

摘要

我国无线通信标准化组织（CWTS）提出的TD-SCDMA标准使用了时分双工(TDD)和智能天线(SA)技术，与WCDMA、CDMA2000，WIMAX一起成为第三代移动通信系统的四大主流标准。智能天线技术作为TD-SCDMA标准的关键技术，是目前移动通信领域的一个研究热点。

但是，TD-SCDMA智能天线波束形成理论中存在的三个错误观点，即一副SA可以在一个载波上同时实现多个CDMA码道不同方向的定向发信；可以把上行收基带信号加权直接用在下行实现发信波束形成；SA的上下行信噪比增益基本相等。

基于此，本文对TD-SCDMA系统中的智能天线上下行处理过程进行了详细的分析，进行了以下工作：

1. 介绍了TD-SCDMA系统的技术特点，及其物理信道基本帧结构。简要地介绍了智能天线的基本原理；
2. 研究了TD-SCDMA中使用的信道估计和DOA估计联合算法的可行性，并给出了一种简单的基于鉴相法的DOA估计的实现方法；
3. 给出了基于相控阵理论的下行波束形成的分析模型，根据该模型证明了上行赋形权值和下行赋形权值的不可互易性，并指出了下行波束赋形在物理实现上的不可行性；
4. 证明了SA的上下行信噪比增益不相等，并指出了相关文献的错误结论。

关键词：智能天线、DOA、TD-SCDMA、波束形成

Abstract

Now more and more communication equipment manufacturers pay attention to TD-SCDMA that was lodged by CWTS, because TDD and SA are applied in TD-SCDMA. TD-SCDMA, WCDMA, CDMA2000 and WIMAX have been the most popular standards of 3G. Smart antenna is one of the important techniques in TD-SCDMA system, and is also a focus of mobile telecommunication field.

However, there are three wrong standpoints in recent smart antenna application theory, there are: (1) Using only one SA can forming multi-directional radiation beams on one carrier in CDMA systems. (2) The downlink beam forming weighted value can be used by the uplink beam forming. (3) The SNR gain of the uplink and downlink are the same.

We detailed analyse the uplink and downlink process of smart antennas in the system of TD-SCDMA. The main contributions of this dissertation are as follows:

1. A brief introduction about TD-SCDMA system is presented and the principle of smart antenna.
2. Research on the feasibility study for joint algorithm of the channel estimation and DOA estimation in the TD-SCDMA system, and we present a simple implementation of DOA estimation based on phase demodulation method.
3. The analytical model for downlink beam-forming based on the theory of phase array is given. Certificate the weighted values of the uplink and downlink beam forming don't have the reciprocity. Point out the infeasibility for the implementation of downlink beam forming.
4. Certificate the SNR gain of the uplink and downlink are not the same, and point out the error in some references.

Keywords: Smart antennas, DOA, TD-SCDMA, Beam forming

南京邮电大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知,除了文中特别加以标注和致谢的地方外,论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果,也不包含为获得南京邮电大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名: 解亮 日期: 2008年4月

南京邮电大学学位论文使用授权声明

南京邮电大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档,可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外,允许论文被查阅和借阅,可以公布(包括刊登)论文的全部或部分内容。论文的公布(包括刊登)授权南京邮电大学研究生部办理。

研究生签名: 解亮 导师签名: 马成祥 日期: 2008.4.10

第一章 绪论

1.1移动通信技术简介

1.1.1移动技术发展史

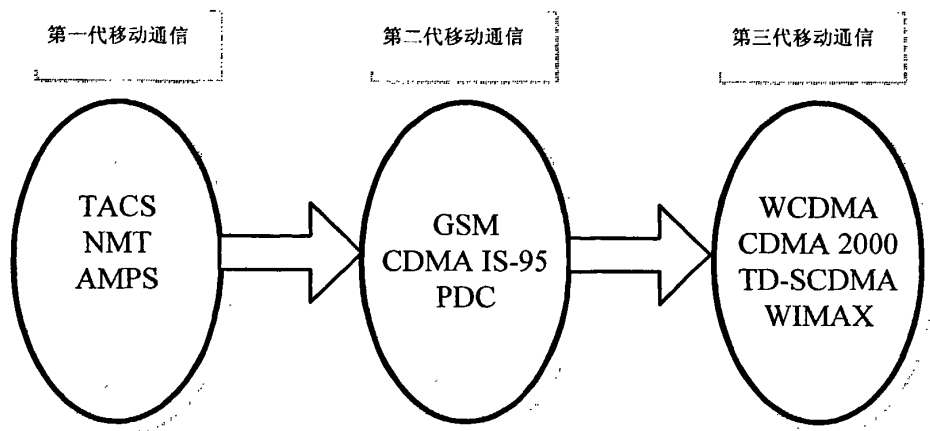


图 1-1 移动通信发展史

第一代移动通信系统的典型代表是美国AMPS系统、改进型系统TACS、NMT和NTT，AMPS（先进移动电话系统）使用模拟蜂窝传输的800MHz频带，在美洲和部分环太平洋国家广泛使用；TACS（全向入网通信系统）是80年代欧洲的模拟移动通信的制式，也是我国80年代采用的模拟移动通信制式，使用900MHz频带。而北欧也于瑞典开通了NMT（Nordic 移动电话）系统，德国开通C-450系统等。第一代移动通信系统为模拟制式，以FDMA技术为基础。

第二代移动通信系统（2nd Generation, 2G）是以传送语音和数据为主的数字通信系统，典型的系统有GSM（采用TDMA方式）、DAMPS、IS-95 CDMA和日本的JDC（现在改名为PDC）等数字移动通信系统。2G除提供语音通信服务之外，也可提供低速数据服务和短消息服务。

第三代移动通信系统（3rd Generation, 3G），国际电联也称IMT-2000（International Mobile Telecommunications in the year 2000），欧洲的电信业巨头们则称其为UMTS（通用移

动通信系统),最初包括WCDMA、TD-SCDMA和CDMA2000三大标准。ITU 要求IMT-2000 RTT 必须满足以下三种环境的要求。即:快速移动环境,最高速率达144kbit/s;室外到室内或步行环境,最高速率达384kbit/s;室内环境,最高速率达2Mbit/s[1]。2007年国际电信联盟(ITU)宣布WiMAX技术正式成为3G标准。

WCDMA, CDMA2000和TD-SCDMA均采用CDMA多址方式。但是, CDMA方式的主要技术缺陷是上下行容量基本相等,根据因特网业务的需求,下行容量应远大于上行容量的5倍以上,上行的宽带设置只会造成频谱资源的浪费。而且当增加发信功率时,系统产生的自干扰会加大,导致频道容量基本不变,无法利用发信功率换取频谱利用率。所以CDMA方式在小区内的频谱利用率很低。这也是导致停止执行cdma2000 3X标准,抛弃以CDMA为主转向以TDMA为基本方式的EV-DO (Evolution-Data Only)的主要原因。EV-DO方式需要一个独立的下行频道,与CDMA2000 3X相比其突出的改变是在下行链路中采用TDMA方式区分多个用户,利用插入的前置 W_n^{64} 区分不同的用户信道,并利用 W_n^{16} 在各用户占用时隙中构成用户码分子信道。各用户的扩频系数(SF)由基站BS据信号传播衰落情况决定, $SF \approx 80 \sim 2$ 。在1x EV-DO之后提出的1x EV-DV与1x EV-DO的主要不同是可以用一个载波同时传输语音、低速和高速信号,在传输语音与低速信号时使用与cdma2000 1x相同的无线配置,并将剩余的Walsh码资源组成两个TDMA信道用于高速信号的传输。相应的速率可分为81.6、158.4、3091.2kbps 18档,选用1/5 Turbo纠错编码,可选用QPSK、8PSK、16QAM调制方式。然而现在可以证明在多个CDMA信道中不可能实现高速数据传输,1x EV-DV标准已被废止。WCDMA分为时分双工(TDD)和频分双工(FDD)两类TDD-WCDMA系统是国际公认的步行移动通信系统,在国际上没有应用实例,属于应用价值极低,被搁置的标准。FDD-WCDMA的商用情况也不理想,基本没有赢利^[2]。对于未投入使用的TD-SCDMA系统,其许多内容与TDD-WCDMA雷同,不同点是TD-SCDMA标准引入了作为核心技术的智能天线,然而智能天线在CDMA系统中的作用存在许多异议,因此对TD-SCDMA系统的认识还待继续深入,有必要作更多的研究,使其能够得到更好的应用。应该认识到3G标准有许多不合理的地方,还有必要加以研究,以便在应用中予以修正。

1.1.2移动通信特点

1 移动通信必须利用无线电波进行信息传输。

移动通信的传播媒质允许通信中的用户可以在一定范围内自由活动,其位置不受束

缚，不过无线电波的传播特性一般都比较差。首先，移动通信的运行环境十分复杂，电波不仅会随着传播距离的增加而发生弥散损耗，并且会受到地形、地物的遮蔽而发生“阴影效应”，而且信号经过多点反射，会从多条路径到达接收地点，这种多径信号的幅度、相位和到达时间都不一样，它们相互叠加会产生电平衰落和时延扩展；其次，移动通信常常在快速移动中进行，这不仅可以引起多普勒频移，产生随机调频，而且会使得电波传播特性发生快速的随机起伏，严重影响通信质量。因此，必须根据移动通信信道的特征，对移动通信系统进行合理的设计。

2 移动通信是在复杂的干扰环境中运行的。

在移动通信系统中，除去一些常见的外部干扰，如天电干扰、工业干扰和信道噪声干扰外，系统本身和不同系统之间，还会产生这样那样的干扰。因为在移动通信系统中，常常有多个移动台在同一区域内通信，基站还会有多部收发信机在同一地点工作，这些无线电台之间会互相干扰。随着移动通信网所采用的制式不同，所产生的干扰也会有所不同（有的干扰在某一制式中容易产生，而在其他制式中不会发生）。综上所述，这些干扰有邻信道干扰、互调干扰、多址干扰、码间干扰等等。因此，在移动通信系统中，如何抑制和减少这些有害干扰的影响是至关重要的。

3 移动通信可以利用的频谱资源非常有限，而移动通信业务量的需求却与日俱增。

如何提高移动通信系统的通信容量，始终是移动通信发展中的焦点。为了解决这一矛盾，一方面要开辟和启用新的频段；另一方面要研究各种新技术和新措施，以压缩信号所占的频带宽度和提高频谱利用率。可以说，移动通信无论是从模拟向数字过渡，还是再向新一代发展，都离不开这些新技术和新措施的支撑。此外，有限频谱的合理分配和严格管理是有效利用频谱资源的前提，这是各国频谱管理机构和组织的重要职责。

4 移动通信系统的网络结构多种多样，网络管理和控制必须有效。

根据通信地区的不同需要，移动通信网络可以组成带状（如铁路公路沿线）、面状（如覆盖某一城市或地区）或立体状（如地面通信设施与中、低轨道卫星通信网络的综合系统）等。可以单网运行，也可以多网并行并实现互联互通。为此，移动通信网络必须具备很强的管理和控制功能，诸如用户的登记和定位、通信（呼叫）链路的建立和拆除、信道的分配和管理、通信的计费与鉴权、安全与保密管理以及用户过境切换和漫游的控制等。

5、移动通信设备必须适合在移动环境中使用。

移动通信对终端的主要要求是体积小、重量轻、耗电低、操作简单和携带方便。车载台和机载台除要求操作简单和维修方便外，还应保证在振动、冲击、高低温变化等恶劣环

境中正常工作。

1.2 智能天线的发展史与现状

无线移动通信中的智能天线的核心思想是，利用阵列天线的技术产生多个高增益的波束动态的跟踪UE，同时又在接收模式下，又能不受波束以外的信号干扰。其实每个形成的波束形成了一个独立信道，而在这个信道了频率和正交码都可以实现复用。可以想象，理想的智能天线能够可以每个波束对应一个终端，从而实现空分多址（SDMA）。

智能天线的技术核心是自适应天线波束赋形技术，它结合了自适应技术的优点，利用天线阵列对波束的汇成和指向的控制，产生多个独立的波束，可以自适应地调整其方向图以跟踪信号的变化。接收时，每个阵元的输入被自适应的加权调整，并与其他信号相加，以达到从混合的接收信号中解调出期望得到的信号并抑制干扰信号的目的，它对干扰方向调零，以减少甚至抵消干扰信号。发射时，根据从接收信号中获知的UE信号方位图，通过自适应的调整每个辐射阵元输出的幅度和相位，使得它们的输出在空间迭加，产生指向目标UE的赋形波束。

智能天线最早应用于雷达和声纳系统，主要用来完成空间滤波和定位，由根据一定几何规律排列的天线阵元组成。

在其发展过程中，其标志性研究成果主要有：一九六五年Howells提出了自适应陷波旁瓣对消器；一九六七年Widrow提出的最小均方（LMS）自适应算法用于自适应天线阵列；一九六九年Capon提出恒定增益指向最小方差波束形成器；一九七六年Applebaum发展了使信干噪比（SINR）最大化的反馈控制算法；一九七九年Schmidt提出了多重信号分类（MUSIC）算法，代表超分辨谱估计方法的诞生；一九八六年Roy等人提出了估计信号参数的旋转不变技术（ESPRIT）。一九九〇年以来，针对蜂窝移动通信体制及其信道，很多学者对智能天线的性能、算法和实现进行了大量研究工作，其中包括Swales等和Liberti等对采用智能天线后蜂窝通信系统性能改善的研究，Ertel等综述了阵列天线通信系统信道模型的研究，Agee提出最小二乘恒模算法，Rong等提出了适用于CDMA系统的多目标最小二乘恒模算法，Tanaka等研究了智能天线与RAKE结合的处理方法。一九九八年左右，AT&T Bell实验室学者将MIMO技术应用于无线通信系统，是无线移动通信领域智能天线技术的重大突破^[3]。

90年代中期，各国开始考虑将智能天线技术应用于无线通信系统。美国Arraycom公司

在时分多址的PHS系统中实现了智能天线；1997年，由我国信息产业部电信科学技术研究院控股的北京信威通信技术公司开发成功了使用智能天线技术的SCDMA无线用户环路系统。另外，在国内外也开始有众多大学和研究机构广泛地开展对智能天线的波束赋形算法和实现方案的研究。

1.3 TD-SCDMA标准的提出和发展历程

TD-SCDMA第三代移动通信标准是信息产业部电信科学技术研究院（现大唐电信集团）在国家主管部门的支持下，根据多年的研究而提出的具有一定特色的第三代移动通信系统标准。从ITU在全球征求IMT-2000无线传输方案开始，我国就积极参与第三代移动通信标准的研究和制定。其推进主要进程：

1998年11月 国际电联第八组织在伦敦召开第15次会议，确定要在日韩美欧中等10项方案中淘汰若干项。当时国际电联内代表美国利益的CDMA2000和代表欧洲利益的WCDMA正斗得激烈，对来自中国的TDS也是排斥有加。原邮电部科技司司长周寰向信产部领导求助，然后，中国信息产业部致函各外企驻中国机构，提醒他们注意“对TDS封杀可能造成的后果”。在巨大的中国市场诱惑下，最年轻，实力最弱的TDS得以保留。

1999年2月 中国的TD-SCDMA在3GPP中标准化。

2000年5月 在土耳其国际电联全会上，中国大唐集团（即前信产部科技研究院）的TDS系统被投票采纳为国际三大3G标准之一，与欧洲的WCDMA和美国的CDMA2000并列。

2001年3月 3GPP第11次全会正式接纳由中国提出的TD-SCDMA第三代移动通信标准全部技术方案。被3GPP接纳，就标志着TD-SCDMA已被全球电信运营商和设备制造商所接受。

2002年10月 信息产业部通过【2002】479号文件公布TD-SCDMA频谱规划，为TD-SCDMA标准划分了总计155MHz（1880-1920MHz、2010-2025MHz及补充频段2300-2400MHz共计155MHz频率）的非对称频段。^[4]

1.4论文的主要工作和章节安排

本论文主要内容安排如下：

第一章为绪论，介绍了移动通信技术的发展状况、智能天线系统的研究背景和发展状

况，阐述了TD-SCDMA系统标准的发展。

第二章介绍了TD-SCDMA系统独特的物理层结构和空中接口中的基本物理过程，并对TD-SCDMA系统所采用的关键技术作了简单分析。

第三章详细分析了智能天线技术，主要包括：智能天线的结构；智能天线的信号模型和智能天线的分类。

第四章研究了TD-SCDMA系统中智能天线的关键算法。

第五章研究了TD-SCDMA系统中智能天线的实现方式，分析了其具体应用的可行性

第六章总结全文并提出了下一步工作的展望。

第二章 TD-SCDMA的物理信道及物理层过程^[5]

一个物理信道是由频率、时隙、信道码、训练序列位移和无线帧分配等诸多参数来共同定义的。建立一个物理信道的同时，也就给出了它的初始结构。物理信道的持续时间可以无限长，也可以是分配所定义的持续时间。而物理层过程则告诉我们UE和基站是怎样通过物理信道交互的。所以研究TD-SCDMA的物理信道和物理过程对研究智能天线在TD中的使用是必要的

2.1TD-SCDMA的物理信道

2.1.1 TD-SCDMA帧结构分析

TD-SCDMA的帧结构如下图所示：

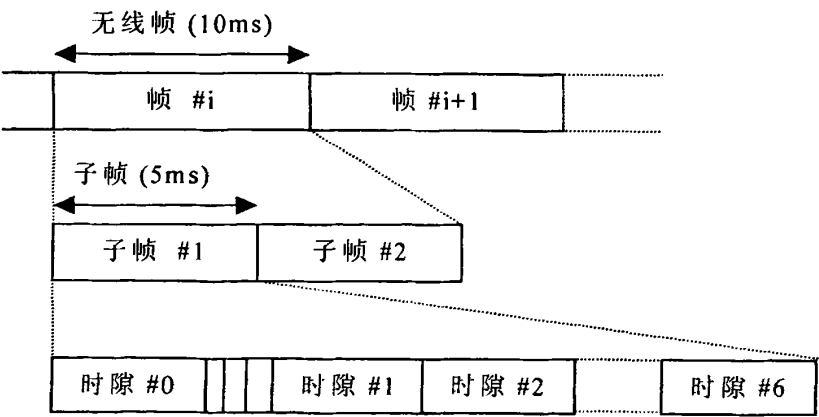


图2-1 TD-SCDMA帧结构

3GPP定义的一个TDMA帧长度为10ms。一个10ms的帧分成两个结构完全相同的子帧，每个子帧的时长为5ms。这是考虑到了智能天线技术的运用，智能天线每隔5ms进行一次波束的赋形。下面是一些帧结构的特点：子帧分成7个常规时隙（TS0～TS6）；每个时隙长度为864chips，占675us）；DwPTS（下行导频时隙，长度为96chips，占75us）；GP（保护间隔，长度96chips，75us）；UpPTS（上行导频时隙，长度160chips，125us）。子帧总长度为6400chips，占5ms，得到码片速率为1.28Mcps。

TS0总是固定地用作下行时隙来发送系统广播信息，是广播信道PCCPCH独自占用的时隙。而TS1总是固定地用作上行时隙。其它的常规时隙可以根据需要灵活地配置成上行或下行以实现不对称业务的传输，上下行的转换由一个转换点（Switch Point）分开。每个5ms的子帧有两个转换点（UL到DL和DL到UL），第一个转换点固定在TS0结束处，而第二个转换点则取决于小区上下行时隙的配置。

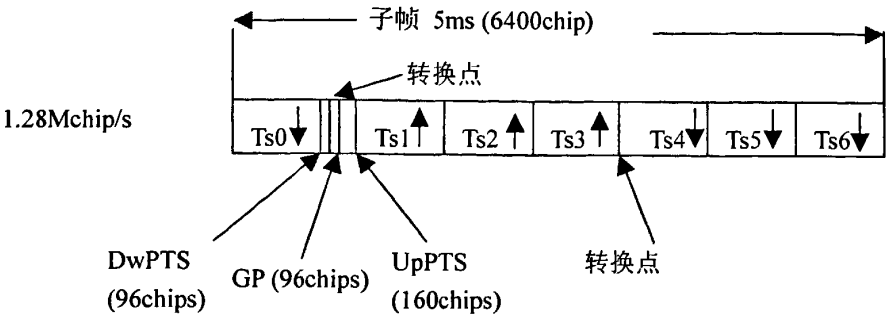


图2-2 TD-SCDMA系统 子帧结构

2.1.2 TD-SCDMA时隙结构分析

时隙结构也就是突发的结构。TD-SCDMA系统共定义了4种时隙类型，它们是DwPTS、UpPTS、GP和TS0~TS6。其中DwPTS和UpPTS分别用作上行同步和下行同步，不承载用户数据，GP用作上行同步建立过程中的传播时延保护，TS0~TS6用于承载用户数据或控制信息。

考虑到小区内距离基站不同距离用户接受DwPts和UpPts时间不同，而必须又要遵从上下行的同步关系，因此采用GP做为缓冲区，使不同的用户有足够的时间进行提前发送和接收。当然GP的长度决定了小区的最大覆盖距离。折合半径11.25km。对于大一些的小区，提前UpPTS将干扰临近UE的DwPTS的接收，这是允许和可接受的。

下行导频时隙（DwPTS）

作用：下行导频和下行同步。终端开机时必须取得下行导频信号。以便进行下行同步并通过BCH获取小区信息进行稍后的上行同步过程。

每个子帧中的DwPTS由Node B以最大功率在全方向或在某一扇区上发射。这个时隙通常是由长为64chips的SYNC_D（下行同步码）L和32chips的保护码间隔组成，其结构如图2-3所示。

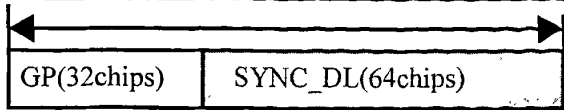


图2-3 DwPTS时隙结构

上行导频时隙（UpPTS）

作用：UpPTS是为上行同步而设计的，当UE处于空中登记和随机接入状态时，它将首先发射UpPTS，当得到网络的应答后，发送RACH。这个时隙通常由长为128chips的SYNC_UL（上行同步码）和32chips的保护间隔组成，其结构如图2-4所示。

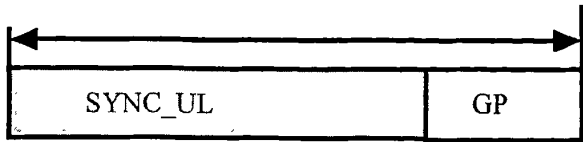


图2-4 UpPTS时隙结构

常规时隙

TS0~TS6共7个常规时隙被用作用户数据或控制信息的传输，它们具有完全相同的时隙结构。

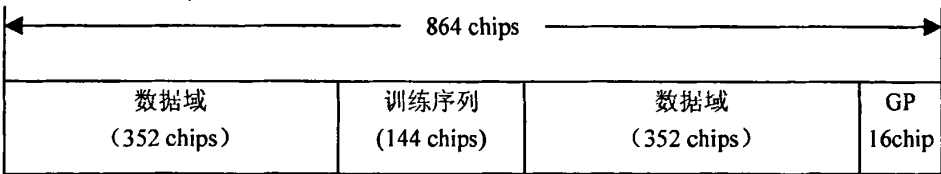


图2-5 常规时隙结构

数据域用于承载来自传输信道的用户数据或高层控制信息，除此之外，在专用信道和部分公共信道上，数据域的部分数据符号还被用来承载物理层信令。

TFCI（Transport Format Combination Indicator）用于指示传输的格式，对每一个CCTrCH，高层信令将指示所使用的TFCI格式。对于每一个所分配的时隙是否承载TFCI信息也由高层分别告知。如果一个时隙包含TFCI信息，它总是按高层分配信息的顺序采用该时隙的第一个信道码进行扩频。TFCI是在各自相应物理信道的数据部分发送，这就是说TFCI和数据比特具有相同的扩频过程。对于每个用户，TFCI信息将在每10ms无线帧里发送一次。

TPC（Transmit Power Control）用于功率控制，该控制信号每个子帧（5ms）发射一次。这也意味着TD的功控频率是每秒200次。每次调整步长为1，2，3Db。

SS（Synchronization Shift）是TD-SCDMA系统中所特有的，用于实现上行同步，他也

是每隔一个子帧进行一次调整。如图2-6所示：

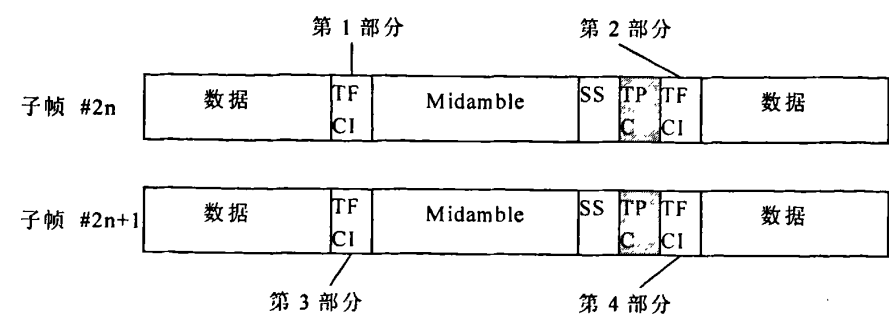


图2-6 TD-SCDMA物理层信令结构

Midamble码

整个系统有128个长度为128chips的基本midamble码，分成32个码组，每组4个。

一个小区采用哪组基本midamble码由基站决定，当建立起下行同步之后，移动台就知道所使用的midamble码组。Node B决定本小区将采用这4个基本midamble中的哪一个。同一时隙的不同用户将使用不同的训练序列位移。

训练序列的作用：（1）上下行信道估计；（2）功率测量；（3）上行同步保持。原则上，midamble的发射功率与同一个突发中的数据符号的发射功率相同。传输时Midamble码不进行基带处理和扩频，直接与经基带处理和扩频的数据一起发送，在信道解码时它被用作进行信道估计

2.1.3 TD-SCDMA的扩频与加扰

如图2-7中所示扩频调制主要分为扩频和加扰两步。所谓扩频就是用高于数据比特速率的数字序列与信道数据相乘，相乘的结果扩展了信号的带宽，将比特速率的数据流转换成了具有码片速率的数据流。扩频处理通常也叫做信道化操作，所使用的数字序列称为信道化码，这是一组长度可以不同但仍相互正交的码组。扰码与扩频类似，也是用一个数字序列与扩频处理后的数据相乘。与扩频不同的是，扰码用的数字序列与扩频后的信号序列具有相同的码片速率，所作的乘法运算是一种逐码片相乘的运算。扰码的目的是为了标识数据的小区属性。

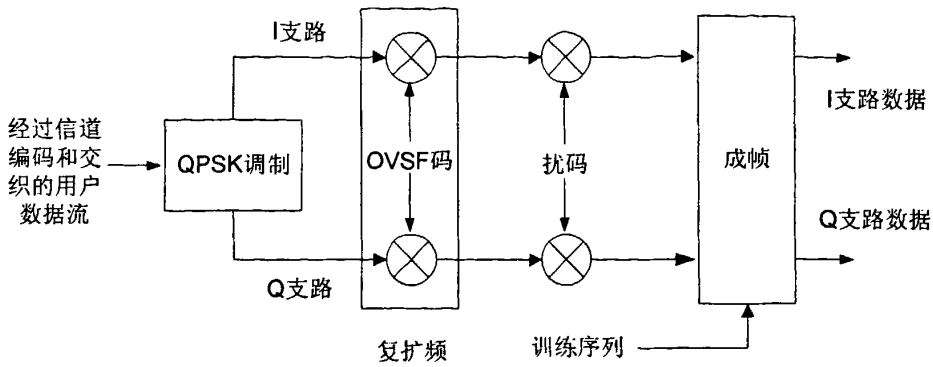


图 2-7 TD-SCDMA系统扩频调制框图（QPSK调制）

2.1.4 TD-SCDMA的码资源

TD-SCDMA系统中有以下码的对应关系：

小区有32个SYNC_DL码，小区有128个Midamble码，分为32组，每组4个，组的编号和SYNC_DL码号对应。知道了SYNC_DL码就可以确定下来Midamble的码组号，进而确定使用了哪一个Midamble码，每个Midamble码与扰码一一对应，这样整个小区使用的码就可以区分开来了。

扩频码

信道码 $\mathbf{c}^{(k)} = (c_1^{(k)}, c_2^{(k)}, \dots, c_{Q_k}^{(k)})$ 中的元素 $c_q^{(k)}$; $k=1, \dots, K$; $q=1, \dots, Q_k$, 可由 $V_c = \{1, j, -1, -j\}$ 得到。 $c_q^{(k)}$ 为OVSF码（正交可变长扩频码），它允许在同一个时隙中的信道采用不同的扩频因子并保持正交性。

扩频码 $\mathbf{c}^{(k)}$ 是由分配给第 k 个用户的长度为 Q_k 的二进制码 $\mathbf{a}_{Q_k}^{(k)} = (a_1^{(k)}, a_2^{(k)}, \dots, a_{Q_k}^{(k)})$ 产生。 $c_q^{(k)}$ 和 $a_q^{(k)}$ 的关系如下： $c_q^{(k)} = (j)^q \cdot a_q^{(k)}$ $a_q^{(k)} \in \{1, -1\}$; $q=1, \dots, Q_k$.

因此，CDMA中的码集 $\mathbf{c}^{(k)}$ 中的元素 $c_q^{(k)}$ 是实数、虚数交替取值的。

$\mathbf{a}_{Q_k}^{(k)}$ 是一种正交可变扩频因子(OVSF)码，保证在同一时隙上的不同扩频因子的扩频码保持正交。OVSF码可以用码树的方法来定义，它的生成树如图 所示。

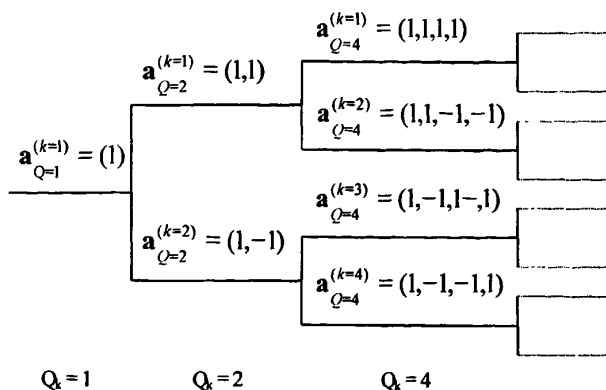


图 2-8 OVSF码树形结构图

扰码

一个数据符号经过长为 Q_k 的扩频码 $c^{(k)}$ 扩频后，还要经过一个扰码 $v = (v_1, v_2, \dots, v_{Q_{MAX}})$ 进行加扰。加扰前可以通过级联 Q_{MAX}/Q_k 个扩频数据。而实现长度匹配可用的扰码共 128 个扰码，分成 32 组，每组 4 个，扰码码组由基站使用的 SYNC_DL 序列确定。16 位长的扰码 v 为实数取值，具体格式可参见 3GPP TS 25.223。

SYNC_DL 码

在 TD-SCDMA 系统中，标识小区的码称为同步码 SYNC_DL，在下行导频时隙 (DwPTS) 发射。SYNC_DL 用来区分相邻小区以便于进行小区测量。与 SYNC_DL 有关的过程是下行同步、码识别和 P-CCPCH 交织时间的确定。每一子帧中的 DwPTS 的设计目的既是为了下行导频，同时也是为了下行同步，基站将在小区的全方向或在固定波束方向以满功率发送。DwPTS 由长为 64 chips 的 SYNC_DL 和长为 32 chips 的 GP 组成。

整个系统有 32 组长度为 64 的基本 SYNC_DL 码，一个 SYNC_DL 唯一地标识一个基站和一个码组，每个码组包含 4 个特定的扰码，每个扰码对应一个特定的基本 midamble 码。

为了产生长度为 64 的复值 SYNC_DL 码，需要使用基本二进制 SYNC_DL 码 $S = (s_1, s_2, \dots, s_{64})$ ，其元素与集合之间的关系由下式给出：

$$s_i = (j)j \cdot s_i \quad s_i \in \{1, -1\}, i=1, 2, \dots, 64$$

DwPTS 是一个 QPSK 调制信号，所有 DwPTS 的相位用来指示复帧中 P-CCPCH 上的 BCH 的 MIB 位置。SYNC_DL 码不需进行扰码。

SYNC_UL 码

在 TD-SCDMA 系统中，随机接入的特征信号称为 SYNC_UL，在上行导频时隙发射。

与SYNC_UL有关的过程有上行同步的建立和初始波束成形测量。

每一子帧中的UpPTS在随机接入和切换过程中用于建立UE和基站之间的初始同步,当UE处于空中登记和随机接入状态时,将发射UpPTS。UpPTS由长为128chips的SYNC_UL和长为32chips的GP组成。

整个系统有256个不同的基本SYNC_UL,分成32组,每组8个。前8个为第一组,第9个到第16个为第二组,依此类推。码组是由基站确定,因此,8个SYNC_UL对基站和已下行同步的UE来说都是已知的。当UE要建立上行同步时,将从8个已知的SYNC_UL中随机选择1个,并根据估计的定时和功率值在UpPTS中发射。

为了产生长度为128的复值SYNC_UL码,需要使用长度为128的基本二进制SYNC_UL码 $S=(s_1, s_2, \dots, s_{128})$,其元素与集合之间的关系由下式给出:

$$s_i = (-1)^{j(i)} \quad s_i \in \{1, -1\}, i=1, 2, \dots, 128。$$

midamble码

Midamble码又称训练序列,在同一小区同一时隙上的不同用户所采用的midamble码由同一个基本的midamble码经循环移位后而产生,整个系统有128个长度为128chips的基本midamble码,分成32个码组,每组4个。

一个小区采用哪组基本midamble码由基站决定,基站决定本小区将采用这4个基本midamble中的哪一个。一个载波上的所有业务时隙必须采用相同的基本midamble码。而且midamble的发射功率与同一个突发中的数据符号的发射功率相同。

2.1.5 TD-SCDMA的物理信道分类

物理信道根据其承载的信息不同被分成了不同的类别,有的物理信道用于承载传输信道的数据,而有些物理信道仅用于承载物理层自身的信息

1. 专用物理信道

专用物理信道DPCH (Dedicated Physical CHannel) 用于承载来自专用传输信道DCH的数据。物理层将根据需要把来自一条或多条DCH的层2数据组合在一条或多条编码组合传输信道CCTrCH (Coded Composite Transport CHannel) 内,然后再根据所配置物理信道的容量将CCTrCH数据映射到物理信道的数据域。DPCH可以位于频带内的任意时隙和任意允许的信道码,信道的存在时间取决于承载业务类别和交织周期。一个UE可以在同一时刻被配置多条DPCH,若UE允许多时隙能力,这些物理信道还可以位于不同的时隙。物理层

信令主要用于DPCH。

对物理信道数据部分的扩频包括两步操作：一是信道码扩频，即将每一个数据符号转换成一些码片（扩频因子，SF），因而增加了信号的带宽。第二步是加扰处理，即将扰码加到已被扩频的信号。

下行物理信道采用的扩频因子为16，多个并行的物理信道可用于支持更高的数据速率，这些并行的物理信道可以采用不同的信道码同时发射。下行物理信道也可以采用SF=1的单码道传输。

上行物理信道的扩频因子可以从1~16之间选择。对于多码传输，UE在每个时隙最多可以同时使用两个物理信道（信道码），这两个物理信道采用不同的信道码发射。

2. 公共物理信道

根据所承载传输信道的类型，公共物理信道可划分为一系列的控制信道和业务信道。在3GPP的定义中，所有的公共物理信道都是单向的（上行或下行）。

（1）主公共控制物理信道

主公共控制物理信道（P-CCPCH, Primary Common Control Physical CHannel）仅用于承载来自传输信道BCH的数据，提供全小区覆盖模式下的系统信息广播，信道中没有物理层信令TFCI、TPC或SS。为了满足信息容量的要求，P-CCPCH使用两个码分信道来承载BCH数据（P-CCPCH1和P-CCPCH2）。UE上电后将搜索并解码该信道上的数据以获取小区系统信息。P-CCPCHs映射到时隙#0（TS0）的开始两个码道（ $c_{Q=16}^{(k=1)}$ 和 $c_{Q=16}^{(k=2)}$ ），并采用扩频因子SF=16。

（2）辅公共控制物理信道

辅公共控制物理信道（S-CCPCH, Secondary Common Control Physical CHannel）用于承载来自传输信道FACH和PCH的数据。S-CCPCH固定使用SF=16的扩频因子，不使用物理层信令SS和TPC，但可以使用TFCI，S-CCPCH所使用的码和时隙在小区中广播，信道的编码及交织周期为20ms。受容量限制，S-CCPCH也使用两个码分信道（S-CCPCH1和S-CCPCH2）来构成一个S-CCPCH信道对。该信道可位于任一个下行时隙，使用时隙中的任意一对码分信道和Midamble移位序列。在TS0，主、辅公共控制信道也可以进行时分复用。在一个小区中，可以使用一对以上的S-CCPCHs。

（3）快速物理接入信道

快速物理接入信道（FPACH, Fast Physical Access CHannel）不承载传输信道信息，因而与传输信道不存在映射关系。NODE B 使用FPACH来响应在UpPTS时隙收到的UE接入

请求, 调整UE的发送功率和同步偏移。FPACH的扩频因子 $SF=16$, 单子帧交织, 信道的持续时间为5 ms, 数据域内不包含SS和TPC控制符号。因为FPACH不承载来自传输信道的数据, 也就不需要使用TFCI。小区中配置的FPACH数目以及时隙、信道化码、Midamble码位移等信息由系统信息广播。

(4) 物理随机接入信道

物理随机接入信道 (PRACH, Physical Random Access CHannel) 用于承载来自传输信道RACH的数据。PRACH为上行信道, 它可以使用的扩频因子有16、8、4。PRACH可采用的扩频码及相对应的扩频因子在BCH上进行广播 (在BCH中RACH配置参数中)。受信道容量限制, 对不同的扩频因子, 信道的其它结构参数也相应发生变化:

$SF=16$: PRACH使用2条码分信道, 持续时间为2个子帧 (10 ms);

$SF=8$: PRACH使用1条码分信道, 持续时间为2个子帧 (10 ms);

$SF=4$: PRACH使用1条码分信道, 持续时间为1个子帧 (5 ms)。

PRACH信道可位于任一上行时隙, 使用任意允许的信道化码和Midamble位移序列。小区中配置的PRACH信道 (或 $SF=16$ 时的信道对) 数目与FPACH信道的数目有关, 两者配对使用。传输信道RACH的数据不与来自其它传输信道的数据编码组合, 因而PRACH信道上没有TFCI, 也不使用SS和TPC控制符号。

(5) 物理上行共享信道

物理上行共享信道 (PUSCH, Physical Uplink Shared CHannel) 用于承载来自传输信道USCH的数据。所谓共享指的是同一物理信道可由多个用户分时使用, 或者说信道具有较短的持续时间。由于一个UE可以并行存在多条USCH, 这些并行的USCH数据可以在物理层进行编码组合, 因而PUSCH信道上可以存在TFCI。但信道的多用户分时共享性使得闭环功率控制过程无法进行, 因而信道上不使用SS和TPC (上行方向SS本来就无意义, 为上、下行突发结构保持一致SS符号位置保留, 以备将来使用)。信道的其它物理层参数与上行方向的DPCH基本相同。

(6) 物理下行共享信道

物理下行共享信道 (PDSCH: Physical Downlink Shared CHannel) 用于承载来自传输信道DSCH的数据。在下行方向, 传输信道DSCH不能独立存在, 只能与FACH或DCH相伴而存在, 因此作为传输信道载体的PDSCH也不能独立存在。DSCH数据可以在物理层进行编码组合, 因而PDSCH上可以存在TFCI, 但一般不使用SS和TPC, 对UE的功率控制和定时提前量调整等信息都放在与之相伴的PDCH信道上。信道的其它物理层参数与下行方向

的DPCH基本相同。

(7) 寻呼指示信道

寻呼指示信道 (PICH: Paging Indicator CHannel) 不承载传输信道的数据, 但却与传输信道PCH配对使用, 用以指示特定的UE是否需要解读其后跟随的PCH信道 (映射在S-CCPCH上)。PICH固定使用扩频因子SF=16。一个完整的PICH信道由两条码分信道构成。信道的持续时间为两个子帧 (10ms)。根据需要, 也可将多个连续的PICH帧构成一个PICH块。PICH信道配置所需的物理层参数、信道数目以及信道结构等信息由系统信息广播。

2.2 TD-SCDMA的物理过程

2.2.1 小区搜索过程

在初始小区搜索中, UE搜索到一个小区, 建立DwPTS同步, 获得扰码和基本midamble码, 控制复帧同步, 然后读取BCH信息。初始小区搜索利用DwPTS和BCH进行。

初始小区搜索按以下步骤进行:

1. 搜索DwPTS

UE利用DwPTS中SYNC_DL得到与某一小区的DwPTS同步, 这一步通常是通过一个或多个匹配滤波器 (或类似的装置) 与接收到的从PN序列中选出来的SYNC_DL进行匹配实现。为实现这一步, 可使用一个或多个匹配滤波器 (或类似装置)。在这一步中, UE必须要识别出在该小区可能要使用的32个SYNC_DL中的哪一个SYNC_DL被使用。

2. 扰码和基本训练序列码识别

UE接收到P-CCPCH上的midamble码, DwPTS紧随在P-CCPCH之后。每个DwPTS对应一组4个不同的基本midamble码, 因此共有128个互不相同的基本midamble码。基本midamble码的序号除以4就是SYNC_DL码的序号。因此, 32个SYNC_DL和P-CCPCH的32个midamble码组一一对应, 这时UE可以采用试探法和错误排除法确定P-CCPCH到底采用了哪个midamble码。在一帧中使用相同的基本midamble码。由于每个基本midamble码与扰码是相对应的, 知道了midamble码也就知道了扰码。根据确认的结果, UE可以进行下一步或返回到第一步。

3. 实现复帧同步

UE搜索在P-CCPCH里的BCH的复帧MIB (Master Indication Block), 它由经过QPSK调

制的DwPTS的相位序列（相对于在P-CCPCH上的midamble码）来标识。控制复帧由调制在DwPTS上的QPSK符号序列来定位。 n 个连续的DwPTS可以检测出目前MIB在控制复帧中的位置。

4. 读广播信道BCH

UE利用前几步已经识别出的扰码、基本训练序列码、复帧头读取被搜索到小区的BCH上的广播信息，根据读取的结果，UE可以得到小区的配置等公用信息。

2.2.2上行同步及同步维护

对于TD-SCDMA系统来说，UE支持上行同步是必须的。当UE加电后，它首先必须建立起与小区之间的下行同步。只有当UE建立了下行同步，它才能开始上行同步过程。上行同步的建立是在随机接入过程中完成的，它涉及到UpPCH和PRACH。虽然UE可以接收到来自Node B的下行信号，但是它与Node B间的距离却是未知的。这将导致上行发射的非同步。为了使同一小区中的每一个UE发送的同一帧信号到达Node B的时间基本相同，避免大的小区中的连续时隙间的干扰，Node B可以采用时间提前量调整UE发射定时。因此，上行方向的第一次发送将在一个特殊的时隙UpPTS上进行，以减小对业务时隙的干扰。UpPCH所采用的定时是根据对接收到的DwPCH和/或P-CCPCH的功率来估计的。在搜索窗内通过对SYNC_UL序列的检测，Node B可估算出接收功率和定时，然后向UE发送反馈信息，调整下次发射的发射功率和发射时间，以便建立上行同步。这是在接下来的四个子帧中由FPACH来完成的。UE在发送PRACH后，上行同步便被建立。上行同步同样也将适用于上行失步时的上行同步再建立过程中。

上行同步建立以后，可以通过发送相对下行链路接收时间的上行链路提前时间来维护。上行同步的维护可以利用每个上行突发的中间导频(midamble)区域。在每个上行时隙中每个UE的midamble不同。NodeB可以通过计算同一时隙中每个UE的信道冲激响应估计时间。之后，在下一个可用的下行时隙中，NodeB发送同步偏移(SS)命令使UE能够适当地调整其Tx时间。

2.2.3随机接入

任何时候高层请求在RACH上发送一条消息时就会调用下面描述的物理随机接入过程。物理随机接入过程由RRC和MAC的原语控制。

随机接入准备

当UE处于空闲模式时，它将保持下行同步并读取小区广播信息。从该小区所用到的DwPTS中使用的SYNC-DL码，UE可以得到为随机接入而分配给UpPTS的8个SYNC_UL码(签名)的码集。一共有256个不同的SYNC_UL码序列，其序号除以8就是DwPTS中的SYNC_DL的序号。从小区广播信息中UE可以知道PRACH信道的详细情况(采用的码、扩频因子、midamble码和时隙)、FPACH信道的详细信息(采用的码、扩频因子、midamble码和时隙)以及其它与随机接入有关的信息。因此，当发送SYNC-UL序列时，UE知道接入时所使用的FPACH资源，P-RACH资源和CCPCH资源。UE 需要在UpPCH发射之前对关于随机接入的BCH 信息进行解码。

随机接入过程

在UpPTS中紧随保护时隙之后的SYNC_UL序列仅用于上行同步，UE从它要接入的小区所采用的8个可能的SYNC_UL码中随机选择一个，并在UpPTS物理信道上将它发送到基站。然后UE确定UpPTS的发射时间和功率(开环过程)，以便在UpPTS物理信道上发射选定的特征码。一旦Node B检测到来自UE的UpPTS信息，那么它到达的时间和接收功率也就知道了。Node B确定发射功率更新和定时调整的指令，并在以后的4个子帧内通过FPACH(在一个突发/子帧消息)将它发送给UE。一旦当UE从选定的FPACH(与所选特征码对应的FPACH)中收到上述控制信息时，表明Node B已经收到了UpPTS序列。然后，UE将调整发射时间和功率，并确保在接下来的两帧后，在对应于FPACH的PPACH信道上发送RACH。在这一步，UE发送到Node B的RACH将具有较高的同步精度。之后，UE将会在对应用于FACH的CCPCH的信道上接收到来自网络的响应，指示UE发出的随机接入是否被接收，如果被接收，将在网络分配的UL及DL专用信道上通过FACH建立起上下行链路。在利用分配的资源发送信息之前，UE可以发送第二个UpPTS并等待来自FPACH的响应，从而可得到下一步的发射功率和SS的更新指令。接下来，基站在FACH信道上传送带有信道分配信息的信息，基站和UE间进行信令及业务信息的交互。

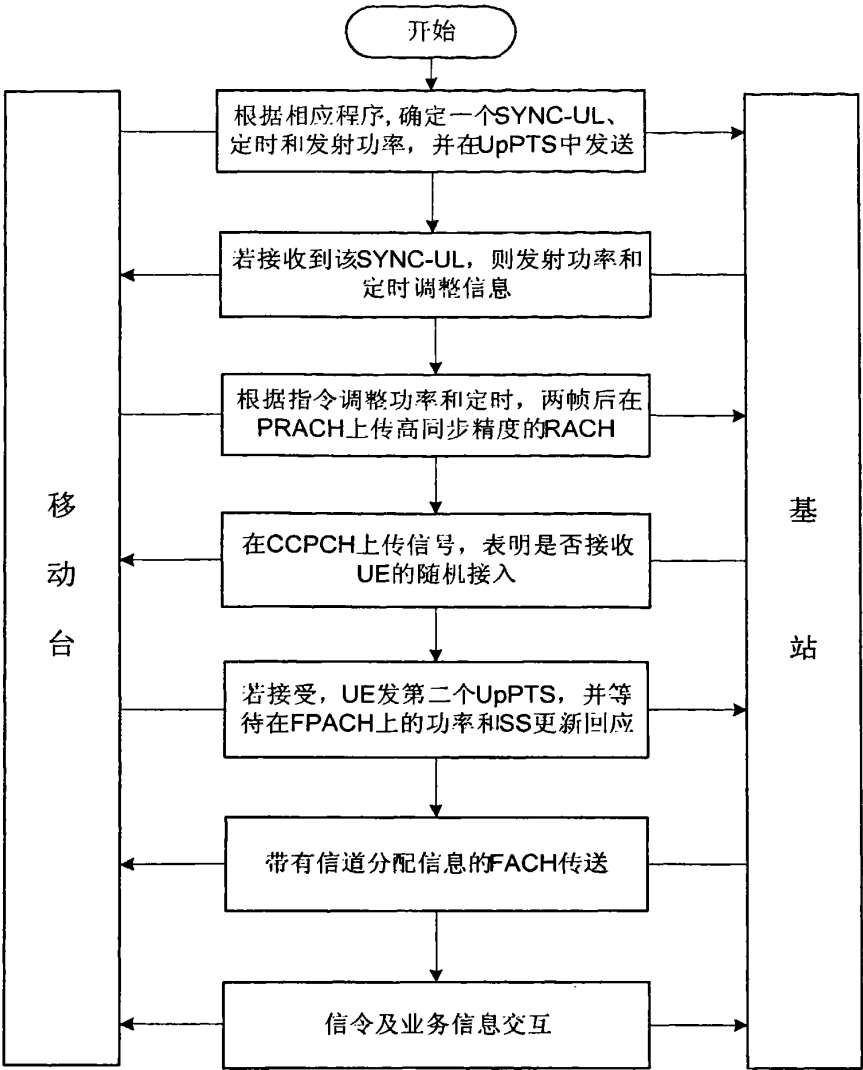


图2-9 TD-SCDMA的随机接入过程

2.3本章小结

本章给出了TD-SCDMA的物理层基本结构, 分析了具体的物理过程, 为分析TD-SCDMA的智能天线应用提供了基础。

第三章 智能天线原理

智能天线是一种由多个天线单元组成的阵列天线。接收时，每个阵元的输入被自适应的加权调整，并与其他信号相加，以达到从混合的接收信号中解调出期望得到的信号并抑制干扰信号的目的，它对干扰方向调零，以减少甚至抵消干扰信号。发射时，根据从接收信号中获知的UE信号方位图，通过自适应的调整每个辐射阵元输出的幅度和相位，使得它们的输出在空间迭加，产生指向目标UE的赋形波束。

广义地说，智能天线技术是一种天线和传播环境与用户和基站的空间匹配技术。分析智能天线原理，将使我们更好的理解其工作机制。

3.1 智能天线的重要参数和指标

3.1.1 天线增益

天线增益是设计天线系统最重要的参数之一，其定义与半波振子或全向天线有关。全向辐射器是假设在所有方向上的辐射功率相等。在某一方向的天线增益是该方向上它产生的场强除以全向辐射器在该方向产生的场强。

天线增益一般常用dBd和dBi两种单位。dBi用于表示天线在最大辐射方向场强相对于全向辐射器的参考值；而相对于半波振子的天线增益用dBd表示。两者有一个固定的dB差值，即0dBd等于2.15dBi。因为一个无源器件若想实现正的增益必然有一部分是负增益才行，所以天线增益越高，天线波束的范围就越小。

3.1.2 天线方向图

智能天线空域滤波的一个重要参数是天线方向图。智能天线的方向图有灵活的主瓣、副瓣，并且方向图的形状主要与天线加权系数、阵列结构、阵列的辐射特性有关。通常，我们希望方向图的主瓣尽量窄，天线增益（最强方向的增益与各方向平均增益之比）尽量高。在到达信号的数目在一定范围的情况下，我们可以将主瓣对准有用信号的入射方向，而将方向图中的最低增益点（被称之为零陷）对准干扰信号方向。方向图常见的有

两种:极坐标方向图和直坐标方向图。

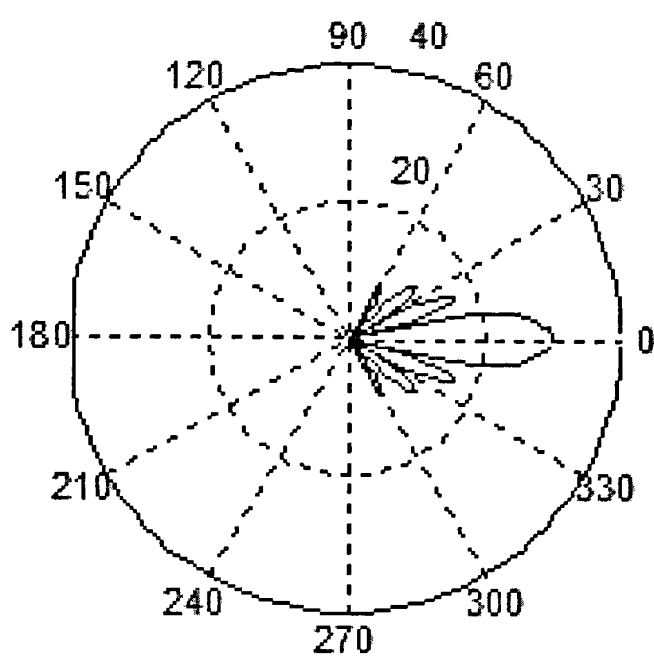


图3-1 极坐标方向图

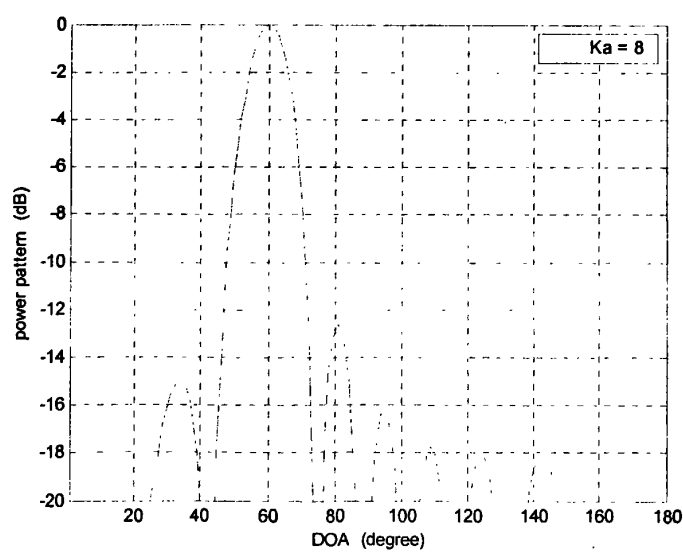


图3-2 直坐标方向图

3.1.3 波瓣宽度

水平、垂直波瓣3dB宽度是指在天线的水平面（垂直面）方向图上，相对于主瓣最大点功率增益下降3dB的两点之间所张的角度。天线辐射的大部分能量都集中在波瓣宽度内，波瓣宽度的大小反映了天线的辐射集中程度。波瓣宽度越窄，方向性越好，作用距离越远，抗干扰能力越强。

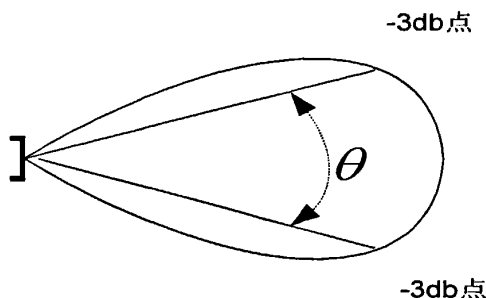


图3-3 波瓣宽度

天线的垂直波瓣宽度和天线的水平波瓣宽度决定基站覆盖的距离和范围。水平波瓣宽度的选取：基站数目较多、覆盖半径较小、话务分布较大的区域，天线的水平波瓣宽度应选得小一点；覆盖半径较大，话务分布较少的区域，天线的水平波瓣宽度应选得大一些。垂直波瓣宽度的选取：覆盖区内地形平坦，建筑物稀疏，平均高度较低的，天线的垂直波瓣宽度可选得小一点；覆盖区内地形复杂、落差大，天线的垂直波瓣宽度可选得大一些。

3.2 智能天线结构

智能天线一般采用4~16天线阵元结构，阵列的方向图和阵元间距可看成滤波器在时域上的离散信号的幅度响应和取样周期。在时域，根据Nyquist采样定理，一个带限信号有最高频率，此信号由它的离散取样唯一决定，取样率等于或大于2倍最高频率。如果取样率小于2倍最高频率，则会出现重叠混淆。在空域，取样率对应于规范化的阵元间距的逆，最高频率对应于1。根据Nyquist采样定理，为避免空间混淆，阵列的阵元间距应该小于或等于载波的半波长^[6]，如果大于半波长，将会在方向图中产生栅瓣^[7]。然而，阵元间距也不能任意小，因为两个靠得太近的阵元会有互耦效应。阵元间距应该有足够的距离以避免空间混淆并使互耦最小。在实际线阵中，阵元间距常保持在半波长。

一般智能天线子系统包含，天线阵列，射频前端模块，数字波束形成模块，如下图：

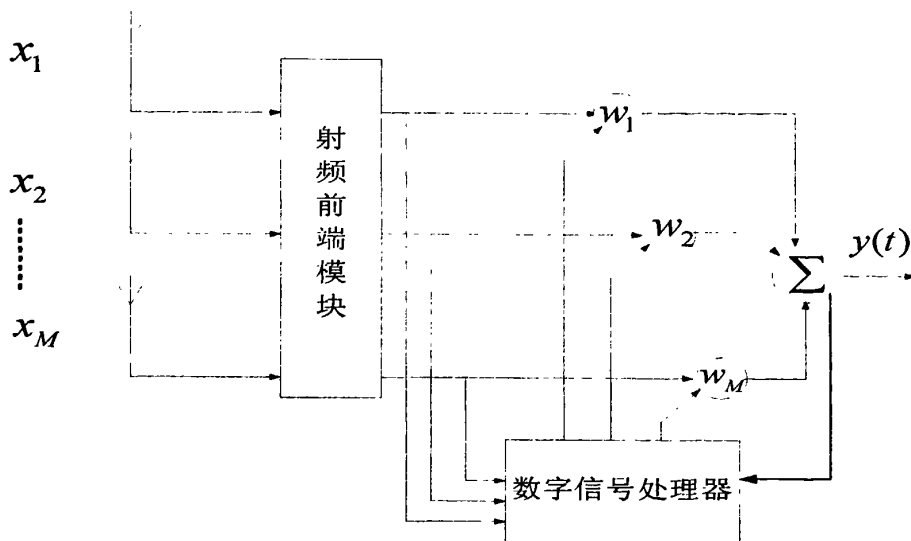


图3-4 智能天线结构图

以接收过程为例，每一个天线后接一个加权器（即乘以某一个系数，这个系数通常是复数，既调节幅度又调节相位）或者延时抽头加权网络（结构上与时域FIR均衡器相同），最后用相加器进行合并，来完成空域滤波或者空域和时域的联合处理。通常，这些加权系数可以恰当改变、自适应调整。

对于发射过程，加权器或加权网络置于天线阵列之前，没有相加合并器。

3.3智能天线的分类

3.3.1按照天线阵的排列方式

智能天线的天线阵是一列取向相同、同极化、低增益的天线，按照天线阵的排列方式包括等距直线排列（ULA）、等距圆周排列（UCA），阵元间距多为 $1/2$ 波长。UCA与ULA的区别如下表：

	ULA	UCA
视角	最大视角是0—180度	0—360度
天线增益	主瓣相对于旁瓣具有更高的增益	旁瓣幅度较大，主瓣相对增益较小
实用范围	扇区小区覆盖	全小区覆盖

表3-1 ULA和UCA对比

对于TD-SCDMA系统^[8]，在单小区中采用了8元均匀圆形阵列，在3扇区中，每个扇区采用了6元均匀直线阵列，如下图所示：

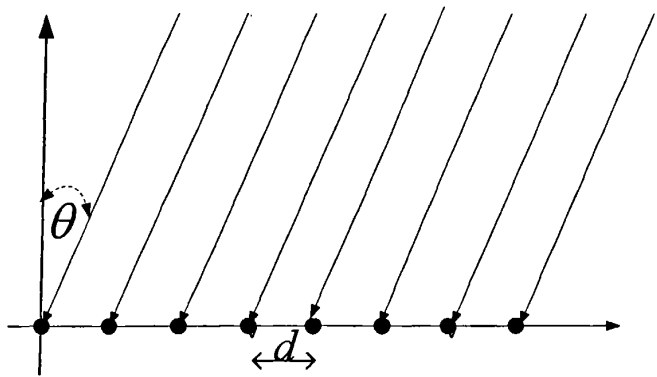


图3-5 8阵元均匀线阵

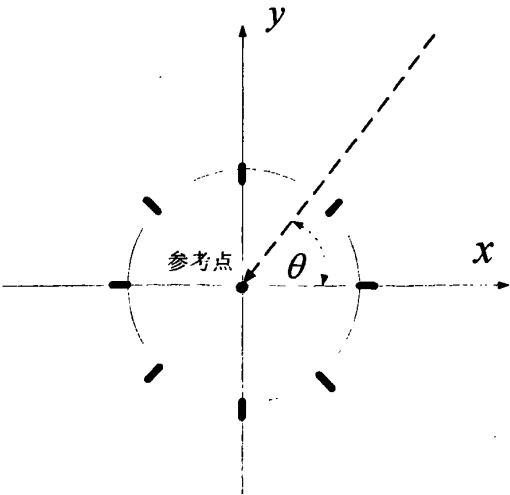


图3-6 8阵元均匀圆阵

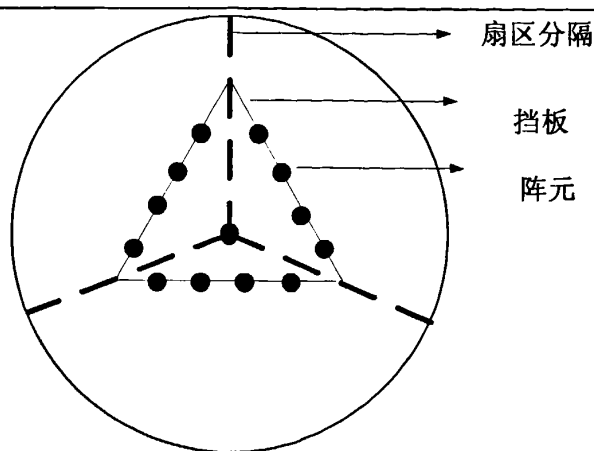


图3-7 三扇区的阵列结构

3.3.2按照波束形成方式

如果按照波束形成方式可以分为自适应波束智能天线和多波束智能天线。这里涉及到上行波束赋形（接收）和下行波束赋形（发射）两个概念；上行波束赋形：借助有用信号和干扰信号在入射角度上的差异（DOA估计），选择恰当的合并权值（赋权值计算），形成正确的天线接收模式，即将主瓣对准有用信号，低增益旁瓣对准干扰信号。下行波束赋形：使用相控天线阵列的原理，形成具有很强方向性的波束，使得主瓣对准目标UE。

自适应阵列天线构成,通常采用直接控制天线单元的激励幅相来实现多波束的合成,称为自适应阵列天线。这类天线合成波束方法比较灵活,采用数值合成方法,可以对各向异性阵元任意分布的阵列天线系统进行综合,如果阵列中有一两个单元出现问题,系统仍然能合成所需波束特性,特别是自适应调零技术,使天线的抗干扰能力大大加强。

多波束天线采用分区寻呼的方式,即把天线的波束分成多个不同角度的分区,向用户方向发送多个波束,依靠测量各个波束的信号强度跟踪移动用户,并在移动用户移动时逐个转换波束,因此被称为多波束转换智能天线。用一副天线实现多波束辐射大致可分为两类:一类由反射面(或透镜)、焦平面上的馈元阵列及波束形成网络组成,通常称为多波束天线。这一类天线的方向图赋形方法主要有改变馈源阵列的激励和改变反射面形状两种,其抗干扰能力受波束特性的制约较大,同时任一单元出现问题,都会对整个天线系统的性能产生很大影响;另一类由自适应阵列天线构成,通常采用直接控制天线单元的激励幅相来实现多波束的合成,称为自适应阵列天线。这类天线合成波束方法比较灵活,采用数值合成方法,可以对

各向异性阵元任意分布的阵列天线系统进行综合,如果阵列中有一两个单元出现问题,系统仍然能合成所需波束特性,特别是自适应调零技术,使天线的抗干扰能力大大加强。

3.4 智能天线的数学模型

3.4.1 阵列导引向量

假设天线阵列是由M个阵元组成,一个信号源从 θ 的入射角到达天线阵列,则在天线阵列的基准点上的信号为 $x(t) = s(t)e^{j\omega t}$ 其中 $s(t)$ 为信号的复振幅, ω 为信号的角频率;由于阵元之间的距离很小,仅为 $\lambda/2$ 所以我们可以认为阵元m上的信号^[9]为

$$x_m(t) = s(t)e^{j\omega t}e^{-j\omega\tau_m(\theta)} \quad (3-1)$$

其中 $\tau_m(\theta)$ 相对参考点的时延,则M个阵元收到的信号为

$$x(n) = \begin{bmatrix} s_1(n) \\ \vdots \\ s_M(n) \end{bmatrix} = s(n) \begin{bmatrix} \exp[-j\omega\tau_1(\theta)] \\ \vdots \\ \exp[-j\omega\tau_M(\theta)] \end{bmatrix} = s(n)a(\theta) \quad (3-2)$$

$$\text{于是我们称 } a(\theta) = \begin{bmatrix} \exp[-j\omega\tau_1(\theta)] \\ \vdots \\ \exp[-j\omega\tau_M(\theta)] \end{bmatrix} \text{ 为阵列的导引向量或阵列流形向量,而对于以 } \theta_0 \text{ 入}$$

射到天线阵列的信号来说, $a(\theta_0)$ 称为该信号的方向向量。

阵列的导引向量与阵列的几何分布有关,如前文所提,天线阵列的两种几何分布方式的导引向量分别为^[9]:

当入射角为 θ 的单位平面波入射到天线阵列。阵列导引向量为:

$$\text{均匀线性阵 } a(\theta) = [1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d(N-1)\sin\theta}]^T \quad (3-3)$$

$$\text{均匀圆阵 } a(\theta) = [e^{j\xi\cos(\theta-\gamma_1)}, \dots, e^{j\xi\cos(\theta-\gamma_M)}]^T \quad (3-4)$$

其中 ξ 为俯仰角因子, γ_n 为阵元n与x坐标的夹角。

如果有L个信号入射到天线阵列则

$$x(n) = \sum_{l=1}^L s_l(n) a(\theta_l) = (a(\theta_1), \dots, a(\theta_L)) \begin{bmatrix} s_1(n) \\ \vdots \\ s_L(n) \end{bmatrix} = As(n) \quad (3-5)$$

$$\text{加上噪声后: } x(n) = As(n) + n(n) \quad (3-6)$$

3.4.2 输入信号的相关矩阵

如上节所推, 得到阵列的输入信号为 $x(n) = As(n) + n(n)$

则输入信号的自相关矩阵为:

$$R_{xx}(n) = E\{x(n)x^H(n)\} \quad (3-7)$$

若信号与噪声不相关则

$$R_{xx} = R_{ss} + R_{nn} \quad (3-8)$$

式中 $R_{ss} = E\{As(n)s^H(n)A^H\} = ASA^H$ 为信号自相关矩阵, R_{nn} 为噪声的自相关矩阵。

3.5 本章小结

本章介绍了智能天线物理结构和数学模型, 同时给出了其性能指标, 为进一步研究智能天线提供了基础。

第四章 智能天线的关键算法

4.1经典的DOA算法

空间达波方向估计 (Direction of Arrival, DOA) 技术是空间谱估计与阵列信号处理技术相结合的产物, 它广泛地应用于雷达、声纳、海洋测绘、地震学、无线电天文学以及数字移动通信领域中。DOA估计所要解决的问题是如何利用天线 (或传感器、换能器等) 阵列的输出, 从背景噪声中检测信号并估计信号的方位参数, 并且空间分辨率和运算复杂度是衡量估计方法优劣的至关重要的性能指标。得到的DOA主要用在如下两个方面: (1) 下行波束赋形; (2) 用户定位。

常用的DOA估计方法大致有: 延迟-相加法, capon法, 基于子空间的参数估计方法, 例如MUSIC算法, ESPRIT算法等。同时, 为了提高DOA估计的分辨率和适应现代移动通信, 经典的DOA改进算法也有很多。

4.1.1延迟-相加法

延迟-相加法是最简单的DOA估计方法,

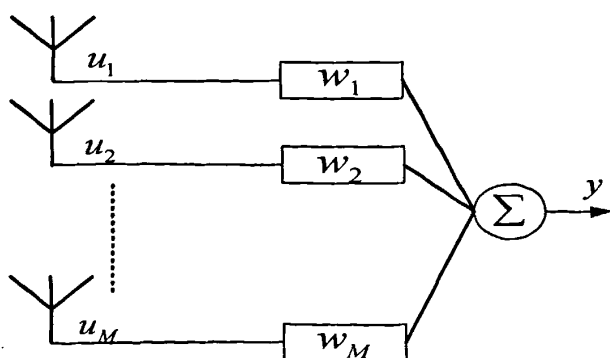


图4-1 延迟相加法结构

其输出信号:

$$y(k) = w^H u(k) \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (4-1)$$

其中 k 为用户数， M 为阵元数。输出功率表示为：

$$P = E \left\{ |y(k)|^2 \right\} = E \left\{ |w^H u(k)|^2 \right\} = w^H E \left\{ u(k) u^H(k) \right\} w = w^H R_{uu} w \quad (4-2)$$

假设只有一个信源的信号以 θ_k 入射角被智能天线接收，则上行波束形成器的输出功率为：

$$P(\theta_0) = E \left\{ |w^H u(k)|^2 \right\} = E \left\{ |w^H (a(\theta_0)s(k) + n(k))|^2 \right\} = |w^H (a(\theta_0))|^2 (\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \quad (4-3)$$

从上式可以看出，到权向量 w 正比于信号方向向量时，输出功率最大。这里可以通过传统的相控技术解释：各个阵元信号通过了权向量的移相，使得同相相加，所以产生的合成信号功率最大。如假设 $w = a(\theta)$ ，则波束形成器的输出功率为：

$$P(\theta) = w^H R_{uu} w = a^H(\theta) R_{uu} a(\theta) \quad (4-4)$$

由上式可以看出最大功率点的 θ_{\max} 即是波达方向。一般称 θ 为输出功率函数的“空间谱”，智能天线可以通过扫描空间谱的峰值来确定来波方向。

延迟-相加法实现简单但有很多缺点：当存在来自多个方向的信号的时候，延迟-相加法的分辨较低，往往不能够区分各个用户的方向。

4.1.2 capon最小方差法

对于延迟-相加法的缺点，1969年 Capon提出了最小方差法^[10]。该技术仅使用部分权自由度在期望的方向形成恒定增益的波束，用其他自由度在干扰来波方向上形成“零陷”，从而抑制了干扰来波方向的功率。该方法通过使输出功率最小，来是非期望干扰最小同时在观测方向上保持为常数，通常为1，其数学表达式为：

$$\min E \left\{ |y(k)|^2 \right\} = \min w^H R_{uu} w \quad (4-5)$$

$$\text{约束条件: } w^H a(\theta_0) = 1 \quad (4-6)$$

通过拉格朗日乘数法求解得到权值：

$$w = \frac{R_{uu}^{-1} a(\theta)}{a^H(\theta) R_{uu}^{-1} a(\theta)} \quad (4-7)$$

该方法的阵列输出功率的空间谱函数：

$$P_{\text{Capon}}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) R_{uu}^{-1} a(\theta)} \quad (4-8)$$

作为空间谱方法的一种，Capon法也需要扫描整个空间，寻找空间谱的峰值。Capon法能够提供比延迟移相法更高的分辨率。

但是Capon法也有很多缺点：首先它需要解逆矩阵，计算量很大。其次，如果存在与期望信号相关的信号，该方法就不适用了，因为输出功率达到最小的过程中，相关分量会造成恶性合并。

4.1.3 MUSIC算法

1979年Schmidt提出的MUSIC（多重信号分类）算法^[1]是一种信号参数估计的算法，给出的信息包括入射信号的数目，各个信号的波达方向，强度以及入射信号和噪声间的互相关。

MUSIC方法和下节介绍的ESPRIT方法同属于特征结构的子空间法。子空间法的思想是：一般的，若阵元个数大于信源个数，则阵列数据矩阵的信号分量构成了一个子空间，被称为信号子空间；而空间噪声由于是与信号不相关的，张成了与信号子空间垂直的噪声子空间，充分利用了这一正交特性确定信号来向。

MUSIC方法 可以总结如下：

1 收集输入样本 u_p $p=1 \dots P-1$ ，估计输入协方差矩阵：

$$\hat{R}_{uu} = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} u_p u_p^H \quad (4-9)$$

2 对协方差矩阵进行特征分解：

$$\hat{R}_{uu} V = V \Lambda \quad (4-10)$$

式中 $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N-1}\}$, $\lambda_0 \geq \dots \geq \lambda_{N-1}$ 为特征值， $V = [q_0, \dots, q_{N-1}]$

是 \hat{R}_{uu} 相应特征向量组成的矩阵；

3 利用最小特征值的重数估计信号数 $K = N - M$ ；

4 计算MUSIC谱

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{a^H(\theta) a(\theta)}{a^H(\theta) V_n V_n^H a(\theta)} \quad (4-11)$$

式中 $V_n = [q_K, q_{K+1}, \dots, q_{N-1}]$ ；

5 找出MUSIC谱的K个最大峰值，得到波达方向的估计；

4.1.4 ESPRIT 算法

ESPRIT是“Estimating signal parameters via rotational invariance techniques”的缩写,含义是“借助旋转不变技术估计信号参数”,它是由Roy等人于1986年提出的另一种基于子空间的DOA估计方法^[12]。

ESPRIT的思想在于,将传感器阵列分解为两个完全相同的子阵列,两个子阵中每两个相对应的阵元具有相同的平移,即要求阵列具有平移不变性,每两个位移相同的阵元匹配成对。

在实际使用中,等距离的天线阵列可以满足平移不变性,而圆阵智能天线则不具有平移不变性而无法直接使用ESPRIT算法。为了解决这一问题,Mathews C.P.和Zoltowski M.D.提出了一种UCA-ESPRIT算法^[13],该算法利用基于相位模激励的UCA波束形成器将信号由阵元空间转换至波束空间进行处理,从而利用Bessel函数的递归性质获得近似意义上的波束空间DOA矩阵的旋转不变性,进而导致信号子空间的旋转不变性,从而可以用旋转因子矩阵的特征值来直接估计信号的DOA。

ESPRIT方法可以总结如下:

1 从快拍数据 \mathbf{u} , 可得相关矩阵 R_{uu} 的估计 \hat{R}_{uu} 。

2对 \hat{R}_{uu} 做特征值分解, 得 $\hat{R}_{uu} = V\Lambda V^H$, 式中, 特征值矩阵即为 $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N-1}\}$ 和特征向量矩阵即为

$$V = [q_0, q_1, \dots, q_{N-1}] \quad (4-12)$$

3 用小特征值得重数估计 \hat{M} , 得信号源估计 $\hat{K} = N - \hat{M}$ 。

4 得到信号子空间得估计 $\hat{V}_s = [\hat{V}_0, \dots, \hat{V}_{\hat{K}-1}]$, 将其分解为子阵列矩阵,

$$\text{得 } \hat{V}_s = \begin{bmatrix} \hat{V}_0 \\ \hat{V}_1 \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

5计算特征分解 ($\lambda_1 > \dots > \lambda_{2\hat{K}}$), 即

$$\hat{V}_0^H \hat{V}_1 = \begin{bmatrix} \hat{V}_0^H \\ \hat{V}_1^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_0 \\ \hat{V}_1 \end{bmatrix} = V\Lambda V^H \quad (4-14)$$

将上述特征分解得特征向量矩阵 V 划分成 $\hat{K} \times \hat{K}$ 得子矩阵, 即

$$V = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

6计算 Ψ 得特征值，这里

$$\Psi = -V_{12}V_{21}^{-1} \tag{4-16}$$

$$\hat{\Phi}_k = -V_{12}V_{22}^{-1} \text{ 的特征值, } \forall k = 0, \dots, \hat{K} - 1$$

7 估计波达方向为 $\hat{\theta}_k = \arccos\left[c \frac{\arg(\hat{\Phi}_k)}{\beta \Delta x}\right]$ (4-17)

4.1.5经典DOA算法分析

以上各节对多种算法进行了介绍，但是对于实际应用中，各种算法都有其优缺点，如下表

	实现难度	分辨率	是否支持相关信号	支持信源数
延迟移相法	容易	很低	不支持	较少，多个方向 用户会 互相干 扰
Capon法	要求逆矩阵， 计算量大	较高	不支持，相关信号 会使估计失败	少于阵元个数
MUSIC法	需要精确的 阵列校正，计 算量很大	最高	不支持，相关信号 会使估计失败	阵元数M-1个
ESPRIT法	仅需要阵元 之间保持一 致	较高	不支持，相关信号 会使估计失败	不超过阵元个数

表4-1 经典DOA算法比较

文献^[3]给出了前三种算法的分辨率比较图：

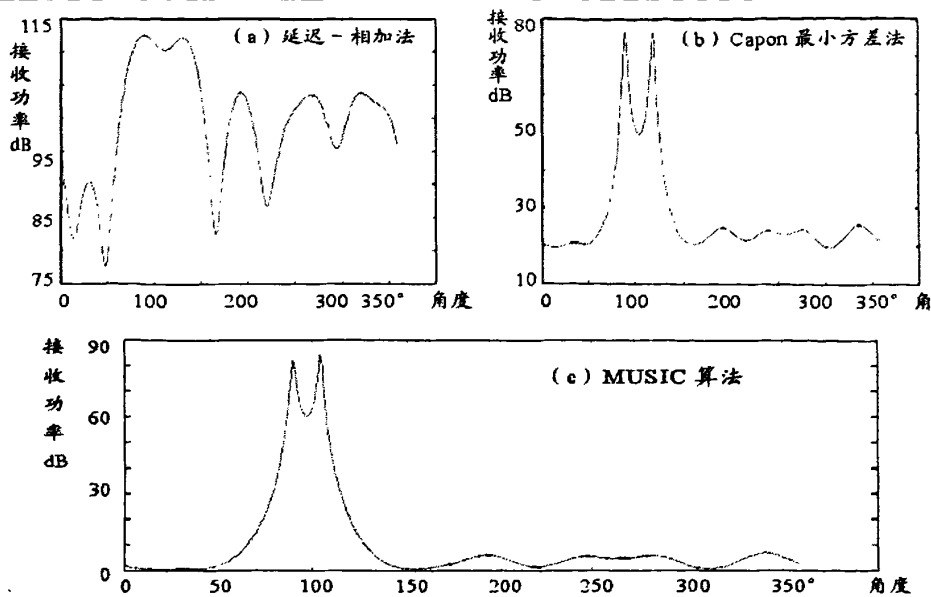


图4-2 DOA算法分辨率比较

从图中看出MUSIC算法具有最高的分辨能力,事实上,只要阵列校正足够精确,MUSIC算法可以分辨任意靠近的信号。上述几种DOA算法在实际使用中很少,更多使用的是它们的改进算法:如求根-MUSIC,循环MUSIC减小了 计算量,MUSIC平滑算法可以用做相干信号的估计,子空间法与迭代最小二乘投影(ILSP-CMA)相结合的综合法可以使得估计的信源数达到 $2M^2/3$ 个。

通过上述分析,文献^[4]提到的在推导DOA过程中曾假设“第n个天线接收单元的功率最大”是错误的。

4.2 上行波束赋形^[14]

4.2.1 波束形成原理

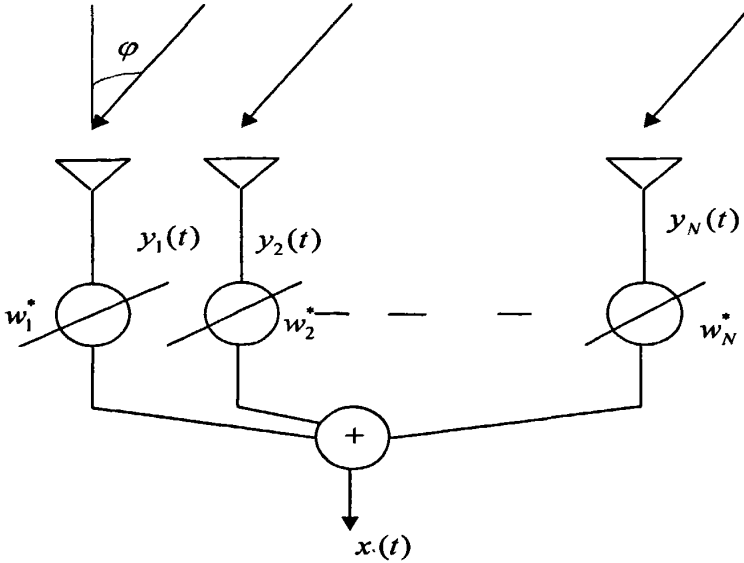


图4-3 智能天线的上行波束形成

智能天线所处理的信号是在时域、频域和码域上完全重叠，只在空域上来处理来自不同方向的多路信号，智能天线所起作用实质上就是一个空域滤波器。最简单的空域滤波方法是采用3.4节中对阵列响应矢量取共轭作为加权矢量，将最大波束方向对准接收信号方向，对其他方向的空间信号或噪声未加任何约束条件。这样的波束合成性能较差，通过波束形成获得的信噪比改善不会很高。

由图4-3，假定期望信号 $s_0(t)$ 从 φ_{DOA} 方向入射， M 个干扰信号 $s_m(t)$, $j = 1, 2, \dots, M$ 分别从 $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_M$ 方向入射，加性白噪声信号为 $n(t)$ ，则阵列接收信号矢量为：

$$X(t) = \alpha(\varphi_{DOA})s_0(t) + \sum_{m=1}^M \alpha(\varphi_m)s_m(t) + N(t) \quad (4-18)$$

经过加权后阵列输出可表示为：

$$y(t) = W^T \alpha(\varphi_{DOA})s_0(t) + \sum_{m=1}^M W^T \alpha(\varphi_m)s_m(t) + W^T N(t) \quad (4-19)$$

波束形成算法的目的就是确定最佳的权矢量 W ，提取期望信号 $s_0(t)$ ，抑制干扰信号

$s_j(t), j=1,2,\dots,M$ 和滤除噪声信号 $n(t)$ 。

4.2.2 最优权准则

对于波束赋形来说，我们希望波束的主瓣对准期望信号，而干扰能在零点处被抑制，但是这需要加权系数来完成，本节给出了几种常用的最优权准则。

(1) 最小均方误差准则 (MMSE)

MMSE 优化准则采用阵列输出 $y(t)$ 与本地参考信号 $d(t)$ 之间的均方误差最小。误差为： $e(t) = d(t) - y(t) = d(t) - W^T X(t)$ 误差的均方值可得：

$$E[e^2(t)] = E[d^2(t)] - 2W^T r_{xd} + W^T R_{xx} W \quad (4-20)$$

其中 $r_{xd} = [d(t)X(t)]$ 为接收信号与参考信号的互相关矢量；

$R_{xx} = [X^*(t)X(t)^T]$ 为信号的自相关矩阵。欲使上述均方误差最小，即应使 $E[e^2(t)]$ 对权矢量 W 的梯度为 0，则可以求得最优的权矢量解 $W_{MMSE} = R_{xx}^{-1} r_{xd}$ ，又被称为最优维纳解。此准则的优点是不需要知道波达方向的知识，缺点是必须产生参考信号，因此也可能会带来干扰信号。

(2) 信噪比准则

信噪比准则常用于通信系统中，它使系统的信噪比达到最大，以实现系统的误码率的要求。由式 (4-19) 中的三个分量，可以求得阵列输出信号干扰噪声比 SINR，简称信噪比 SNR：

$$SNR = \frac{E[y_k^2(t)]}{E[y_j^2(t) + y_n^2(t)]} = \frac{W^T R_{s_k s_k} W}{W^T R_{jj} W + W^T R_{nn} W} \quad (4-21)$$

其中， $R_{s_k s_k}$ 为期望信号的互相关矩阵； R_{jj} 为干扰信号的互相关矩阵； R_{nn} 为噪声分量的互相关矩阵。由此可得到最优权值解围：

$$W_{SNR} = \mu(R_{jj} + R_{nn})^{-1} V_k \quad (4-22)$$

可以证明此解收敛于维纳解，其中 V_k 是信号空间特征矢量。此准则的优点是可以使信噪比最大化，缺点是必须知道噪声的统计量和信号的波达方向，还要处理特征分解的问题。

(3) 似然性能准则

似然度量主要用于期望信号波形完全未知时，这时期望信号可以认为是一个待估计的

时间函数。定义输入信号信号矢量的似然比为：

$$L[X(t)] = -\ln[P\{X(t) | X(t) = S_k + \sum_{j=1}^{M-1} S_j(t) + N(t)\}] \quad (4-23)$$

可以求得输入信号矢量的似然函数最大时的权矢量为：

$$W_{ML} = \frac{(R_{jj} + R_{nn})^{-1} V_k}{V_k^T (R_{jj} + R_{nn})^{-1} V_k} \quad (4-24)$$

从表面上看这些准则似乎相差很大，但是可以证明它们的最优解都收敛于最优维纳解。因此选择其中哪一个并不具有决定意义。然而选择何种算法进行波束方向图的智能控制非常重要，因为算法决定了阵列相应的速度和实现电路的复杂度。

4.3 信道估计

信道估计技术根据是否需要训练序列大致分为盲估计技术和非盲估计。盲估计技术不需要训练序列，包括子空间方法、非正交投影等方法。因为不需要训练序列，节约了系统资源，但这类方法需要对接收信号的高阶或二阶统计量进行处理，具有较大的计算量，增加了实现的复杂度。非盲估计技术需要训练序列，包括最大似然估计、最小二乘估计、最小均方误差估计等，具有相对较小的计算量，系统能够做到实时处理。但是，训练序列的引入，占用了系统资源，在一定程度上降低了系统的容量。

TD-SCDMA系统利用时隙突发结构数据段中间部分的训练序列(midamble码)进行信道估计，其基础是steiner估计器和一些改进的形式。

4.3.1 自由空间传播模型

所谓自由空间传播系指天线周围为无限大真空时的电波传播，它是理想传播条件。电波在自由空间传播时，其能量既不会被障碍物所吸收，也不会产生反射或散射。

无线电波在自由空间的传播是电波传播研究中最基本、最简单的一种。所谓自由空间，严格地说应指真空，但通常把满足下述条件的一种理想空间视为自由空间：1. 均匀无损耗的无限大空间，2. 各向同性，3. 电导率为零。在这种理想空间中，不存在电波的反射、折射、绕射、色散和吸收等现象，而且电波传播速率等于真空中光速。应用电磁场理论可以推出，在自由空间传播条件下，接收信号功率 P_r 可用式 (4-25) 计算：

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 g_t g_r, \quad (4-25)$$

式中, P_t 为发射机送至天线的功率, g_t 和 g_r 分别为发射和接收天线增益, λ 为波长, d 为接收天线与发射天线之间的距离。

在移动通信电路设计中, 通常用传输损耗来表示电波通过传输媒质时的功率损耗。定义发送功率 P_t 与接收功率 P_r 之比为传输损耗。由式可得出传输损耗的表达式为:

$$L_s = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{g_t g_r} \quad (4-26)$$

损耗常用分贝表示, 可得:

$$L_s = 32.45 + 20 \log f + 20 \log d - 10 \log(g_t g_r) \quad (4-27)$$

式中, 距离 d 以 km 为单位, 频率 f 以 MHz 为单位。

式 (4-27) 也可表示为:

$$L_s = L_{bs} - g_t - g_r \quad (4-28)$$

$$L_s = 32.45 + 20 \log f + 20 \log d \quad (4-29)$$

L_{bs} 定义为自由空间路径损耗, 有时又称为自由空间基本传输损耗, 它表示自由空间中两个理想电源天线 (增益系数 $g=1$ 的天线) 之间的传输损耗。

需要指出, 自由空间是不吸收电磁能量的理想介质。这里所谓的自由空间传输损耗是指球面波在传播过程中, 随着传播距离增大, 电磁能量在扩散过程中引起的球面波扩散损耗。实际上, 接收天线所捕获的信号功率仅仅是发射天线辐射功率的很小的一部分, 而大部分能量都散失掉了, 自由空间损耗正反映了这一点。

自由空间基本传输损耗 L_{bs} 仅与频率 f 和距离 d 有关。当 f 和 d 扩大一倍时, L_{bs} 均增加 6dB。

4.3.2 无线多径信道模型

在某一蜂窝小区中, 基站天线采用有 N 个阵元的阵列天线, 移动台只有一根天线。信号在无线信道中传播时, 信道中的各种物体会对无线信号进行反射, 散射或折射, 这样, 接收机就会收到多个信号分量。每个信号分量到达接收机的时间不同, 从而引起多径时延。

设 BS 收到来自第 k 个移动台的第 l 径分量的幅度为 $\rho_{k,l}$, 载波相位为 $\psi_{k,l}$, DOA 为 $\theta_{k,l}$,

多普勒频移为 $f_{k,l}$ ，时延为 $\tau_{k,l}$ 。由上述参数，可以将接收机收到的来自第 k 个移动台的第 l 径分量 $\alpha_{k,l}(t)$ 表示为 $\alpha_{k,l}(t) = \rho_{k,l} e^{j(2\pi f_{k,l}t + \psi_{k,l})}$

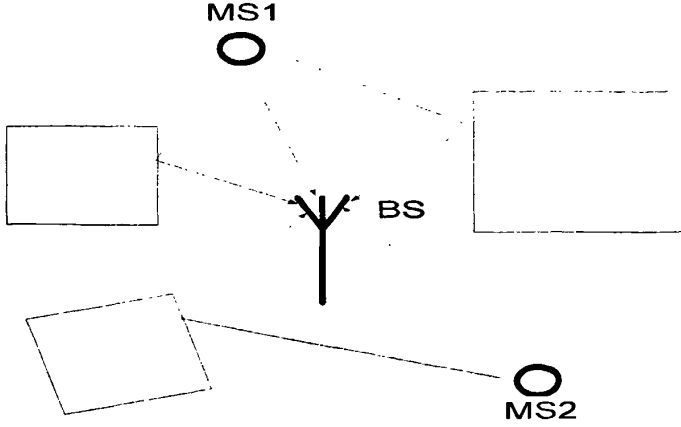


图4-4 多径传播示意图

在图4-4所示的多径传播示意图中，MS1有三个多径分量，MS2有两条多径分量。通常假设由某一MS到BS的多径分量数为一个随时间变化的离散随机变量。这里设第 k 个MS到BS的多径分量数为 $L_k(t)$ ，可以得到相应信道的时变冲击响应 $h_k(t, \tau)$ ，即

$$\begin{aligned} h_k(t, \tau) &= \sum_{l=0}^{L_k(t)-1} \alpha_{k,l}(t) \delta[t - \tau_{k,l}(t)] \\ &= \sum_{l=0}^{L_k(t)-1} \rho_{k,l}(t) e^{j\psi_{k,l}(t)} \delta[t - \tau_{k,l}(t)] \end{aligned} \quad (4-30)$$

对于式（4-33）中的多径分量幅度 $\rho_{k,l}(t)$ ，在强散射环境下，如果从MS到BS没有主路径，那么 $\rho_{k,l}(t)$ 服从Rayleigh分布；如果存在主路径，那么 $\rho_{k,l}(t)$ 服从Rice分布；同时认为多径分量的相位 $\psi_{k,l}(t)$ 在 $[0, 2\pi]$ 上均匀分布。通常来说，多径分量幅度和相位的分布随着环境的变化而变化，对于某一特定环境，要通过实测得到它们的分布。

4.3.3 基本Steiner信道估计方法

假设某个时隙中有 K 个不同用户同时接入，各用户可占用一个或多个码道。

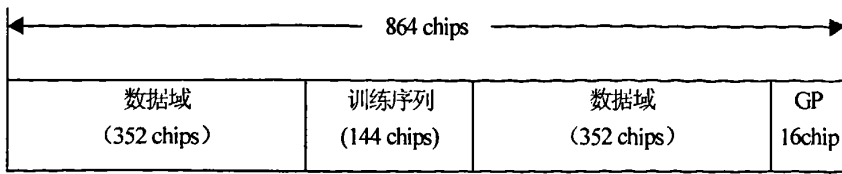


图4-5 TD-SCDMA训练序列的位置

B.Steiner估计器^[15]利用训练序列来进行无线信道响应的估计。在 TD-SCDMA系统中，每个时隙的每个码道由两个数据块、一个训练块和一个保护间隔组成，见图4-5所示，其中，训练块因放在两个数据块中间而被称为midamble，它的作用就是进行信道估计。以上行单天线（阵列天线类似于多根单天线，估计方法相同）接收为例，我们简要叙述 Steiner 估计器的基本原理。Steiner 估计器规定，属于相同用户的不同码道对应的midamble 是相同的，而不同用户的midamble 是一基本midamble 的不同位移，并且用户间的位移长度由各用户的信道响应窗长 $L(k), k=1,2,\dots,K$ 决定。为简单起见，我们假设 K 表示该时隙中能接入的最大用户数，各用户的信道响应窗长相等，即 $L^{(k)} = L, k=1,2,\dots,K$ 。

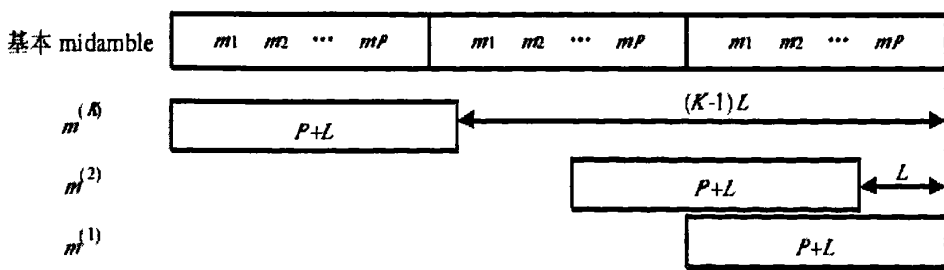
定义基本 midamble 序列为

$$m_{basic} = (m_1, m_2, \dots, m_P)^T \quad (4-31)$$

其中 P 表示总长度，并且 $P = K \cdot L$ 。则各用户的midamble 序列可表示为

$$m^{(k)} = (m_1^{(k)}, m_2^{(k)}, \dots, m_{P+L}^{(k)})^T, k=1,2,\dots,K \quad (4-32)$$

其具体构成方式见图4-6所示。

图4-6 同小区用户训练序列 $m^{(k)}$ 生成图

Midamble码 作为训练序列随同数据信息一起发送，经过无线信道，到达接收端，其接收信号可表示为

$$e_m = (e_{m,1}, \dots, e_{m,(P+2L-1)})^T \quad (4-33)$$

从图4-5可以看出， e_m 的前 $L-1$ 个数据受到第一个数据块的拖尾干扰，后 $L-1$ 个数据对第

二个数据块产生干扰, 因此, 我们只利用 e_m 的中间 P 个数据进行信道估计, 排除数据块的影响。经过上述的斩头截尾处理后, midamble 的发送和接收过程可用矩阵表示为

$$e'_m = Gh + n'_m \quad (4-34)$$

其中

$$\begin{aligned} e'_m &= (e_{m,L+1} \cdots e_{m,P+L})^T \\ n'_m &= (n_{m,L+1} \cdots n_{m,P+L})^T \end{aligned} \quad (4-35)$$

$$G = \begin{bmatrix} m_1 \cdots m_L & m_{L+1} \cdots m_{2L} & \cdots m_{(K-1) \times L + 1} & \cdots m_{K \times L} \\ m_2 \cdots m_{L+1} & m_{L+2} \cdots m_{2L+1} & \cdots m_{(K-1) \times L + 2} & \cdots m_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{K \times L} \cdots m_{L-1} & m_L \cdots m_{2L-1} & \cdots m_{(K-1) \times L} & \cdots m_{K \times L - 1} \end{bmatrix} \quad (4-36)$$

$$h = (h^{(1)T}, h^{(2)T}, \dots, h^{(K)T})^T \quad (4-37)$$

$$h = (h_1^{(k)}, h_2^{(k)}, \dots, h_L^{(k)})^T, k = 1, 2, \dots, K \quad (4-38)$$

我们利用迫零准则对式进行检测, 得到的信道响应估计值为

$$\hat{h} = G^{-1}e'_m = h + G^{-1}n'_m \quad (4-39)$$

因矩阵 G 为循环矩阵, 其各列由基本 midamble m_{basic} 循环移位得到, 所以式 (4-39) 可用 FFT 简化运算为

$$\hat{h} = F^{-1}\{F(e'_m)/F(m_{basic})\} \quad (4-40)$$

其中 $F(\cdot)$ 、 $F^{-1}(\cdot)$ 分别表示 FFT 和 IFFT 运算。

估计器会扩大噪声功率, 导致输出端相对输入端具有信噪比损失

$$D(dB) = 10 \lg \left(\sum_{l=1}^P \left| \frac{1}{\sum_{i=1}^P m_i e^{-j2\delta l i / P}} \right|^2 \right) \quad (4-41)$$

因此, 我们需要合理地选择基本 midamble 码, 使 Steiner 估计器的信噪比损失尽量地小, 一般要求 $D < 1\text{dB}$ 。

4.4 本章小结

本章介绍了 DOA 和波束形成的基本算法, 同时给出了 TD-SCDMA 信道估计原理, 这些都是讨论 TD-SCDMA 中智能天线收发信原理的重要基础。

第五章 TD-SCDMA中智能天线收发信可行性研究

5.1 智能天线在TD-SCDMA中的应用

5.1.1 智能天线在TD-SCDMA技术中的重要性

在众多文献中，提到智能天线给移动通信众多性能带来好处^{[3][16][17]}如：

智能天线可以用窄的主波束对准期望用户，降低主瓣以外的干扰，自适应波束还可以在部分强干扰用户方向形成零陷来抑制强干扰，从而可以大大提高信干噪比（SINR）。

1. 降低了系统的干扰。信号的接收是有方向性的，对接收方向以外的干扰有较强的抑制。
2. 增加了CDMA系统容量。众所周知，CDMA系统是一个自干扰系统，其容量的限制主要来自本系统的干扰。也就是说，降低干扰对CDMA系统极为重要，降低干扰就可以大大增加CDMA系统的容量。在CDMA系统中使用了智能天线后，就提供了将所有扩频码所提供的资源全部利用的可能性，使得CDMA系统容量成倍增加成为可能。
3. 减少放射功率，由于干扰的减少和分集技术对接收信号电平的提高，基站和移动台的功率得到一定程度的降低，因而也减少了空间电磁干扰，同时可以大大延长移动台的电池使用时间。
4. 增加小区覆盖范围。由于天线辐射能量比较集中，因而每个小区的范围可以增大。

正因为如此，WCDMA和CDMA2000都希望能在系统中使用智能天线，但因其算法复杂度高，故在IMT-2000家族中，实际上只有中国提出的TD-SCDMA技术明确表示将在基站端使用智能天线，其他3G系统都只将智能天线作为可选技术，没有写入具体建议中。因此，1998年我国向国际电联提交的TD-SCDMA RTT建议就是第一次提出以智能天线为核心技术的CDMA通信系统。并且TD-SCDMA标准的设计者还对TD-SCDMA标准做了一些设计来适应智能天线技术如：

1. 采用TDD工作方式，上、下行信道对称，从上行接收信号中获取的加权矢量估计值可以直接用于下行波束赋形，不需转换。但是这一点仍有疑问，值得深入研究。

2. 智能天线依靠接收信号来对下行波束赋形，因而要求TDD周期不能太长，否则对高速移动的UE进行下行赋形就会带来巨大的误差。TD-SCDMA系统将一个10ms的帧分裂成两个5ms的子帧，从而缩短了上、下行的转换时间。
3. 采用了低的码片速率有利于DSP处理。
4. 系统中定义了专用的上行导频时隙。UE使用该时隙来建立与基站的上行同步，简化了基站的智能天线算法；
5. 采用同步CDMA技术和严格的功率控制技术，来进一步简化基站设计和提高智能算法的可靠性。

可见，智能天线对于TD-SCDMA系统来说是非常重要的，所以我们有必要研究TD-SCDMA技术与智能天线是否可以很好的结合。

5.1.2 TDD-CDMA系统中SA的工作原理^[18]

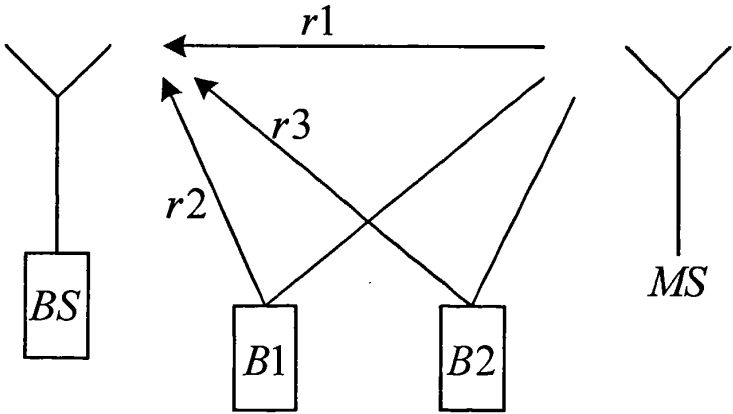


图5-1 移动通信中的多径传播

在图5-1中给出移动通信中基站收信时的多径传播模型，由于MS和BS间是非视距传播，所以存在着多条反射路径，B1、B2用于表示可能引起反射的物体。一般而言，由于3G所用频段为2GHz，比900MHz频段更易产生多径衰落。一般的FDD CDMA系统都将利用多径分集（RAKE）接收机实现 r_1 、 r_2 和 r_3 这些多径传播能量的利用，但是考虑到TDD-CDMA系统中RAKE接收机的实现难度及此类系统原则上用于步行移动通信系统的特征，一般将传播能量较小的两路径信号，如上图中的 r_2 和 r_3 路径信号视为干扰，可利用在时隙突发信号中安排的中置序列检测出 r_2 、 r_3 路径信号的时延和幅度，即可利用 r_1 路径检出的信号消除它们的干扰，这种做法的缺点是发功率利用率较低。

使用SA在基站接收时，可以利用谱搜索方法测出 r_1 路径的来波方向（DOA），再利用SA的定向接收作用只收 r_1 路径的信号，不但可以克服多径衰落的影响，还可以减少其它MS的MAI。此时的要求一是必须检测 r_1 的DOA，要正确实现DOA检测电路的难度较大；二是因为按照TD-SCDMA标准的安排，在一个时隙中有8路CDMA语音，所以需要有8套谱搜索电路，实现难度极大。若要在定向接收的基础上再实现3路RAKE接收，则电路复杂度或运算量需再上升3倍以上，实现难度极大，性价比太低。所以在大唐移动通信公司的基站收信设备中使用简单的8天线基带分集接收，由于不能定向接收，所以它不能克服其它MS MAI的影响，而且需利用中置减少多径衰落的作用。据基带分集接收理论也可获得9dB增益，但实际约可获得5~7dB的分集接收增益。SA系统在下行发信时，应利用在上行时隙测得的 r_1 路径的DOA调整下行SA定向发信时所用一套8个移相器的相位，使下行信号按 r_1 路径反向发至MS，此时也可消除多径衰落和其它MS MAI的影响。

根据上述SA的收发信原理可以判定，在SA正常工作时并不需要在下行时隙突发信号中安排用于多径信号特性检测的中置。然而TD-SCDMA标准在下行时隙突发信号中却安排了约17%的中置，会占用大量的发信功率和频谱。之所以会这样做，主要是因为TD-SCDMA标准中的大部分内容来源于已被抛弃的TDD-WCDMA标准。

5.1.3 采用智能天线的TD-SCDMA 上下行处理过程

文献^[17]给出了使用空时技术的TD-SCDMA系统框图，由于智能天线应用只在基站端，所以只给了NodeB处的框图。

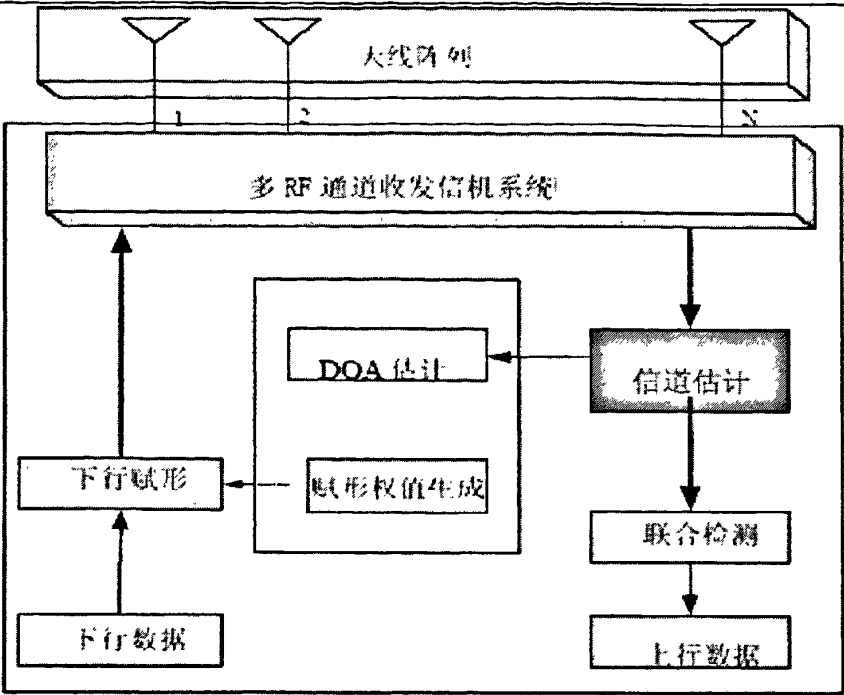


图5-2 TD-SCDMA基站端智能天线工作框图

该参考文献同时给出系统的上下行处理过程：

上行链路处理过程：

- 1 各个天线的阵元接收的射频信号进行下变频和A/D 转换，形成天线阵列的基带信号。
- 2 根据用户训练序列的循环偏移的形成特性，采用FFT算法对各个天线上接收的训练序列进行快速信道估计，得到用户个天线间的信道冲激响应。
- 3 对于信道估计的结果，一方面用于联合检测的系统矩阵，另一方面用于用户的DOA估计，为下行波束形成选择方向。
- 4根据用户到各个天线的信道冲激响应以及用户分配的信息形成的系统矩阵进行联合检测，同时获取多用户的解扰和解扩以及解调后的信息，然后解码得到各个用户发送的数据。

下行链路处理过程：

- 1首先对用户发送的数据编码，扩频，加扰；
- 2然后根据上行链路中确定用户的DOA，选择下行波束赋形的权值，进行下行波束赋形；
- 3 对于要发送的天线阵列上的基带信号进行D/A 转换和上变频操作，最终由上变频发

送出去。

5.2 TD-SCDMA 中在基带处理DOA的可行性研究

5.2.1 TD-SCDMA中的DOA估计

由上一节可以看出，TD-SCDMA使用的是信道估计和DOA结合的估计方法。事实上，第四章给出经典的DOA方法不能直接使用在TD-SCDMA系统中，经典的DOA方法根据射频信号判断来波方向，不适用于CDMA系统，不能分辨出各个使用训练序列和扰码区分的用户，所以需要在基带上进行DOA估计。

在第四章中，给出了单天线的信道估计方法，得到估计方程和信道响应估计值

$$e_{m,s} = Gh_s + n_{m,s} \quad (5-1)$$

$$\hat{h}_s = G^{-1}e_{m,s} = h_s + G^{-1}n_{m,s} \quad (5-2)$$

其中 $e_{m,s}, n_{m,s}, \hat{h}_s, G$ 分别为还有噪声的信号，噪声信号，估计的信道响应，和由训练序列组成的训练矩阵。

下面给出不存在多径情况基于阵列天线的信道估计方法，该技术可以看做迫零块线性均衡（ZF-BLE）技术的扩展，文献^[19]。

在基站阵列天线接收情况下，采用广义Steiner估计器（GSE）进行信道估计，其对应的估计方程和信道响应估计值分别表示为：

$$e_{m,a} = \left(I^{(M)} \otimes G^{-1} \right) h_a + n_{m,a} \quad (5-3)$$

其中

$$\hat{h}_a = \left[I^{(M)} \otimes G^{-1} \right] e_{m,a} = h_a + \left[I^{(M)} \otimes G^{-1} \right] n_{m,a} \quad (5-4)$$

$e_{m,s}, e_{m,s}, \hat{h}, M$ 分别表示接收端对应于码片级的含噪信号，噪声，对应于阵列天线的信道响应，阵列天线的阵元总数。

因为估计误差与接收端加性噪声有关，所以在信号达到相同接收功率的情况下，阵列天线中的每根单天线工作在更低的信噪比。

参考点的信道响应被称为方向响应，标记为 h_r ，那么阵列响应和参考响应通过方向向量 a 建立了如下关系：

$$H_a^{(k)} = [h_a^{(k,1)} \dots h_a^{(k,M)}] = H_r^{(k)} [A^{(k)}]^T \quad (5-5)$$

其中 $H_a^{(k)}, H_r^{(k)}, A^{(k)}, M$ 分别用户 k 的阵列响应矩阵, 参考响应矩阵, 方向矩阵, 阵元个数。从上述分析可以看出, 阵元上的信道响应相对于参考点的信道响应带有方向信息。

估计方程可以重新组合为

$$e_{m,a} = G_r h_r + n_{m,a} \quad (5-6)$$

G_r 表示方向性训练矩阵

$$G_r = [A^{(1)} \otimes G^{(1)} \dots A^{(K)} \otimes G^{(K)}] \quad (5-7)$$

$$G = [G^{(1)} \dots G^{(K)}] \quad (5-8)$$

其中 $G^{(K)}$ 表示训练矩阵中 K 用户的那部分。

根据估计理论得到的参考响应的估计值表示为:

$$\hat{h}_r = (G^H, G_r)^{-1} G^H, e_{m,a} \quad (5-9)$$

基于用户 k 的阵列天线估计为

$$[\hat{H}_a^{(k)}]^T = A^{(k)} [H_r^{(k)}]^T + N^{(k)} \quad (5-10)$$

由上式看出: 可以把 $[\hat{H}_a^{(k)}]^T$ 当作第 K 个用户的含有噪声的观测信号矩阵, 使用第四章介绍的经典DOA方法来进行来波方向估计。

5.2.2 在基带处理DOA可行性分析

根据信道估计和DOA的联合估计算法可以看出, 经过多用户分离后的估计参考点的信道冲激响应和各个阵元的信道冲激响应能够分辨出各个用户的多个多径的来波方向。但是必须指出该算法是假设阵列响应和参考响应通过方向向量有如下关系:

$$H_a^{(k)} = [h_a^{(k,1)} \dots h_a^{(k,M)}] = H_r^{(k)} [A^{(k)}]^T \quad (5-11)$$

在图^[20]所定义无线突发的“训练序列(中置码)”发送时间内, 训练序列经过下图中的处理过程和一些后续射频处理发往基站。图中的复处理用于产生分别送至I、Q两路调制乘法器 M_1 、 M_2 的两路不同的训练序列 I_{mid} 和 Q_{mid} 。

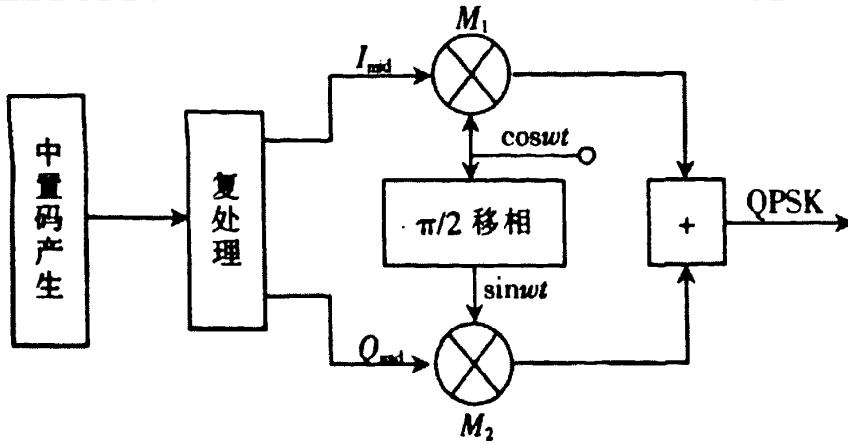


图5-3 训练序列在MS发信中的处理过程

考察 I 路的训练序列信号为 $m_k(t) \cdot \cos \omega t$ 以入射角 θ 发送到天线阵列上, 得到参考点上的信号:

$$I_r(t) = m_k(t) \cdot \cos \omega t \cdot h_c(t) \quad (5-12)$$

其中 $h_c(t)$ 为空中传输的冲激响应。

则第 n 个阵元上接收的信号为:

$$I_n(t) = m_k(t) \cdot \cos(\omega t - \varphi_n) \cdot h_c(t) \quad (5-13)$$

φ_n 为第 n 个阵元接收的信号相移。天线阵列接收的信号将被下变频成为基带信号,

如下图

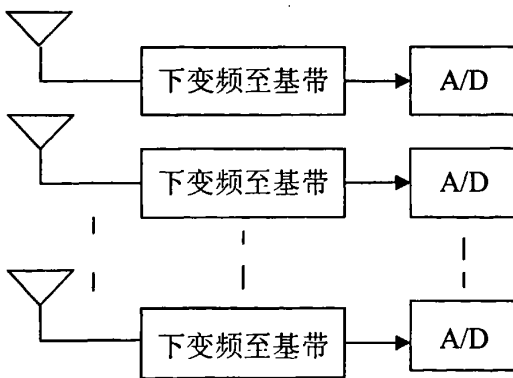


图5-4 智能天线接收机前端结构

图5-5是下变频原理框图^[18]。设 $x_1 = a_k \cdot g(t) \cos(\omega t + a_{i1})$, 取下变频用的本地载波为

$\cos \omega_L t$, 且取 $\omega_L = \omega$ 时, 有

$$y_1 = a_k \cdot g(t) \cos(\omega t + a_{i1}) \cos \omega_L t \quad (5-14)$$

略去1/2系数的影响，经低通滤波器LPF后得

$$y_3 = a_k \cdot g(t) \cos a_{i1} \quad (5-15)$$

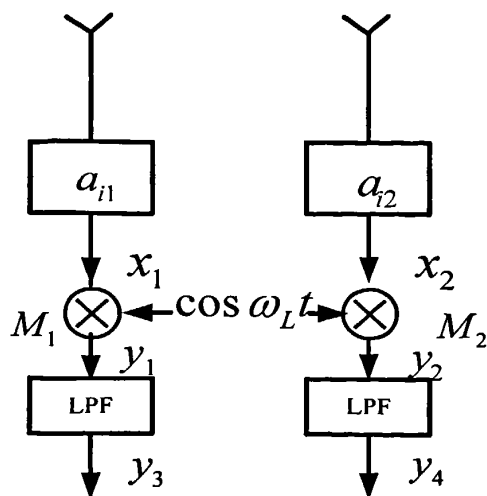


图5-5 下变频处理过程

结合上述推导和QPSK解调框图

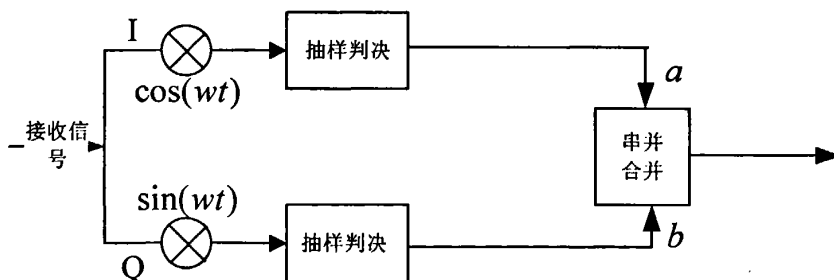


图5-6 QPSK解调框图

可以得到下变频后I路信号

$$I'_n(t) = I_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \cos(-\varphi_n) + Q_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \sin(-\varphi_n) \quad (5-16)$$

同理可以得到下变频后的Q路信号

$$Q'_n(t) = Q_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \cos(-\varphi_n) - I_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \sin(-\varphi_n) \quad (5-17)$$

第n个阵元上接收的Q路和I路信号经过抽样判决和并串转换后的信号

$$S_n(t) = m_k(t) \cdot h_c(t) \cdot \cos(-\varphi_n) + N + n \quad (5-18)$$

其中N代表下变频后产生的噪声

$$Q_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \sin(-\varphi_n) \text{ 和 } I_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \sin(-\varphi_n) \quad (5-19)$$

n代表白噪声。

参考点的信号同理可得： $S(t) = m_k(t) \cdot h_c(t)$ (5-20)

得到 $H_n(t) = h_c(t) \cdot \cos(\varphi_n) + N$ (5-21)

由此可见，信号的相位信息转换成了幅度信息，并增加了噪声。

在第四章中提出的延迟-移相法中使用

$$P(\theta) = w^H R_{uu} w = a^H(\theta) R_{uu} a(\theta) \quad (5-22)$$

进行DOA估计，式中的

$$R_{uu} = E[x(t) \cdot x^H(t)] \quad (5-23)$$

为了方便计算，取二元阵列，单波束入射，通过前面的分析，取 $x(t) = H(t) = [h_c(t) + N, h_c(t) \cdot \cos(\varphi_n) + N]^T$ 。那么

$$R_{uu} = E[x(t) \cdot x^H(t)] = \begin{bmatrix} \sigma_c^2 + \sigma_n^2 & \cos(\varphi_n) \sigma_c^2 + \sigma_n^2 \\ \cos(\varphi_n) \sigma_c^2 + \sigma_n^2 & \cos^2(\varphi_n) \sigma_c^2 + \sigma_n^2 \end{bmatrix} \quad (5-24)$$

N元均匀线阵的阵列导引向量 $\alpha(\theta) = [1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d(N-1) \sin \theta}]^T$ 这里取 $d = \frac{\lambda}{2}$,

$$\alpha(\theta) = [1, e^{-j\pi \sin \theta}]^T。$$

$$\begin{aligned} P(\theta) &= w^H R_{uu} w = a^H(\theta) R_{uu} a(\theta) \\ &= \sigma_c^2 + \sigma_n^2 + \cos^2(\varphi_n) \sigma_c^2 + \sigma_n^2 + [\cos(\varphi_n) \sigma_c^2 + \sigma_n^2] (e^{-j\pi \sin \theta} + e^{j\pi \sin \theta}) \\ &= (1 + \cos^2(\varphi_n)) \sigma_c^2 + 2\sigma_n^2 + [\cos(\varphi_n) \sigma_c^2 + \sigma_n^2] (2 \cos(\pi \sin(\theta))) \end{aligned} \quad (5-25)$$

这里假设 $\sigma_c^2 = 1$, $\sigma_n^2 = 0.2$, $\theta_0 = 60^\circ$, $d = \lambda/2$

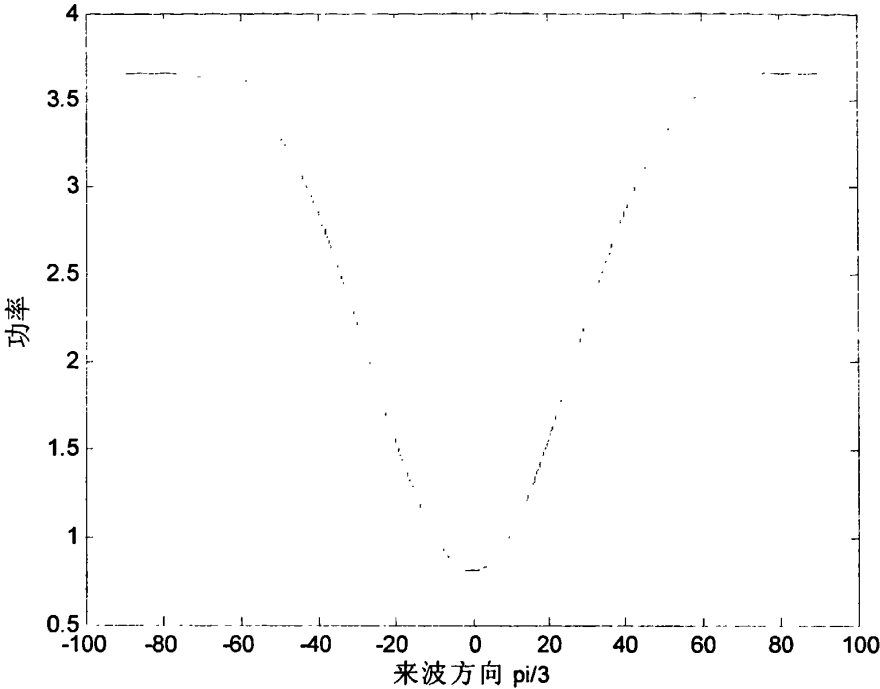


图5-7 基于矩阵的DOA算法曲线图

由上图可见，在来波方向为 $\pi/3$ 的情况下，曲线在 0° 处出现极值，可证明使用上述公式不能给出正确的DOA方向估计，原因在于经过下变频处理后相位信息转换成了幅度信息，如果希望使用该公式进行DOA估计，需要把幅度信息重新转化为相位信息。

本文给出了下面方法，我们对第N个阵元I路和Q路信号进行处理，如下图：

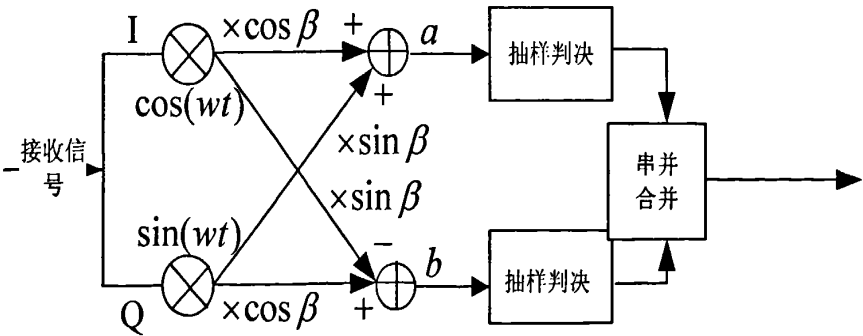


图5-8 获取相位信息方法

根据图推出a.b两点的信号分别为

$$\begin{aligned} &I'_n(t) \cdot \cos(\beta) + Q'_n(t) \cdot \sin(\beta) \\ &= I_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \cos(\beta - \varphi_n) + Q_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \sin(\beta - \varphi_n) + n \end{aligned} \tag{5-26}$$

$$\begin{aligned} & Q'_n(t) \cdot \cos(\beta) - I'_n(t) \cdot \sin(\beta) \\ & = Q_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \cos(\beta - \varphi_n) + I_{mid}(t) \cdot h_c(t) \cdot \sin(\beta - \varphi_n) + n \end{aligned} \quad (5-27)$$

通过本方法调节 β 的大小, 当 $\beta = \varphi_n$ 的时候, 码片的幅度最大, 而干扰项为零。

$$\begin{aligned} P(\theta) &= \cos^2(\beta - \varphi_n) \sigma_c^2 + \sigma_n^2 \\ &= \cos^2\left(\frac{2\pi d \sin(\theta)}{\lambda} - \frac{2\pi d \sin(\theta_0)}{\lambda}\right) \sigma_c^2 + \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (5-28)$$

使用前面的假设可以得到:

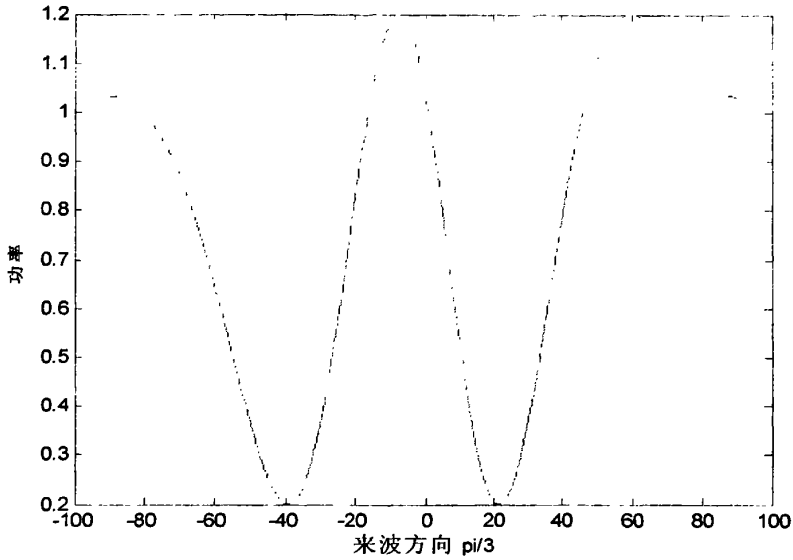


图5-9 基于阵元上信号功率的DOA算法曲线图

虽然在 60° 处出现最大值, 但是在 -10° 左右也出现了最大值, 这是因为该方法得到的功率最大值满足 $\sin(\theta) - \sin(\theta_0) = 0$ 或 1 。所以依然不能精确判断来波方向。但是可以使用第 n 个阵元和参考阵元的互相关信号来判断

$$\begin{aligned} R_{1,n} &= \cos(\beta - \varphi_n) \sigma_c^2 + \sigma_n^2 \\ &= \cos\left(\frac{2\pi d \sin(\theta)}{\lambda} - \frac{2\pi d \sin(\theta_0)}{\lambda}\right) \sigma_c^2 + \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (5-29)$$

根据下图, 可得来波方向为 60° 。

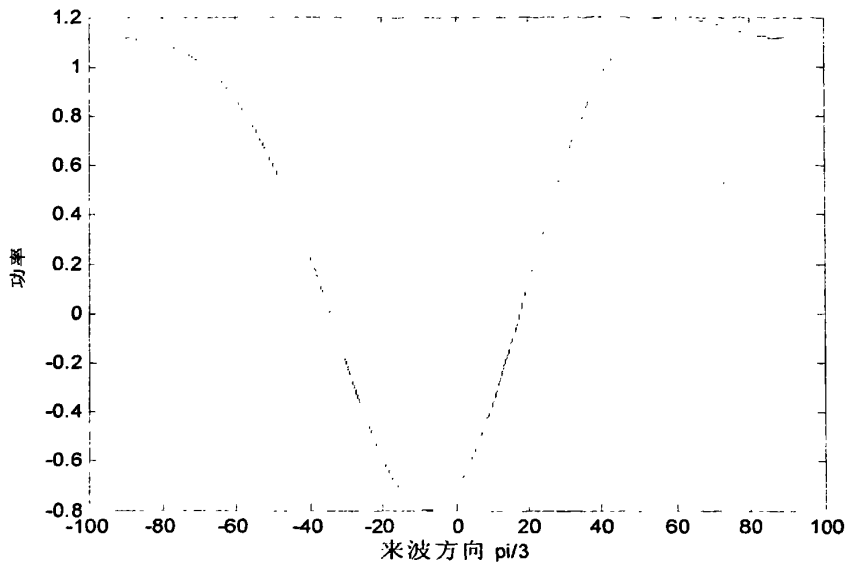


图5-10 基于阵元信号互相关的DOA算法曲线图

5.3 TD-SCDMA智能天线上下行发射权值互易性分析

5.3.1阵列天线下行单波束形成物理分析

根据第四章中已经给出了上行波束形成的原理，下面将对下行波束形成进行分析。

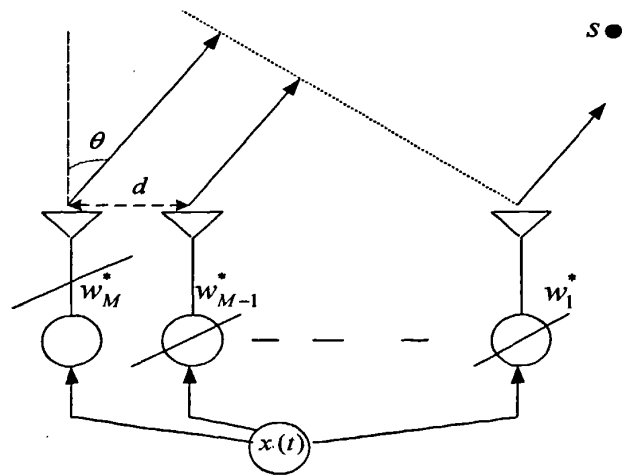


图5-11 单波束发射线阵结构图

上图为发射单波束的线阵天线结构图。图中发射定向波束可以通过射频移相过程也可以在中频或基带实现，但都可以等效到射频。事实上，从天线端看，天线阵的波束是不会依基带信号加权而改变的，因此基带智能天线的波束形成是一种等效的概念^[21]。文献^{[7][17]}

给出的智能天线硬件实现部分的射频模块框图也指出了发射波束时也是在阵元上进行调相和调幅。因此得到，下行波束赋形的物理实现是通过载波调幅移相，即只能通过相控理论来实现下行波束形成。

假设在远场有观测点S，且S与天线法线夹角为 θ_s ，S点上接收第一根阵元的信号为 $s_1(t)$ ，由于S点与第一根阵元和第二根阵元之间的距离差为 $d \sin \theta_s$ ，所以观测点接收两个阵元的信号之间存在相位差 $\beta_s = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_s$ ，可得接收第二根阵元上的信号 $x(t) \cdot e^{-j\beta_s}$ ，推而广之，观测点接收到第n根阵元上的信号为 $x(t) \cdot e^{-j(n-1)\beta_s}$ 。

假设阵元没有进行加权，则在S点上接收的信号为

$$s(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) = x(t) \left| \sum_{i=1}^M e^{-j(i-1)\beta_s} \right| = x(t) \cdot |a(\theta_s)| \quad (5-30)$$

为了自适应下行波束赋形，必须通过对阵元阵列进行加权，所以那么经过加权以后

$$s(t) = x(t) \cdot |w^H a(\theta)| \quad (5-31)$$

假设只有一个目标点的情况下，即只形成单波束，通过相控阵理论，为了使在观测点S接收的信号幅度最大，需要在各个阵元上移相，使得各个阵元信号在接收点处同相相加。

通过上面分析可得： $w^H = [w_1, w_2, \dots, w_M] = [1, e^{-j\beta_s}, \dots, e^{-j(M-1)\beta_s}]$ 。那么，

$$s(t) = x(t) \cdot |w^H a(\theta)| = x(t) \cdot \left| \sum_{i=1}^M e^{j[a_i - (i-1)\beta_s]} \right| = x(t) \cdot F(\theta_s) \quad (5-32)$$

其中 $F(\theta)$ 称为天线阵的方向因子

$$\begin{aligned} \text{令 } a_i - (i-1)\beta_s &= (i-1) \cdot \frac{2\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_s) = (i-1) \cdot \varphi \\ F(\theta_s) &= \left| \frac{1 - e^{jM\varphi}}{1 - e^{j\varphi}} \right| = \sqrt{\frac{(1 - \cos M\varphi)^2 + \sin^2 M\varphi}{(1 - \cos \varphi)^2 + \sin^2 \varphi}} \\ &= \frac{\sin[M\varphi/2]}{\sin[\varphi/2]} = \frac{\sin[\frac{M\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_s)]}{\sin[\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_s)]} \end{aligned} \quad (5-33)$$

假设有八根阵元，观测点在 30°

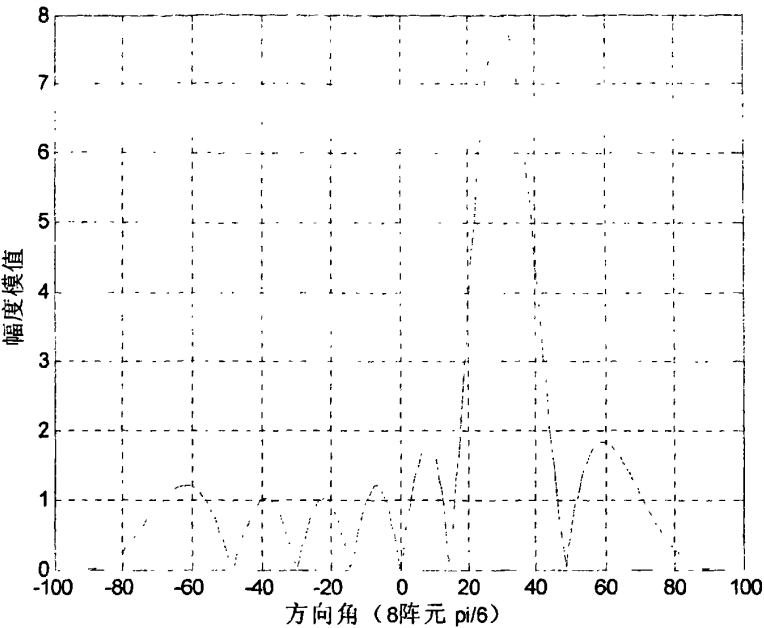


图5-12 单波束方向图

5.3.2阵列天线下行多波束形成分析

上面的讨论是假设在单波束的情况下的，对于多波束形成，文献^[22]给出了多波束发射结构图

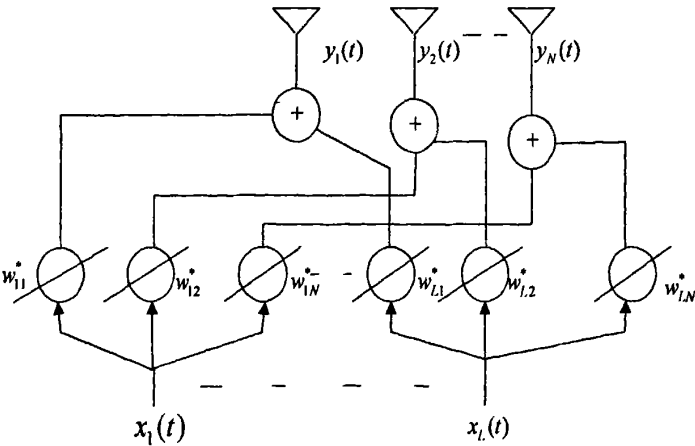


图5-13 多波束发射结构

由上图可见，该结构通过每个阵元上多用户相应权值累加实现多波束发射的。同时，文献^[23]给出了下列公式：

上行波束赋形后智能天线接收的总数据

$$X_j(l) = \sum_{j=1}^N x_{ji}(l) w_{ji}(l) \quad (5-34)$$

其中, $x_{ji}(l)$ 为第 i 个接收机第 j 个信道第 l 个符号; $w_{ji}(l)$ 指上行波束成形矩阵 W 的元素; 下行第 i 个发射机所发射的信号为:

$$Y_{ij}(l) = \sum_{j=1}^N Y_j(l) u_{ji}(l) \quad (5-35)$$

其中, $Y_j(l)$ 为用户第 j 个信道第 l 个符号; $u_{ji}(l)$ 指下行波束成形矩阵 U 的元素。该文献指出了“在TDD方式工作的系统中, 若组成智能天线系统的各射频收发机是全同的, 由于其上下行电波传播条件相同, 则可以直接将此上行波束赋形矩阵使用于下行”, 即 $U=W$ 。同时, 文献^[4]也给出了类似的结论, 该文献认为“由于TDD方式可以用上行得到的空间参数在第二个时隙将要发送的信号进行波束成型”, 并给出了上行波束赋形后得到的第 i 用户信号为:

$$s_i(k) = \sum_{m=1}^M w'_m x'_m(k) \quad (5-36)$$

其中 w'_m 为通过空间参数估计得到的上行波形赋形权值, $x'_m(k)$ 为第 m 个阵元对 i 用户解扩后的信号。下行波束赋形发射信号为:

$$y_m(k, n) = \sum_{i=1}^P w'_m s_i(k) p_i(k, n) \quad (5-37)$$

其中 $p_i(k, n)$ 为扩频PN码。另外文献^[24]也使用了上述观点, “在TDD方式中上行与下行链路间隔时间短, 使用相同频率传输信号, 上、下行链路无线传播环境差异不大, 可以使用相同权值”。

但是我们认为由于上下行处理方式是不同的, 所以对上下行权值的互易性存在疑问, 基于此我们做出了下面分析。通过前面对智能天线接收过程的分析, 智能天线使用训练序列先进行多用户分离再对每个用户进行DOA估计和上行波束赋形的, 为了简单起见, 我们以两阵元阵分析。如下图

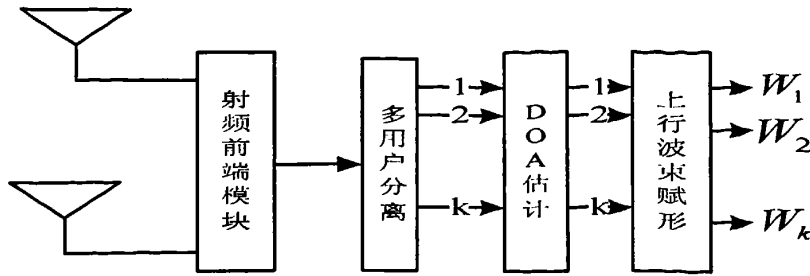


图 5-14 上行波束赋形过程

根据上行波束赋形过程图，可以看出，上行波束赋形是根据来波方向信息进行的单波束赋形，通过前面单波束赋形分析，可以得到观测点A，B的波束赋形权值：

$$w_A^H = [1, e^{-j\beta_A} \dots e^{-j(M-1)\beta_A}] \quad (5-38)$$

$$w_B^H = [1, e^{-j\beta_B} \dots e^{-j(M-1)\beta_B}] \quad (5-39)$$

假设对两个观测点A，B发射波束，且观测点A，B相对线阵法线的夹角为 θ_A, θ_B 。则合并后权值为

$$w = w_A^H + w_B^H = [1 + 1, e^{-j\beta_A} + e^{-j\beta_B} \dots e^{-j(M-1)\beta_A} + e^{-j(M-1)\beta_B}] \quad (5-40)$$

下面对 $e^{-j\beta_A} + e^{-j\beta_B}$ 进行分析

$$\begin{aligned} e^{-j\beta_A} + e^{-j\beta_B} &= \cos(-\beta_A) + j\sin(-\beta_A) + \cos(-\beta_B) + j\sin(-\beta_B) \\ &= 2\cos\left(\frac{\beta_A + \beta_B}{2}\right)\cos\left(\frac{\beta_A - \beta_B}{2}\right) - j2\sin\left(\frac{\beta_A + \beta_B}{2}\right)\cos\left(\frac{\beta_A - \beta_B}{2}\right) \\ &= 2\cos\left(\frac{\beta_A - \beta_B}{2}\right) \cdot e^{-j\frac{\beta_A + \beta_B}{2}} \end{aligned} \quad (5-41)$$

同理可得

$$e^{-jn\beta_A} + e^{-jn\beta_B} = 2\cos\left(n \cdot \frac{\beta_A - \beta_B}{2}\right) \cdot e^{-jn\frac{\beta_A + \beta_B}{2}} \quad (5-42)$$

而阵元权值可变为

$$\begin{aligned} w &= w_A^H + w_B^H \\ &= \left[2, 2\cos\left(\frac{\beta_A - \beta_B}{2}\right) \cdot e^{-j\frac{\beta_A + \beta_B}{2}} \dots 2\cos\left[(M-1)\left(\frac{\beta_A - \beta_B}{2}\right)\right] \cdot e^{-j(M-1)\frac{\beta_A + \beta_B}{2}} \right] \end{aligned} \quad (5-43)$$

加权后的信号为：

$$s(t) = s_1(t) \cdot \left| w^H a(\theta) \right| = s_1(t) \cdot \left| \sum_{i=1}^M \cos[(i-1)(\frac{\beta_A - \beta_B}{2})] e^{j[\alpha_i - (i-1)\frac{\beta_A + \beta_B}{2}]} \right| \quad (5-44)$$

我们假设观测点A, B的方位角为 $\theta_A=60^\circ$ 和 $\theta_B=45^\circ$ 。单波束赋形分别如下图：

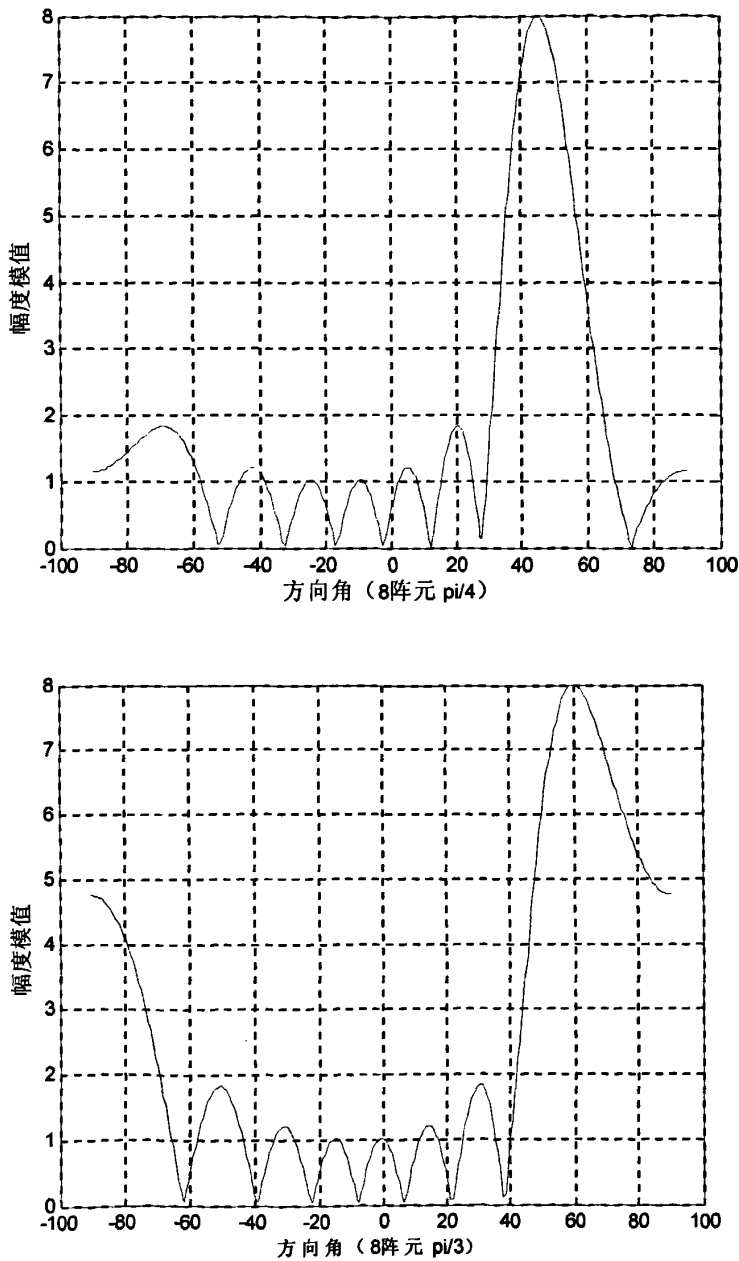


图5-15 单波束方向图

合成权值后的仿真图：

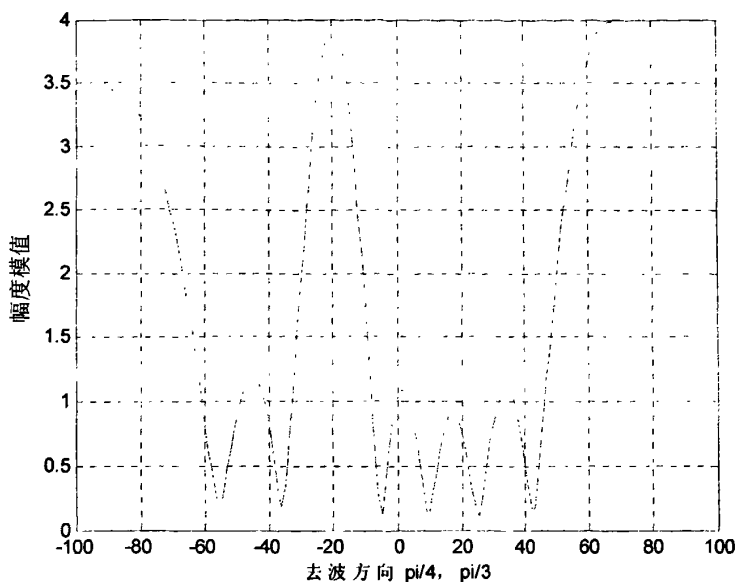


图5-16 合成权值后的波束方向图

由上述推导我们认为在发射多波束的情况下，各个上行波束赋形的权值将互相合并，而造成了波束方向的畸变，由此证明上行波束赋形与下行波束赋形并不能够互易。

另外，我们考察调制信号对波束形成的影响。当发射多个信号如A, B两个用户的信号第n个阵元合并后发射的信号为：

$$S_n = s_A \cdot w_{A,n} + s_B \cdot w_{B,n} \quad (5-45)$$

根据前面分析得知这些权值的作用是根据相控阵理论，在发射机处信号的预调相，使得信号在观测点处同相相加。文献^[18]给出了阵元上的信号加权合成模型，

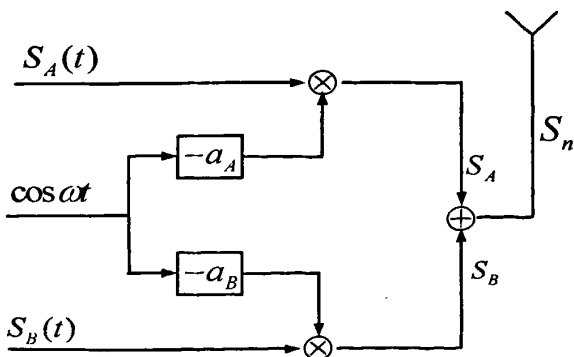


图5-17 阵元上的信号加权合成模型

根据上述模型我们得到：

$$s_A = \cos(\omega t + \phi_A - a_A) \quad (5-46)$$

$$s_B = \cos(\omega t + \phi_B - a_B) \quad (5-47)$$

其中 ϕ_A , ϕ_B 代表数据调制相位。

继续考察阵列（8根阵元）合成信号：

$$S = \sum_{i=1}^8 (\cos(\omega t + \phi_A - a_{A,i}) + \cos(\omega t + \phi_B - a_{B,i})) \quad (5-48)$$

对于观测点A来说，

$$\sum_{i=1}^8 \cos(\omega t + \phi_A - a_{A,i}) \Rightarrow 8 \cos(\omega t + \phi_A) \quad (5-49)$$

$$\sum_{i=1}^8 \cos(\omega t + \phi_B - a_{B,i}) \Rightarrow \sum_{i=1}^8 \cos(\omega t + \phi_B + a_{A,i} - a_{B,i}) \quad (5-50)$$

那么，接收的信号为：

$$r_A = 8 \cos(\omega t + \phi_A) + \sum_{i=1}^8 \cos(\omega t + \phi_B + a_{A,i} - a_{B,i}) \quad (5-51)$$

根据下变频和QPSK原理：

$$I_A = [8 \cos(\phi_A) + \sum_{i=1}^8 \cos(\phi_B + a_{A,i} - a_{B,i})] / 2 \quad (5-52)$$

$$Q_A = [8 \sin(\phi_A) + \sum_{i=1}^8 \sin(\phi_B + a_{A,i} - a_{B,i})] / 2 \quad (5-53)$$

相位调制的射频信号经过下变频后，变成了幅度调制信号，

其中 $\sum_{i=1}^8 \cos(\phi_B + a_{A,i} - a_{B,i})$ 和 $\sum_{i=1}^8 \sin(\phi_B + a_{A,i} - a_{B,i})$ 为干扰项；

为了实现在观测点处，期望的码道信号能量最大，且干扰信号能量最小，即码道和空间波束信道匹配，则

$$|\sum_{i=1}^8 \cos(\phi_B + a_{A,i} - a_{B,i})| = |\sum_{i=1}^8 w_{B,i} \cdot \cos(\phi_B + a_{A,i})| = 0 \quad (5-54)$$

$$|\sum_{i=1}^8 \sin(\phi_B + a_{A,i} - a_{B,i})| = |\sum_{i=1}^8 w_{B,i} \cdot \sin(\phi_B + a_{A,i})| = 0 \quad (5-55)$$

同时在观测点B处有最大期望信号

$$\sum_{i=1}^8 w_{B,i} \cdot \cos(\phi_B + a_{B,i}) = 8 \quad (5-56)$$

由上述推导公式可以看出，权值和 ϕ_B 有关系，即每两个码片就要确定一次权值，这显然是很难实现的，同时由于 ϕ_B 在上下行信号中是不可能相同的，这也证明了上行波束形成权值不能用于下行波束形成。

事实上，上行波束赋形等效于根据DOA信息对一个码道进行波束赋形，所以它是可以不受阵列天线物理限制的，而更多的是信号均衡的概念。而下行波束赋形是在一副天线阵列对多个码道进行波束赋形。所以使用上行波束赋形权值用于下行波束赋形将会产生错误的结果。

5.4 TD-SCDMA智能天线收发信信噪比增益的不可互易性

目前多数资料只提及SA的接收信噪比增益，而对于SA的发送信噪比增益却很少有资料提到，资料^[25]则认为收发信噪比增益是相等的，均为7dB，资料^[26]通过实验给出了上行和下行的增益为4~5db。大唐内部资料^[8]提供的TD-SCDMA中的SA上行与下行增益都为15db。但是通过计算可以发现智能天线的收发信信噪比是不相等的，即不存在互易性。需要在这里指出的是，这里指的增益是阵列天线相对与单天线的增益。

首先分析SA收信信噪比增益，假设来自用户发射机的一个平面波入射到M个阵元的阵列上，天线阵阵元接收的数据向量可表示为：

$$x(t) = s(t)a(\phi, \theta) + n(t) \quad (5-57)$$

$a(\phi, \theta)$ 为导引向量， $n(t)$ 指每个阵元接收的噪声，是方差为 σ_n^2 的复高斯随机变量。

通过前面波束形成原理分析，在单波束情况下， $w = a(\phi, \theta)$ ，天线合并器输出为：

$$\begin{aligned} y(t) &= w^H x(t) \\ &= s(t)a^H(\phi, \theta)a(\phi, \theta) + a^H(\phi, \theta)n(t) \\ &= Ms(t) + a^H(\phi, \theta)n(t) \end{aligned} \quad (5-58)$$

$y(t)$ 中的期望信号分量的功率为：

$$P_y = M^2 E[|s(t)|^2] \quad (5-59)$$

$y(t)$ 中的噪声分量功率为：

$$\begin{aligned}
N_y &= E[a^H(\phi, \theta)n(t)n^H(t)a(\phi, \theta)] \\
&= a^H(\phi, \theta)\sigma_n^2 a(\phi, \theta) \\
&= M\sigma_n^2
\end{aligned} \tag{5-60}$$

因此, $y(t)$ 的信噪比为:

$$\gamma_y = M \frac{E[|s(t)|^2]}{\sigma_n^2} \tag{5-61}$$

若不使用M阵元的阵列, 只使用单根天线, 则单个阵元上的信号为:

$$x_0(t) = s(t) + n(t) \tag{5-62}$$

$x_0(t)$ 信噪比为:

$$\gamma_{y_0} = \frac{E[|s(t)|^2]}{\sigma_n^2} \tag{5-63}$$

比较式 (5-61) (5-63) 以得出M元阵列将接收SNR提高了

$$G_{SR} = 10 \log(M) \text{ dB} \tag{5-64}$$

下面对SA的发送信噪比增益进行推导, 不考虑路径损耗, MS收到信号向量表达式为:

$$x(t) = Ms(t) + n(t) \tag{5-65}$$

因此其信噪比为:

$$\gamma_x = M^2 \frac{E[|s(t)|^2]}{\sigma_n^2} \tag{5-61}$$

可以看到M元阵列将SNR提高了

$$G_{ST} = 10 \log(M^2) \text{ dB} \tag{5-62}$$

取8阵元SA时, $G_{ST} = 18 \text{ dB}$ 。与 G_{SR} 相比要大9 dB。所以 G_{SR} 和 G_{ST} 是不可互易的。

文献^[27]给出了波束赋形增益上行理论最大9db,实际值5~8db,下行增益为阵列增益9db+赋形增益5~8db=14~17db,这也支持了我们推导的结果,同时可以推断大唐内部资料所做测试都没有实现SA的定向发送,即没有实现空分多址的作用。

5.5 本章小结

本章对TD-SCDMA系统中的智能天线中的DOA算法和下行波束形成算法进行了可行

性研究, 根据TD-SCDMA制定者给出的资料, 对通过矩阵推导DOA算法进行了验证, 提出了怀疑, 并给出了基于鉴相法的DOA方法。证明了上下行波束权值不具有互易性, 推算出下行波束形成算法在物理实现中存在的可行性问题, 并证明了智能天线收发信的信噪比不具有互易性。

第六章 结论

主要工作

本文讨论了TD-SCDMA中的智能天线应用原理并对其可行性进行了分析

主要工作有：

- 1 介绍了智能天线的原理和关键算法；
- 2 对TD-SCDMA中信道和DOA联合检测的算法进行了分析，提出了问题和改进方案；
- 3 对TD-SCDMA中智能天线上行波束赋形算法和下行波束赋形算法进行了比较，发现两者不具有互易性，并发现下行波束赋形算法物理实现上的困难。

未来研究展望

日益复杂的通信环境对无线通信系统的要求越来越高，所以无线通信系统应该能够自适应各种无线通信环境。基于智能天线设计的通信系统必须全面地考察智能天线技术给未来无线通信系统可能带来的一些根本性影响，认真地考虑由智能天线带来的一些新问题，从而尽量充分地利用智能天线技术带来的各项优势。我认为下面的研究点可以继续深入研究：

- 1 研究高速情况下，多普勒频移对DOA估计的影响，以及其改进方法；
- 2 研究基于CDMA系统的多径情况下的DOA估计，重点在基于训练序列的非盲技术；
- 3 探索有效的数字波束形成技术，着重于突破阵列物理限制的数字多波束形成技术。

参考文献

- [1] TD-SCDMA—第三代移动通信系统标准 大唐移动通信设备有限公司 李世鹤主编 2002 年12 月。
- [2] 傅海阳,《WCDMA无线接入标准性能分析》,南京邮电大学学报,2006年6月。
- [3] 吴津钟,“TD-SCDMA系统中的智能天线算法研究与仿真”,南京,东南大学,2006。
- [4] 谢显中,《第三代移动通信系统技术与实现》,北京:电子工业出版社,2004年6月。
- [5] 李小文、李贵勇、陈贤亮等著,《TD-SCDMA第三代移动通信系统、信令及实现》,人民邮电出版社 2003年1月。
- [6] 王衍文,“PHS系统中的智能基站”,中兴通讯技术,2003-10-02
- [7] 金荣洪 耿军平 范瑜,《无线通信中的智能天线》,北京:北京邮电大学出版社 , 2006年6月。
- [8] 康绍莉、李斌,《智能天线和联合检测建议书》,大唐移动通信设备有限公司,2005 年3月。
- [9] 杨维等,《移动通信中的阵列天线技术》,北京:清华大学出版社,2005年10月。
- [10] J.Capon.“High Resolution Frequency-Wavenumber Spectral Analysis”.Proc.Of the IEEE,Vol.57,No.8,pp.1408-1418,Aug.1969
- [11]R.O.Schmidt.“Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation’.Proc.Of RADC Spectrum Estimation Workshop,Griffiss AFB,NY,pp.243-258,1979
- [12] Roy R and Kailath T. “ESPRIT—Estimation of Signal parameters via Rotational Invariance Techniques”.IEEE Trans.On Acoustics,Speech,and Signal Processing, Vol.37,pp.984-995,July 1986。
- [13] MA THEW S C P,ZOL TOW SK IM D.“Performance of the UCA-ESPRIT algorithm for circular ring arrays”.IEEE Transactions on Signal Processing,1994,42(9):2535-2539。
- [14] 康绍莉,李世鹤等. TD-SCDMA系统中基于上行参数的下行波束赋形算法.通信学报.2002, 23(8): 67-71。
- [15] STEINER B, BAIER P W.Low cost channel estimation in the uplink receiver of CDMA mobile radio systems[J].Frequenz,Nov/Dec 1993,47:292-298.
- [16] 谢显中,《基于TDD的第四代移动通信技术》,北京:电子工业出版社,2005年7

月。

[17] 刘鸣 袁超伟 等, 智能天线技术与应用, 机械工业出版社, 2007-01。

[18] 傅海阳等, “CDMA系统中智能天线错误应用理论的批判”, 电信快报, 2007年11月。

[19] 康绍莉等, “阵列天线时TD-SCDMA系统信道估计性能的新型改进”, 通信学报, 2003年24卷7期。

[20] 傅海阳等: “TD-SCDMA智能天线发信波束形成实现方案研究.”, 南京邮电大学学报, 2007年6月。

[21] 张锦中. “智能天线DOA估计技术研究”. 哈尔滨工程大学, 2006年。

[22] 吴群英,肖先赐,李世鹤. 时延角度扩散信道中TD-SCDMA系统的下行波束技术. 信号处理, 2002。

[23] 李世鹤, 《智能天线原理和实现》, 技术论坛, 2001年4月。

[24] 赵瑞锋, 谈振辉, 蒋海林, “无线系统中的智能天线”, 电子学报 2000年12月。

[25] 彭木根等, 《TD-SCDMA移动通信系统》, 北京: 机械工业出版社, 2005年7月。

[26] Adrian O.Boukalov,etc, “System Aspects of Smart-Antenna Technology in Cellular Wireless Communications—An Overview”, IEEE Trans.on Microwave Theory and Techn, 2000.

[27] 朱东照;罗建迪;汪丁鼎;肖清华, 《TD-SCDMA无线网络规划设计与优化》人民邮电出版社. 2007 年4月。

致 谢

借此论文撰成之际，我衷心地感谢所有曾经无私关心和帮助过我的老师和同学们。

我首先要感谢导师傅海阳教授的悉心栽培。在过去两年多的学习过程中，傅老师严谨的治学态度、精湛的学术造诣、孜孜不倦地钻研精神令我敬佩和汗颜，同时鞭策我奋进不止。在此献上我诚挚的敬意和深深的感谢。

其次，我要感谢教研室同门在读研期间对我的帮助，正是通过与他们地交流和讨论，以及他们所给予的热情帮助，我才能克服学业和生活中地一个又一个困难；当我学习生活遇到困难时这些同学们总是给予我无私的帮助。

我更要感谢父母对我二十多年的养育之恩，他们从物质和精神上给了我很大的支持和帮助。为我分担每一个困难，与我分享每一份喜悦，鼓励我积极上进。

最后，还要感谢参加我的论文评审与答辩的专家和老师，以及其他曾给予我帮助与支持的老师和同学。