 月 30 日

导师签名：

日期：2005 年 6 月 30 日

## 致 谢

本文是在导师孟维晓副教授的悉心指导和关怀下完成的。孟老师认真负责、治学严谨。在本人攻读硕士学位期间，孟老师不但在学业上给予我无私的教诲和精心的培养，在日常生活中也给予了亲切的关怀和照顾。从孟老师那里，我不仅学到了宝贵的专业知识，也学到了踏实的工作态度和严谨的科研作风，在此向孟维晓老师表示衷心的感谢和崇高的敬意！

衷心感谢邢志强博士，史兢博士和吴宣利博士对于我在课题工作中遇到的困难和关键问题给予的宝贵意见。感谢赵国光、王尔馥、韩宇辉、孙永丽同学在课题工作中给予我的热心帮助和大力协助。

最后，感谢通信所的全体老师和工作人员，为我们创造了一个良好的学习工作环境；感谢我的家人和朋友对我的关心、支持和鼓励，使我能够顺利完成学业。