

无线通信网络中多跳中继技术及其应用的研究

摘要

随着移动通信系统和移动 INTERNET 的发展,未来的移动通信将是一个无所不在的无线通信系统,提供无缝、不同 QoS、高速率的无线多媒体业务,但高速传输与覆盖的矛盾是未来通信中企待解决的问题。虽然被未来通信青睐的 OFDM、MIMO 和智能天线等技术解决了高速传输和频谱效率,但它们不能改善高速传输与覆盖的矛盾。最近几年出现的多跳中继技术可能是一个比较理想的解决方案之一。鉴于此,本文依次从通信系统物理层的多个角度对多跳中继技术进行了研究和分析。

文中首先从无线信道衰落特性的角度研究了多跳无线信道及其分集系统的性能。建立了多跳无线信道和多路由分集系统的数学模型,提出了用接收均衡和发送预均衡的方法设计非再生中继时的放大因子。以两跳信道为特例在不同衰落环境下给出了相应系统的性能分析,推导了有关数学闭式解。然后提出用“编码增益”和分集增益的概念讨论了多跳技术所带来的好处。在发送总功率一定的情况下,跳数和多路由数的增加并非带来更大的增益好处。再生中继与非再生中继在高信噪比区具有相似的性能,在低信噪比区前者若优于后者,但再生中继系统的性能取决于最弱的情况。最后讨论了节点移动性给系统性能带来的影响和系统功率的优化问题。

其次从宏分集的角度分析了多跳中继技术带来的好处。文中首次把多跳技术引入了传统宏分集系统中,构造了多跳合作宏分集系统。主要研究了两跳宏分集系统上行链路的性能,在纯阴影和联合衰落环境下分析了选择合并 (SC) 和最大比合并 (MRC) 的中断率和误码率。分析表明,新系统的性能要优于传统宏分集系统,多跳技术加强了原宏分集系统中移动用户因位置不同而引起性能变化的鲁棒性,可改善宏分集系统无线链路的传输可靠性。

然后从 MIMO 的角度研究了多跳技术的容量问题。文中提出并建立了分布式合作 MIMO 系统中不同合作协议的数学模型,并推导了它们的容量闭式数学描述,分别从容量和分集的角度讨论和比较了这些合作协议的性能差异。仿真分析表明,分布式合作 MIMO 系统在一定条件下可实现全分集,性能优于传统的 MIMO 系统。但由于合作 MIMO 系统需要更多的系统资源,从而降低了因路耗增益所带来的好处。

最后从空时合作编码的角度实现了分布 MIMO 系统的合作发送协议。文中

以基站蜂窝网和无中心 ad hoc 网的应用为背景，针对空时分组编码提出了几种合作编码的方案，并与传统空时分组编码做了比较。仿真分析表明，合作编码与非合作 Alamouti 编码实现相同的分集效应，在一定条件下前者的性能优于后者，这些条件包括网络结构、中继处理方式和编码的发送方式等；最后根据不同的中继需求可选择不同的中继模式，提出了双天线自适应合作编码的思想。

关键词： 多跳中继技术，合作分集，多跳宏分集，分布 MIMO 系统，虚拟天线阵，多跳合作编码，合作空时编码

STUDY ON MULTIHOP RELAYING TECHNOLOGY AND ITS APPLICATIONS FOR WIRELESS COMMUNICATIONS NETWORKS

ABSTRACT

With the development of mobile communication systems and mobile Internet, the future mobile communications will be almost-ubiquitous wireless communication systems, which are expected to provide seamless, different QoS and higher data rate multimedia services. However, one main challenge for the future communications is the provision of higher data rate and coverage. Although they are considered as some solutions to provide higher data rate transmission and spectral efficiency for the future communication, OFDM, MIMO (multiple-input multiple-output) and smart antenna still could not solve the problem of higher data rate coverage. Recently, multihop relaying technology, which is studied in a increasing trend, could be a promising solution to combat the problem. Therefore, this dissertation mainly investigates the multihop relaying technology in the physical layer of communication systems from various points of view.

Firstly, this dissertation studies the theoretical characterizations of multihop wireless channels and their diversity systems over various fading channels. The multihop wireless channels and multi-route diversity system models are proposed, and the design approaches of the amplified factor are presented using received equalizers and transmitted re-equalizers. Over the various fading channels, closed-form expressions of outage probability and Bit Error Rate (BER) for two hop fading channel models are derived in details. Then, we discuss the advantages of multihop relaying technologies by the help of coding gains and diversity gains. At the given total transmitted power, multiple hops and multiple routes could not bring more gains as the number of hops or routes increases. The performances of regenerative relaying outperform those of non-regenerative relaying at low average signal noise ratio (SNR), and they are similar at high average SNR. The performances of the regenerative relaying systems are dominated by the weakest hop. At last, we discuss the impacts of nodes mobility on the system performances and optimal power allocation.

Secondly, a novel multihop cooperative macrodivestiy system is presented.

Closed-form expressions of outage probability and the average BER for the uplink are derived using Selective combining (SC) and maximum ratio combining (MRC) in pure lognormal and rayleigh-lognormal composite fading environment. The Numerical results show that the performances of the new system outperform those of the conventional single-hop macrodiversity system. The multihop relaying can enhance the robustness of performance to the various locations of one mobile station, and it is helpful to improve the reliability of the radio link.

Thirdly, the capacities of multihop cooperation systems are investigated emulating the conventional MIMO systems. We present the several cooperative protocols for distributed MIMO systems, and derive the closed-form expressions of their channel capacity. Then, the performances of these protocols are discussed from the capacity point-of-view and diversity point-of-view, respectively. Simulated results show the distributed MIMO systems can offer the full diversity at some given manners, and their outage performances outperform those of the conventional MIMO systems. However, the cooperative MIMO systems need more resources to trade off the advantage of the path loss gains.

Finally, the applications of the cooperative protocols for distributed MIMO systems are studied using space-time coding. We present several cooperative space-time block coding schemes for the infrastructure-based networks (wireless cellular networks) and non-infrastructure-based networks (Ad hoc networks). Simulated results show the cooperative coding schemes can obtain the same diversity gain as the non-cooperative Alamouti coding schemes, and the former outperform the latter in some certain manners, which include the network architecture, the relaying process and coding protocols. At last, an idea of dual-antenna adaptive cooperative coding is suggested based on the various relaying modes for the various requirements.

KEY WORDS: Multihop relaying technology, Cooperative diversity, Multihop macrodiversity, Distributed MIMO system, Virtual antenna array, Multihop cooperative coding, Cooperative space time coding

本人声明所呈交的论文是本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中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得北京邮电大学或其他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。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名：_____ 日期：_____

关于论文使用授权的说明

学位论文作者完全了解北京邮电大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属北京邮电大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许学位论文被查阅和借阅；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。（保密的学位论文在解密后遵守此规定）

保密论文注释：本学位论文属于保密在__年解密后适用本授权书。非保密论文注释：本学位论文不属于保密范围，适用本授权书。

本人签名：_____ 日期：_____

导师签名：_____ 日期：_____

第一章 绪 论

1.1 未来移动通信的发展趋势

随着移动通信系统和移动 INTERNET 的发展, 未来的移动通信将是一个无所不在的无线通信系统, 提供无缝、不同 QoS、高速率的无线多媒体业务。从数据传输速率而言, 未来通信系统提供室内用户速率可达 100Mbit/s, 在高速移动情况下达 2Mbit/s; 从覆盖上说, 将是无缝覆盖, 实现任何时间任何地点任何业务的任意接入。然而, 随着数据传输速率的提高, 在给定发送功率时接收信号的能量随速率的增长而线性下降, 此外未来通信系统的工作频谱将位于 3G 系统的 2GHz 以上, 在如此高的频段下的无线传播将增加自由空间的损耗, 从而在一定发送功率时基站的实际覆盖区域将大幅度减少[1]。据统计, 如果发送数据速率从几百 Kbit/s 提高到几十 Mbit/s, 假设路耗指数为 3.5, 高速率下实际的覆盖区域将缩减到原来的 7%[2]。若提高发送功率以延伸系统的覆盖, 这不仅增加发送成本, 而且也增加对其它用户的干扰, 更使以电池为驱动的移动终端过快地消耗能量。这样, 仅有在基站附近的用户能得到高速数据传输的服务, 而在小区边缘的用户只能得到低速率的传输业务。因此, 未来移动通信必须解决高速数据传输与覆盖范围的矛盾。一个简单的解决方法就是减少小区的覆盖和增加基站的数量, 然而这将增加基础设施的投入, 对通信运营商来说如果用户的数量及业务的需求不能随之成比例增长, 在建设成本上可能是不经济的。

在目前的蜂窝通信中, 衡量系统的容量是以一定频段内所能提供的最大信道或用户数目为参考的, 由于无线频谱是一种有限且珍贵的通信资源, 使得用户数量的增长与有限的容量构成矛盾。然而用户的数量是以地区人口为上限的, 在发达国家移动电话的使用已达到很高的比例, 在将来容量问题可能不构成主流矛盾。不过相同数量的用户可能在发送速率上有更高的需求。在将来, 数据业务将由从属地位上升到主导地位, 其比例将从目前总流量的 10%~20% 上升到 80% 以上, 话音业务的比例将逐渐降低。因此, 未来无线系统的瓶颈可能是吞吐速率的需求而不是额外的容量, 而传统的蜂窝移动通信系统是以满足语音业务需求而设计的, 这意味着需要寻求更有效的无线传输机制才能最大程度地满足未来移动通信业务需求的变化[3]。

由于未来移动通信系统的峰值传输速率与目前相比将提高 1~2 个量级, 在传统的蜂窝移动通信频段上无法满足这一要求, 因而需要开发频率更高的无线资源。但由此带来的问题是电波的传输特性将更加恶劣, 易受环境的影响。因此加强无线传输的可靠性格外重要。另外, 通信网和通信系统的多样性使得未来通信

系统的兼容性问题也不容忽视。未来通信系统将不再是如今的 GSM、CDMA 和无线局域网（WLAN）等相互独立的网络体系，而是多个不同网络的统一，如蜂窝网、无线局域网、个人区域网络（PAN）等，实现任意时间、任意地点和任何业务的无缝接入、漫游和切换。因此，在未来移动通信系统中寻找新的网络结构势在必行[3]。

所以，未来的通信系统将是高速传输与覆盖、用户需求与传输机制和可靠性，以及多种通信系统兼容性的矛盾统一。为适应未来通信发展的需求，在通信系统物理层的实现上已提出多种先进的传输技术和天线技术。

目前，编码调制技术已获得突破性的发展，如调制技术已从过去的二进制移相键控（BPSK）发展到如今的多进制多相位正交调幅（QAM），自适应编码调制技术被认为是实现高速无线通信的关键技术之一。编码调制与分集技术相结合构成的空时编码不仅实现了编码增益和分集增益，而且也使频谱效率得到了较大提高。为克服无线信道传输中信号因频率选择性衰落而引起的码间干扰（ISI），多载波传输已受到青睐。其中，正交频分复用（OFDM）是其典型应用，允许各个子载波相互正交，频谱相互重叠，从而减小了子载波间的相互干扰，同时具有很高的频谱利用率。另外，多载波与 CDMA 相结合，构成了多种技术，如 OFDM-CDMA 技术既继承了 OFDM 的优点，又具有多址能力，被广泛认为是未来无线多媒体通信的有效技术之一。

近年来多输入多输出（MIMO）技术作为提高数据传输速率的重要手段得到了人们越来越多的关注。MIMO 系统是指在发射端和接收端同时采用多个天线阵子的通信系统。与传统的单入单出（SISO）通信系统相比，发送端和接收端的多天线阵列可形成多天线分集发送和多天线分集接收。当前，MIMO 与 OFDM 的结合、MIMO 与空时编码的结合是研究的热点。此外，智能天线也是一种强有力的技术，在空间域内抑制交互干扰，增强了特殊范围内的有用信号，既改善了信号质量，又增加了传输容量。智能天线技术可分为多波束智能天线和自适应智能天线，其中多波束智能天线以其结构简单、无需判断用户信号到达方向等优点被认为是未来智能天线技术的发展方向。

依此看来，未来的移动通信系统将不再是一种技术的应用，而是多种技术的结合，甚至是某种技术多元化的延伸。从简单的二进制调制到如今的多进制多维编码调制，从单载波传输到多载波传输，从单天线单入单出系统到多天线多入多出系统，从传统的全向天线系统到多波束智能天线，突出的一个特点将是“多”字开头，多种技术多元化的融合将是未来通信系统技术发展一个必然趋势。然而，这些技术仅仅解决了高速数据的可靠性传输、容量和频谱利用率等问题，但没有涉及到覆盖和网络结构方面。此外，对 MIMO 技术来说，在无线终端上安装复

杂的多天线系统似乎是不可行的；在严重的阴影区，即使相当智能的天线也可能无能为力。

值得一提的是，一种基于无线中继的多跳技术最近得到了广泛的研究和关注，也被认为是未来移动通信系统的一个发展方向[4-6]。这种技术的传输方式不是传统意义上的基站和移动用户间的直接通信，而是信源借助一个或多个固定的或移动的中继节点来传输它的信息到目的节点，它的主要特点是把传统意义上的直接传输路径分成多个短小的路径来传递信源信息的。有关文献研究表明，这种多跳传输与传统的单跳传输相比具有降低系统的发送功率、延伸覆盖和提高系统的容量及吞吐量等特点[1]。由于在无线传播中路径损耗正比于传播距离的2—4次方，多跳链路比单跳链路减少了发送功率，相应地降低了干扰，也潜在地增加了系统容量。它也可为处于死区或深衰落的用户建立可靠的多跳通信链路，从而延伸覆盖。多跳合作分集就是通过合作节点间的分集发送，在接收端实现分集增益以克服多径衰落[7]。多个用户间相互合作可构成一个虚拟的分布式天线阵列，具有分布式MIMO的特性[8]。多跳合作编码是多跳技术和编码的结合，也可实现分集增益以提高通信的可靠性[9-10]。目前，基于这种技术的多跳无线网络还没有更确切的定义，从未来意义上讲，这种网络将是多个网络的融合，如蜂窝网、无线局域网（WLAN）及PAN（个人区域网），旨在提供无处不在的高速数据覆盖。它起源于最早的分组无线网络，目前来说多指移动ad hoc网络或端到端网络（peer-to-peer）等自组织网络。

总而言之，从传统的单跳传输到多跳传输，从点对点通信到多点合作通信，多跳中继技术也符合未来通信技术发展的趋势，它不仅能实现高速数据覆盖而且也为下一代网络结构的设想提供了新的思路。这将对未来无线移动网络的发展有着很重要的理论和现实意义。目前，从纯物理层的角度研究多跳中继技术已成发展趋势[11]。因此，本文将以该技术为主线，在无线通信网络物理层中的应用为目的展开研究和讨论。

特别说明的是，多跳技术在传统意义上讲仅仅是中继转发，即参与中继的各终端没有协议上的控制，如微波中继和卫星中继；而从未来意义上说它是一种合作中继技术，即参与中继活动的终端有一种协议上的支配，如Ad hoc网络中的中继节点，它必须遵循一定的路由协议才能进行接收和转发信息。合作（Cooperation）的概念是文献[7]在1998年第一次提出的，此后相关文献的研究多以此概念展开讨论和分析。本文的研究也以合作中继为重点，从不同的角度阐述它的基本特性和应用。

1.2 为何选择多跳中继技术

考虑如图 (1-1) 所示简单的中继模型, 假设 A 为源节点, B 为中继节点, C 为目的节点。A 和 C 之间的通信有两条路径, 一为单跳路径, 距离为 d_{AC} , 一为经节点 B 中继转发的两跳路径, 距离分别为 d_{AB} 和 d_{BC} 。若假设 B 和 C 的接收功率为 P , 路耗指数为 2, 则单跳发送功率 P_{direct} 和两跳发送功率 P_{relay} 可分别写为:

$$P_{direct} = P(d_{AB}^2 + d_{BC}^2 - 2d_{AB}d_{BC} \cos \theta) \quad (1-1)$$

$$P_{relay} = P(d_{AB}^2 + d_{BC}^2) \quad (1-2)$$

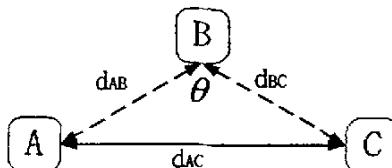


图 (1-1) 一个简单的中继模型

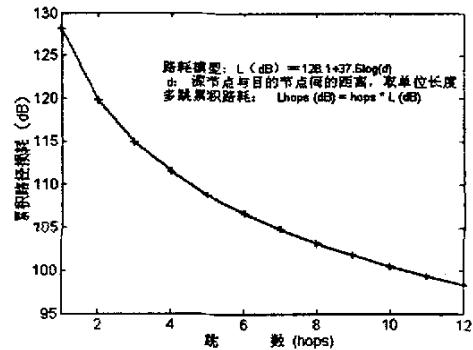


图 (1-2) 路径损耗与多跳跳数的关系

从上可看出, 若 θ 为钝角, 则 P_{relay} 小于 P_{direct} 。当中继节点 B 位于 A-C 的连线中点时, P_{relay} 将达到最小。可见一个单跳路径分为两个短径, 在一定条件下降低了系统的总发送功率。当然单跳路径也可分为多个短径, 路耗指数取其它参数。图 (1-2) 给出了多跳传输信道中累计路径损耗与跳数的关系, 其中路耗模型取自宏小区结构[12], 可看出随跳数的增加系统的总路径损耗是减少的。因此, 若系统发送总功率不变的话, 多跳传输可使接收端得到较好的信噪比或低的误码性能; 反之, 若保持性能一定的情况下, 系统的发送功率可得以减少, 将会导致整个干扰的下降, 进而实现容量的增加。

图 (1-3) 是一个利用多跳中继传输的街道微小区结构, 矩形方框为建筑物设施, 其中 A 和 D 分别为源节点和目的节点, B 和 C 为中继节点。从图中可看出, 如果接收机进入一个拐角阴影区时, 它的信号强度将会剧烈下降。如果采用多个单跳传输, 即经过 B 和 C 两节点进行中继传输, 如图中的虚线所示, 这种拐角效应将会得到改善。在图 (1-4) 中, 我们给出了在蜂窝网中多跳中继与数据覆盖的关系分析[13]。其中, HBR coverage 为高比特率(High Bit Rate)覆盖区域, LBR coverage 为低比特率 (Low Bit Rate) 覆盖区域, No coverage 为基站不能覆盖的区域。

盖的区域。从图中可看出利用移动台的中继可得到如下好处：①低速率覆盖区的用户可得到高速传输业务，②基站覆盖区域外的用户也可得到业务覆盖，③高速覆盖区的用户利用多跳可降低发送功率减少干扰，增加网络容量。

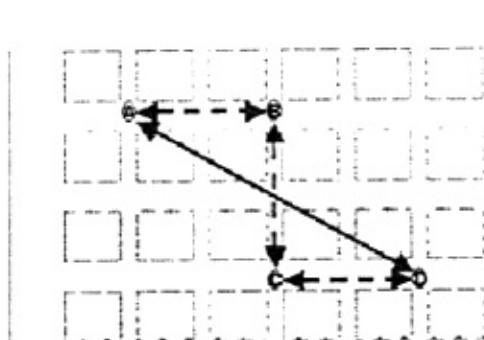


图 (1-3) 一个街道的微小区结构

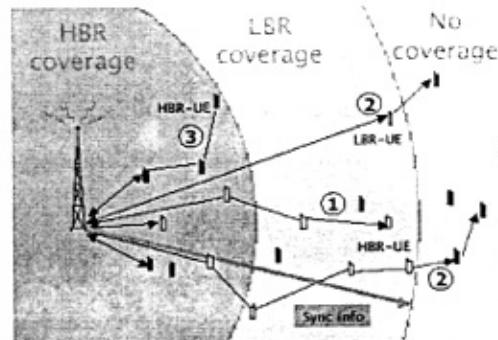


图 (1-4) 蜂窝网中多跳中继与数据覆盖

在图 (1-1) — 图 (1-4)，我们分别定性讨论了多跳传输与发送功率、路径损耗、克服阴影及数据覆盖的关系，可见多跳技术在一定条件下能解决高速数据覆盖和容量增加、克服阴影或死区等众多问题，这也是许多学者在未来移动通信中引入多跳技术打造新网络结构的强有力证据。图 (1-5) 所示为 A-GSM (ad hoc and GSM) 蜂窝网应用中继技术的情景[14]。在基站的覆盖下，利用信道条件好的用户解决了地铁隧道死区、室内的覆盖和室外阴影区的问题。

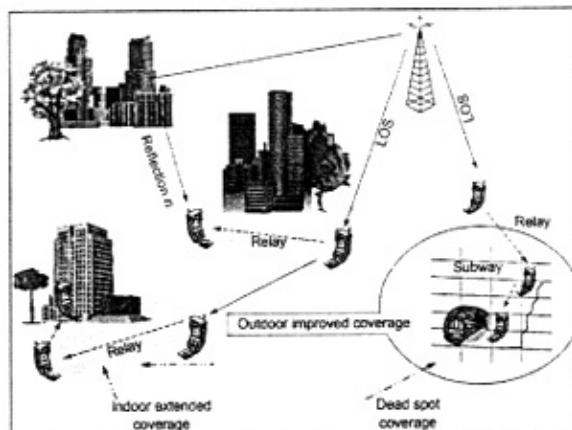


图 (1-5) 增强型 A-GSM 网络的应用情景

1.3 多跳中继技术发展的演变历程

事实上，中继技术在上世纪 70 年代和 80 年代初就已经作为理论问题，从网络信息论方面得以研究。Meulen[15]首先引入并探讨了由三个终端构成的简单中继信道模型，随后又有学者从理论方面进行了分析和研究[16]。随着无线通信技

术的发展和无线业务对高数据速率的要求，直到最近，多跳中继技术在工业和学术界才出现新的研究热潮。

多跳中继技术不是一种新技术，而已广泛应用于卫星中继和微波中继的通信系统中。在微波中继通信中，由于电磁波的传播为视距传播，需要中继站对前一站的信号进行放大转发或再生转发到下一个中继站。卫星中继是利用地球卫星作为中继站转发微波信号，实现两个或多个地面站的通信。而多跳中继不同于传统蜂窝网络中直放站的中继传输。直放站只能扩大服务范围，消除覆盖盲区，但不能增加系统容量。

1.3.1 在无中心网络中的应用

多跳中继在无线移动通信中的应用最初出现在无线分组网络（Packet radio networks）中，这种网络是由美国国防部远景研究规划局（Defense Advanced Research Projects Agency, DARPA）上世纪七十年代后期启动的一个研究项目。它没有固定基础架构，移动节点通过中继节点彼此通信，是一种自组织网络。这种网络的特点是可以快速组建、便于迁移、抗毁性强、易于扩展。它主要应用于军事领域，在战场上提供通信。但是这种网络存在节点隐藏和路由循环等问题。

随后的应用是 Ad hoc 网络，而这种网络的基本思想也是起源于无线分组网络。Ad-hoc 网络在性能上已得到很大的改善和提高，如节点隐藏和路由循环等问题在路由算法中几乎可以避免。根据节点是否移动，ad-hoc 网络可分为移动 ad-hoc 网络和传感器网络。在移动 ad-hoc 网络中，各个无线节点都可以自由移动。在传感器网络中，无线节点静态地随机分布于规定区域，传感器负责收集区域内的声音、电磁信号或地震信号等多种信息，将它们发送到网关节点。通常所指的无线 ad-hoc 网络大多是移动 ad-hoc 网络。Ad-hoc 网络也是无基础架构网络，其应用和研究领域已经面向商业应用，如紧急救护、救灾、会议中心、旅游地点等许多特殊环境。通信网络中的每个节点有对称的功率和处理能力，网络建立是自组织的，移动节点无基站系统的干预，直接与其距离在通信范围内的节点通信。若源节点与目的节点相距较远，而不能直接通信时，需要经过中间节点的多跳中继，此时的中间节点即为中继节点。目前 WLAN 和 HiperLAN 中的无中心自组织模式就是 ad-hoc 网的典型应用。

此外，多跳中继技术在近来发展的网格网络（mesh networks）中也有很多新的应用。这也是一种自组织和自管理的无线网络，可解决没有 LOS 时多兆位宽带连接。网络中的每个节点都具备路由的功能，分组数据从一个路由到另一个路由进行多跳中继直至其目的地。

1.3.2 在蜂窝网络中的应用

尽管多跳中继技术在无中心控制的无线网络中得以广泛研究和应用,最近几年,在蜂窝网中研究多跳中继技术也已成为一个热点,目前出现的有机会驱动多址接入网络、多跳蜂窝网、混合无线网等多种研究和应用。

(1) 机会驱动多址接入网络 (Opportunity Driven Multiple Access, ODMA)

ODMA 是由 Salbu Pty 公司首先提出,然后经第三代伙伴项目 3GPP 修改而成的。它不是真正的多址接入技术,而是一种旨在减少发送功率、克服死区及降低干扰分布的多跳中继协议。它的基本思想是利用小区内的其他移动台把原来的单跳路径分成多个短跳路径来传输信号,利用基站和移动台的智能计算实现最佳路由,使发送总功耗最小,而其目的是在小区中增加高数据速率覆盖,增加 TDD 系统容量,为业务热点提供分布式的网络结构。这个协议由于 WCDMA 最终标准的修改已被 3GPP 搁置,但 ODMA 仍被认为是未来 UMTS 系统中具有潜力的候选方案之一[17]。

(2) 多跳蜂窝网 (Multi-hop Cellular Network, MCN)

多跳蜂窝网是由[18]首次提出的一种无线通信网络结构。他们结合了单跳蜂窝网有基站固定设施的优点和 ad-hoc 网络的灵活性。这种网络减少了基站的数目及移动台和基站的发送范围,也意味着小区内多个分组可同时发送;在没有基站时仍能建立和保持连接;由于基站的帮助可使跳数减少,路由比 ad-hoc 网中的更具鲁棒性。但是在 MCN 中由于数据分组会造成多重发送,可能浪费更多的带宽。后来[19]进一步延伸了 Lin 的工作,给出了适合于 MCN 网的路由协议。

(3) 混合无线网 (Hybrid Wireless Network, HWN)

HWN 不同于上述的多跳蜂窝网,它是蜂窝网和 ad-hoc 网的一种融合,但保持了各自的独立性,使移动用户在不同的场合下工作在不同的网络模式,即蜂窝模式和 ad-hoc 模式。这种混合网一般也要求中继终端具有双模式功能或两种空中接口,中继终端可以是移动的也可以是固定的。目前,已提出多种相关的网络结构平台。[14]以改进 GSM 网络覆盖和提高链路鲁棒性为目的提出 A-GSM (ad-hoc GSM) 网络平台;[20-21]针对小区间负荷平衡提出 iCAR 系统 (Integrated cellular and ad-hoc relay),该系统的基本思想是在蜂窝网中放置大量固定的 ad hoc 中继站 (ARSS),用它们在基站和移动台间中继信息,把拥挤小区的业务转移到非拥挤的相邻小区中以提高系统的容量。[22]进一步延伸了[20]的工作,提出了 PARCels 系统(Pervasive Ad-hoc relaying for cellular systems),该系统没有使用 ARSS 作中继路由器而利用了移动节点本身,在小区间中继业务时也给出了一种负荷平衡算法以解决拥挤问题。[23]对蜂窝网和多跳 ad-hoc 网的性能进行了比较,提出混合网络的概念,可以最大化空间复用和降低网络分裂。但这种混合网

仅假设工作在一个小区的情况, [24]把这种混合网延伸到了多个小区的场合。[25]提出的分层蜂窝多跳网络 (Hierarchical Cellular Multihop Network, HCMN) 也是蜂窝网和 WLAN 网的一种融合结构, 但它引入了一种称为 MHN (multihop capable nodes) 的节点, 可以固定也可以移动, 与基站 (BS)、接入点 (AP) 和移动节点构成网络中的四要素。一个 AP 的覆盖或几个 MHN 的覆盖为一个子小区, 也称多跳小区, 此小区内为自组织结构。整个网络中的业务负荷在这些要素间动态分布, 具有延伸 AP 覆盖、降低发送功率和优化资源的控制等特点。

除了上述所给出的研究外, [26]提出了适用于未来个人通信系统的智能中继 (Intelligent Relaying) 的新概念, [27]的虚拟天线阵也是一个很引人的研究课题。同时, 多跳虚拟蜂窝系统[28]的提出也让人耳目一新。

因此, 以多跳中继技术为基础的多跳无线网络必将在未来通信系统中扮演重要的角色。

1.4 有关多跳中继技术的项目研究

多跳中继技术的研究在国内外已引起广泛的关注, 许多相关课题都正在研究或即将展开, 无线世界研究论坛 (wireless world research forum, WWRF) 已对此技术的研究专门成立了分组委员会 WG4/Relaying Subgroup, 并发表了相关研究的白皮书, 如文献[1], 该文即将发表于 IEEE Communications Magazine。在 2004 年 1 月 1 日, 欧盟在第六个框架程序中启动了一个 WINNER (Wireless World Initiative New Radio) 的项目, 该项目的目的是研究一个无处不在的无线系统, 在性能、效率和覆盖灵活性上更加优于目前的系统。该项目也包含了基于中继的概念, 因此, 在未来的 4G 网络中涉及到中继技术将是可能的[6]。

目前, 国内对此技术的研究才刚刚起步, 而国外已有多所大学的实验室开展了这方面的研究。如加拿大Carleton大学的H. Yanikomeroglu教授的研究项目

“Fixed and Mobile Relaying Technologies for Cellular High Data Rate Packet Systems” 和 “Multihop Communications in 4th Generation Wireless Network” [29]; 德国Dresden技术大学Gerhard Fettweis教授的项目 “Cooperative Approach for Intelligent Relaying Options” [30]; 瑞士皇家科学院通信技术实验室无线通信课题组的研究项目 “Cooperative MIMO Wireless Network” [31]; 还有欧洲通信委员会组织的项目 “IST—ROMANTIK” [32]。当然, 还有更多大学的教授学者在多跳中继技术方面做出了卓越贡献, 如麻省理工大学的J. N. Laneman博士、美国 Polytechnic University的E. Erkip副教授、英国伦敦大学的King学院的Mischa Dohler副教授、美国德州大学多媒体通信实验室的T. E. Hunter博士和明尼苏达州大学的M. O. Hasna博士等。

1.5 本文研究内容

虽然多跳中继技术在未来通信领域有着巨大的发展潜力和应用前景,但由于时间限制,本文的研究仅局限于这种技术在移动通信系统中物理层方面的应用和探讨。本文的研究内容如下:

第一章首先系统地阐述了研究多跳中继技术的目的和意义,回答了为什么要引入多跳通信;然后详细介绍了多跳技术发展的演变历程,最后给出了当今国际上对这项技术的研究状况和本文所做的贡献。

第二章从信道衰落特性的角度分析了多跳无线信道及其分集系统的衰落统计特性。建立了多跳串联信道及其分集系统的数学模型,在不同衰落环境下给出了这些系统的性能分析,推导了有关数学闭式解。最后分析了再生中继和非再生中继在不同衰落信道下的性能,讨论了节点移动性给系统性能带来的影响和系统性能的优化问题。

第三章从宏分集的角度研究了多跳中继技术的应用。文中首次把多跳技术引入到蜂窝宏分集系统中,构造了多跳宏分集系统。主要研究了两跳宏分集上行链路的系统模型,分析了在不同合并方式下的中断率和平均误码率,并与传统单跳宏分集系统进行了比较。

第四章从分布 MIMO 的角度研究了多跳中继技术的容量问题。文中建立了分布 MIMO 系统中不同合作协议的数学模型,并推导了它们的容量闭式数学描述,分别从容量的角度和分集的角度讨论了这些合作协议的性能。比较了再生中继和非再生中继的性能,也比较了与传统 MIMO 系统的差异。

第五章从空时合作编码的角度实现了分布 MIMO 系统的合作发送协议。文中以基站蜂窝网和无中心 ad hoc 网的应用为背景,针对空时分组编码提出了几种合作编码的方案,分析了再生中继和非再生中继的方案的误码率性能,并与传统空时分组编码做了比较。

第六章总结了本文的研究内容,给出了本文的不足和需要进一步研究的地方。

本文的贡献主要表现在以下几个方面:

1、系统地回顾了多跳中继技术的发展历程。

2、建立了多跳信道及其分集系统的衰落信道模型;提出了用接收均衡和发送预均衡的方法设计非再生中继的放大因子;推导了有关数学闭式解;运用编码增益和分集增益的概念分析了多跳中继带来的好处。

3、首次把多跳技术引入到六边形宏分集系统中,构造了多跳宏分集系统。

4、建立了分布 MIMO 系统中不同合作协议的数学模型;推导了有关数学闭式解;从容量和分集的角度分析和比较了不同合作协议的性能差异。

5、以基站蜂窝网和无中心 ad hoc 网的应用为背景，提出了几种合作空时分组编码的方案；给出了双天线自适应合作编码的思想。

参考文献

- [1] WWRF/WG4 Relaying Subgroup White Paper: Relay-based Deployment Concepts for Wireless and Mobile Broadband Cellular Radio, Version 0.1, Proceedings of the 9th WWRF Meeting, June 2003.
- [2] A. Fujiwara, S. Takeda, H. Yoshino, T. Otsu, “Area coverage and capacity enhancement by multihop connection of CDMA cellular network”, IEEE 56th VTC 2002-Fall, Vol: 4 , 24-28 Sept. 2002 pp:2371 - 2374
- [3] “实 FUTURE 计划，加快 4G 技术研发”，中国无线电管理，2003 年 01 期。
- [4] M. Frodigh, S. Parkvall, C. Roobol, P. Johnsson, and P. Larsson, “Future Generation Wireless networks”, in IEEE personal Communications, Vol. 8, No. 5, pp.10-17, October 2001.
- [5] H. Yanikomeroglu, “Fixed and mobile relaying technologies for cellular networks,” in Proc. 2nd Workshop on Applications and service in Wireless networks (ASWN’02), Paris, France, July 2002, pp.75-81
- [6] H. Yanikomeroglu, “Cellular Multihop Communications: Infrastructure-Based Relay Network Architecture for 4G Wireless Systems”, Ottawa ComSoc Wireless Seminar Series -- Ottawa Wireless Research Alliance (OWRA) Research Day, Ottawa, Canada, October 29, 2003.
- [7] A. Sendonaris, Erkip, E, and B. Aazhang, “Increasing uplink capacity via user cooperation diversity,” Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory, 1998, p156.
- [8] M. Dohler, A. Gkelias, H. Aghvami, “A Resource Allocation Strategy for Distributed MIMO Multi-Hop Communication Systems”, IEEE Communications Letter, accepted in September 2003. 201
- [9] A. Stefanov and E. Erkip, Cooperative coding for wireless networks, in Proc. Int. Workshop on Mobile and Wireless Comm. Networks, Stockholm, Sweden, Sept. 2002. pp. 273-277.

- [10] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperative diversity through Coding," in Proc. IEEE ISIT, Laussane, Switzerland, July 2002, p. 220.
- [11] M. Dohler, H. Aghvami, "Distributed PHY-Layer Mesh Networks", the IEEE PIMRC 2003, Vol: 3, Sept.7-10, 2003, pp2543-2547.
- [12] Z. Zeng, M. Dohler, H. Aghvami, "System Performance of a W-CDMA based Network with deployed VAA", ICT2002, Beijing, China, June 2002, Conference CD-ROM.
- [13] J. Vidal, M. Madueno, and A. Nix, etc. "Multihop Networks for Capacity and Coverage Enhancement in TDD/UTRAN", MedHocNet 2002, Sardegna, Italy, 5-7 September 2002.
- [14] G. N. Aggelou and R. Tafazolli, "On the relaying capacity of next generation GSM cellular networks," IEEE Personal Communications, Vol. 8, Feb. 2001, pp. 40-47.
- [15] Edward C. van der Meulen, "Three-terminal communication channels", Adv. Applied Probability, Vol. 3, 1971, pp. 120-154.
- [16] T. M. Cover and A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channels", IEEE Trans. On Information Theory, Vol. 25, No. 5, Sept. 1979, pp.572-584.
- [17] T. Rouse, I. Band, and S. McLaughlin, "Capacity and power investigation of opportunity driven multiple access (ODMA) networks in TDD-CDMA based systems," IEEE international conference on communications, Vol. 5, April 2002, pp. 3202-3206.
- [18] Y. D. Lin and Y.-C. Hsu, "Multihop Cellular: A new Architecture for Wireless Communications," in Proceedings of IEEE INFOCOM, Tel-Aviv, Israel, Mar 2000, pp1273-1283.
- [19] R. Ananthapadmanbha, B. S. Manoj, and C. Siva Ram Murthy, "Multi-hop cellular network: the architecture and routing protocols," in Proceedings of IEEE PIMRC 2001, USA, October 2001, vol.2, Pages: G-78 - G-82.
- [20] C. Qiao and H. Wu. "iCAR: an integrated cellular and ad-hoc relay system," in Proceedings of the 10th international conference on computer communications and networks, Phoenix, AZ, October 2001, Pages:154 – 161.
- [21] H. Wu, C. Qiao and O. K. Tonguz, "A New Generation Wireless System with Integrated Cellular and Mobile Relaying Technologies", in Proc. of Wireless Access Systems Conference (WAS'2000), San Francisco, Dec. 2000, pp.55-62.
- [22] J. Zhou and Y. R. Yang, "PARCeLS: Pervasive Ad-hoc Relaying for Cellular Systems," In Proceedings of Med-Hoc-Net, Sardegna, Italy, Sep. 2002.
- [23] H. Y. Hsieh and R. sivakumar, "Performance comparison of cellular and multi-hop wireless networks: A quantitative study." in proceedings of ACM SIGMETRICS 2001, Cambridge, MA, USA, June 2001.

- [24] K. J. Kumar, B. S. Manoj and C. S.R Murthy, "On the use of multiple hops in next generation cellular architectures," IEEE 10th International Conference on Networks, ICON 2002, pp.283 –288.
- [25] H. Li, M. Lott, M. Weckerle, W. Zirwas and E. Schulz, "Multihop Communications in Future Mobile Radio Networks," The 13th IEEE International Symposium on PIMRC'2002, Volume: 1, 15-18 Sept. 2002, pp. 54-58
- [26] T. J. Harrold and A. R. Nix, "Intelligent relaying for Future personal communication systems", IEE Colloquium Capacity and Range Enhancement Technique for 3G, Feb. 2000, Pages:9/1 - 9/5.
- [27] M. Dohler, "Virtual Antenna Arrays", PhD thesis, King's College London, University of London, Nov. 2003.
- [28] E. Kudoh and F. Adachi, "Transmit Power Efficiency of a Multihop Virtual Cellular System", VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th , Volume: 5 , 6-9 Oct. 2003, Pages:2910 – 2914.
- [29] <http://www.sce.carleton.ca/faculty/yanikomeroglu/cv/grants.shtml>
- [30] <http://www.cairo-project.com/>
- [31] <http://www.nari.ee.ethz.ch/wireless/research/projects.html>
- [32] <http://www.ist-romantik.org/>

第二章 多跳无线信道及其分集系统的衰落特性

自从合作分集概念[1]的提出,多跳技术以其具有降低发送功率、延伸覆盖和增加容量等特点受到了通信工作者的青睐,同时,有关多跳无线信道及其分集系统的研究也已成上升趋势。为实现可靠的数据传输,多跳无线信道在复杂的衰落环境下的性能如何,与传统的单跳信道相比具有哪些不同的特性,如何提高多跳系统的传输特性,中继节点的移动性对系统性能的影响如何等一系列问题都需要给予研究。因此,基于多跳无线信道传输技术对无基础设施的自组织网络和有基础设施的蜂窝网络都有着很重要的理论和现实意义,本章将探讨和分析多跳中继技术所涉及的上述问题。

本章内容安排如下:第一节简单介绍本章涉及到的传统信道的基本知识,给出多跳无线信道的相关术语和研究状况,最后给出本章研究的性能评价方法;第二节研究多跳无线信道模型,主要以两跳信道为特例给出衰落信道的理论分析;第三节分析多路由分集系统模型,以两跳合作分集为例讨论不同的发送协议;第四节给出上述理论分析的性能评价,比较不同条件下的中断率和误码率性能;第五节将研究分析两跳信道及分集系统中中继节点的位置选择和功率优化;第六节总结本章的内容。

2.1 引言

2.1.1 无线衰落信道

信道是发射机与接收机之间传输媒介的总称,是任何一个通信系统不可缺少的组成部分。根据电磁波传播的机理,无线信道的传播模型一般分为大尺度传播模型和小尺度传播模型。大尺度传播模型主要表现为发射机和接收机之间长距离(几百米到几千米)的场强变化。它由两部分组成:传输损耗和阴影衰落。传输损耗是指路径损耗,是用于估计传输特性,如信噪比等。它是移动台与基站的距离 d 的函数,其衰落特性一般服从 $|d|^{-n}$,其中 n 为路耗因子。阴影衰落是由于传输环境中的地形起伏、建筑物和障碍物对电波的阻塞或遮蔽而引起的衰落,随时间的变化不快,因此称之为慢衰落。阴影衰落其衰落特性符合对数正态分布。而小尺度传播模型则主要表现为非常短的距离(几个波长或更小)或非常短的时间间隔(秒级)内的接收信号强度的迅速变化,引起接收信号的畸变和衰落。这种衰落是由于同一发射信号沿多条不同传输路径引起的,故称多径衰落,又因其衰落速度较快,也称为快衰落。这种接收信号的包络通常服从 Rayleigh 分布,某些

情况下服从 Ricean 分布或 Nakagami 分布。

由于多径衰落、传输损耗和阴影衰落严重影响了信号传输的质量, 如何克服这些衰落的研究一直备受关注。其中多径衰落是移动通信遇到的最棘手的问题, 目前, 主要抗多径技术有: 自适应均衡、调频/扩频、交织和分集、信道编码等。其中分集是无线通信系统中为减少信道衰落所采用的一种基本技术, 在不增加发射机功率或信道带宽的情况下提高系统的可靠性。目前已有多种分集技术得以实现, 其中按信号的传输方式可分为显分集和隐分集。显分集是指利用多副天线接收信号的分集, 而隐分集是指利用同一副天线接收信号, 然后通过信号处理来实现分集。显分集可通过空域、时域和频域的方法来实现, 使接收端获得相互独立的分集路径。一般有空间分集、频率分集、时间分集、极化分集和角度分集。其中空间分集是无线通信系统中应用非常广泛的分集方式, 通常指在发送端采用一副发射天线, 而接收端采用 L 副接收天线。若接收端天线之间的间隔 d 足够大, 就能保证各接收天线的衰落特性是相互独立的。当然也可以采用发送分集, 即发射端用多个天线进行发射。一般而言, 分集的支路数 L 越大, 分集的效果越好, 不过分集增益的增加随着 L 的增大而变得缓慢。

将分集支路的信号进行合并的技术称分集合并, 即在接收端获得 L 条相互独立的分集支路信号以后, 必须通过合并技术来得到分集增益, 实现抗多径的目的。目前有多种方法, 如最大比合并 (Maximal Ratio Combining, MRC)、选择合并 (Selective Combining, SC)、等增益合并 (Equal Gain Combining, EGC) 和开关合并, 其中前两者应用较多。在最大比合并中, 每个分集支路有一个可变增益放大器用以调整各个支路的增益, 但要求全部分集支路的信号在合并时同相。若增益系数正比于每一支路的信噪比, 则最大比合并的输出信噪比为各支路的信噪比之和。而选择合并是所有合并方式中最简单的一种, 从多个接收分支中选择信噪比最大的一条支路作为输出, 从而使最好输入信号的信噪比得以输出。

2.1.2 多跳无线信道

上述内容中的无线信道通常指信源到信宿的点对点直接链路, 是一种传统的单跳信道传输, 而本文将涉及的多跳无线信道是一种基于无线中继的概念, 信源借助一个或多个中继终端把自己的信息传送到目的接收机 (信宿), 由多个单跳信道或并联或串联构成。无线中继一般指具有某种功能的终端设备通过无线信道对接收的信号进行适当处理后再转发的过程, 这种技术用途很广, 如卫星中继和微波中继。目前移动蜂窝网中的直放站就是一种无线中继器, 主要解决蜂窝覆盖的死区问题。而本文所讨论的中继将具有智能性, 涉及到移动终端之间、终端与基站、AP 接入点或骨干核心网的合作通信。这种具有中继功能的终端可以是固

定的也可以是移动的。一般来说，在多跳技术构成的网络中主要有多跳串联信道、多路由并联信道及任意拓扑的多跳信道。多跳串联信道由多个单跳信道串联而成，也称传统中继信道；多路由并联信道可由直通信道和多个串联信道并行传输构成，实现分集增益，若遵循某种合作协议的话，也称多跳合作分集系统；而任意拓扑多跳信道是前两者的结合，信道中的某些中继节点可和多个节点进行交叉中继传输。

多路由并联信道可看做是一种分布式的空间分集。与传统空间分集不同，这种分集是通过多个移动用户的合作把源节点的信号经过多条路径以中继转发的方式传送到目的节点，天线在空间上以分布的形式存在，而不是如传统空间分集那样多天线位于同一个终端。在目的接收端收到的是来自多个不同终端的复制样本，从而可根据不同的合并方式得到最优的系统性能。

在多跳传输过程中，中继节点对传输信号的处理一般有两种基本方式，即放大中继和解码中继。放大中继，也称非再生中继或模拟中继，指中继节点对接收的衰落信号进行放大后再发送的过程。该中继方式在传输信号的同时也传播噪声，而仅在目的节点处进行信息的解码处理，前后子信道间是相关的。而解码中继，也称再生中继或数字中继，指中继节点对接收的衰落信号经过解码、再编码、再发送的过程。该中继不传播噪声，但每一个中继节点都有解码误差，在整个多跳链路中存在误码累积。由于再生中继解码过程是相对独立的，前后子信道间不相关，每一跳的性能决定于本身子信道的特性。

目前，针对多跳信道及其分集系统的衰落特性研究虽有很多文献发表，但这些文献相对比较集中。在多跳无线信道方面，[2-4]是最早涉及多跳信道衰落特性研究的，但他仅给出了性能的近似分析，[5-8]主要分析了多种衰落信道下多跳串联信道的性能，但没有考虑路耗的影响和中继节点的动态分析；在合作分集方面，[9-10]是最早研究合作分集协议的，[11-13]在其基础上也做了一些新的协议探讨。虽然也有很多文献对这两方面做了研究，如[14]，但这些研究仅限于特定跳数或特定衰落环境下性能分析，还缺乏一般模型的推广，因为这将涉及到将较复杂的数学推导简化问题。并且这些多集中在静态时的分析，没有考虑中继节点的移动影响、多跳信道间的干扰和功率优化等因素，具有一定的局限性。为此，本章将在这些文献的基础上，进一步给予研究和探讨。

2.1.3 性能评价方法

在衰落环境下评价数字通信系统的性能一般考虑接收机的输出信噪比(SNR)、误码率(BER)或误符号率(SER)、中断率及信道的容量等。在本章中，我们主要运用输出信噪比概率密度函数(PDF)的方法来评估多跳无线信道及其合

作分集系统的性能,如中断率、误码率等,寻求它们的闭式数学描述,讨论在不同条件下的差异。下面给出本章将涉及到的几个定义:

定义1 单跳无线信道的接收信噪比(SNR)为:

$$\gamma = \frac{\varepsilon \cdot |h(d)|^2}{N_0} \quad (2-1)$$

其中, ε 是发送信号的能量; N_0 是加性噪声方差; $h(d)$ 是信道的传输系数,由信道传输距离和信道的衰落模型决定,衰落模型可能服从瑞利分布、对数正态分布、莱斯分布或 Nakagami 分布,甚至为瑞利一对数正态联合分布; d 是单跳信道的距离。

定义2 文中运用基于矩生函数的方法评价无线系统误码率性能,故矩生函数定义如下: $M_\gamma(s) = E\{e^{s\gamma}\} = \int_0^\infty e^{s\gamma} f(\gamma) d\gamma \quad (2-2)$

其中, $f(\gamma)$ 为信噪比 γ 的 PDF。因此,由文献[15],可给出以下调制方式的平均误码率表达式:

BPSK 平均误码率为:

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma\left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \phi}\right) d\phi \quad (2-3)$$

其中, $g_{PSK} = \sin^2(\pi/2)$ 。

$$DPSK \text{ 的平均误码率为: } P_e = \frac{1}{2} M_\gamma(-1) \quad (2-4)$$

定义3 中断率分析是研究通信系统可靠性的另一个重要方法。定义为系统瞬时输出 SNR 低于给定 SNR 阈值的概率,一般记为:

$$P_{out} = \int_{\gamma_{th}}^{\infty} f(\gamma) d\gamma \quad (2-5)$$

其中, $f(\gamma)$ 为信噪比 γ 的 PDF, γ_{th} 为阈值 SNR。上式也可看作输出 SNR 的累积分布函数(CDF)。

由于中继终端的天线不能同时接收和发送同一频率的信号,本章在研究多跳信道的过程中,假设前后子信道间是正交的,如时分、频分或码分。假设信道衰落模型为平坦衰落信道,不考虑由于中继而产生的处理和传播时延。

2.2 多跳串联信道系统模型

考虑如图 (2-1) 所示的多跳串联信道模型。该模型由一个信源终端 S、一个目的终端 D 和 L 个中继终端 R 组成,共有 $L+1$ 跳子信道。信源 S 首先在第一时刻发送信号给中继节点 R_1 , R_1 对该信号进行适当处理后在第二时刻转发样本

信号到下一节点 R_2 ，依次下去，直至终端节点 D 收到经 L 个节点中继的信号。其数学模型描述如下：

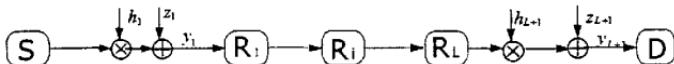


图 (2-1) 多跳串联无线信道模型

假设信源 S 发送信号 x ，则中继节点 R_1 的接收信号为：

$$y_1 = h_1(d_1)\sqrt{\varepsilon_1}x + z_1 \quad (2-6)$$

若假设节点 R_1 采用非再生中继方式，其放大因子为 α_1 ，故第二个中继节点 R_2 的接收信号为：

$$y_2 = h_1(d_1)h_2(d_2)\alpha_1\sqrt{\varepsilon_1}x + \alpha_1h_2(d_2)z_1 + z_2 \quad (2-7)$$

其中， ε_1 是信源 S 发送信号的能量； z_1 和 z_2 分别第一跳和第二跳的加性噪声，具有零均值，方差分别为 N_1 和 N_2 ； $h_i(d_i)$ 和 $h_{i+1}(d_{i+1})$ 是子信道的传输系数； d_1 ， d_2 为第一跳和第二跳的传输距离。

依次类推，设第 i 跳信道的信道系数为 $h_i(d_i)$ ；中继节点 R_i 的放大因子为 α_i ；加性噪声为 z_i ，具有零均值，方差为 N_i ，其中 d_i 为第 i 跳的传输距离，故终端 D 接收的信号为：

$$y_{L+1} = \prod_{i=1}^L [\alpha_i h_i(d_i)] h_{L+1}(d_{L+1}) \sqrt{\varepsilon_1}x + \sum_{i=1}^L \left(\prod_{k=i}^L \alpha_k h_{k+1}(d_{k+1}) \right) z_i + z_{L+1} \quad (2-8)$$

所以，由定义 1知，接收信号 y_{L+1} 的 SNR 可写为

$$\gamma = \frac{\prod_{i=1}^L |\alpha_i h_i(d_i)|^2 |h_{L+1}(d_{L+1})|^2 \varepsilon_1}{\sum_{i=1}^L \left(\prod_{k=i}^L |\alpha_k h_{k+1}(d_{k+1})|^2 \right) N_i + N_{L+1}} \quad (2-9)$$

由上式知，接收信号的瞬时信噪比和各跳子信道的参数有关，其中放大增益 α 和信号发送功率 ε 为可控参数。若合理设计这些参数，可得最佳信噪比。为此我们假设各发送终端的发送信号功率为 ε_i ，讨论几种放大增益 α 的选取方法。

(1) 为满足中继终端 R 的发送功率约束和构造最佳接收机，采用接收均衡的方法，也就是中继终端 R_i 根据对接收信道的估计获知信道的状态信息，自动调

节放大增益 α_i 来补偿前一级子信道的衰落 $h_i(d_i)$ 。按最佳接收意义来说取两者的共轭，即 $\alpha_i h_i(d_i) = 1$ ，故式 (2-9) 可变为：(详细解析过程见附录 A)

$$\gamma = \frac{|h_{L+1}(d_{L+1})|^2 \varepsilon_i}{\sum_{i=1}^L \left| \frac{h_{L+1}(d_{L+1})}{h_i(d_i)} \right|^2 N_i + N_{L+1}} = \left[\sum_{i=1}^{L+1} \left(\frac{1}{\gamma_i} \cdot \frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_1} \right) \right]^{-1} \quad (2-10)$$

其中， $\gamma_i = \frac{|h_i(d_i)|^2 \varepsilon_i}{N_i}$ ，其均值为 $\bar{\gamma}_i = \frac{\Omega_i \varepsilon_i}{N_i}$ ， $i \in (1, L+1)$ ， Ω_i 为 $|h_i(d_i)|^2$ 的均值。

(2) 若采用发送预均衡的方法，即中继终端 R_i 根据下一跳节点 R_{i+1} 的反向信道参数估计它的发送信道参数，获知它的发送信道状态信息，从而自动调整放大增益 α_i 来预均衡下一级子信道的衰落 $h_{i+1}(d_{i+1})$ ，同上取两者的共轭，即

$\alpha_i h_{i+1}(d_{i+1}) = 1$ ，所以式 (2-9) 可求得：

$$\gamma = \frac{|h_i(d_i)|^2 \varepsilon_i}{\sum_{i=1}^{L+1} N_i} = \left[\sum_{i=1}^{L+1} \left(\frac{1}{\gamma_i} \right) \right]^{-1} \quad (2-11)$$

其中， $\gamma_i = \frac{|h_i(d_i)|^2 \varepsilon_i}{N_i}$ ，其均值为 $\bar{\gamma}_i = \frac{\Omega_i \varepsilon_i}{N_i}$ ， $i \in (1, L+1)$ 。

(3) 相似于文献[9]中，在均衡时若只均衡前一级信道幅度的变化，且不从接收信号中略去噪声的影响，可取 $\alpha_i^2 = \frac{\varepsilon_{i+1}}{|h_i|^2 \varepsilon_i + N_i}$ ，则式 (2-9) 变为：

$$\gamma = \left[\prod_{i=1}^{L+1} \left(1 + \frac{1}{\gamma_i} \right) - 1 \right]^{-1} \quad (2-12)$$

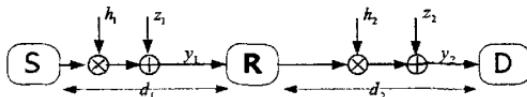
从上知，式 (2-10) 中的信噪比不仅与各跳的信噪比有关，也和各跳的发送功率有关，而式 (2-11) 中的信噪比仅与第一跳的信道参数和发送功率、多跳子信道的噪声有关，显然这种方法可获得最佳信噪比。若所有发送节点具有相同的发送功率，则式 (2-10) 和式 (2-11) 具有相同的信噪比。但方法 (1) 要比方法 (2) 从实现上相对简单的多，因为预均衡方法需要发送节点能够获知发送信道的状态信息，这样发送节点必须根据反向信道来估计信道状况。若采用 FDD 方式，由于反向信道和前向信道分别为不同的频段，这样对预均衡方法的现实是困难的。而采用 TDD 方式，由于前向和反向信道是同一频段的不同时隙，对发送端来说获知信道状态信道要较前者容易的多，并且信道的互惠作用也可减小中

继节点的复杂度，因此在多跳网络中采用 TDD 双工方式要优于 FDD 双工方式。和方法（3）相比，前两种方法均衡了信道的幅度，也均衡了信道的相位。但方法（3）实现了比较紧的界，中继节点的发送功率可能要小于前两者。

值得一提的是：由式（2-11）可看出接收终端的信噪比等于各跳信噪比倒数和的倒数，相似于模拟电路中多个电阻并联后的等效电阻。而最大比分集合并后的信噪比为各分集支路的信噪比之和，却相似于模拟电路中多个电阻串联后的等效电阻。

2.2.1 两跳无线信道的统计特性（L=1）

我们首先考虑 $L=1$ 时的情况，讨论两跳信道在不同衰落信道下的统计特性。两跳中继信道模型如图（2-2）所示，由源节点 S、中继节点 R 和目的节点 D 组成，中继节点可再生转发或非再生转发信源的信号到目的终端。



图（2-2） 两跳中继信道模型

若采用接收均衡的方法，并设 S 和 R 发送信号的能量 $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ ，则由式（2-10）知，非再生中继时两跳路径的接收信噪比（SNR） γ 可写为：

$$\gamma_o = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (2-13)$$

其中， $\gamma_1 = \frac{|h_1(d_1)|^2 \varepsilon_1}{N_1}$ ， $\gamma_2 = \frac{|h_2(d_2)|^2 \varepsilon_2}{N_2}$ ， N_1 和 N_2 分别为子信道加性噪声 z_1 和 z_2 的方差；

$h_1(d_1)$ 和 $h_2(d_2)$ 是子信道的衰落系数， d_1 和 d_2 分别是 S 和 R，R 和 D 间的距离。

2.2.1.1 多径衰落信道环境

在这里，我们考虑多跳无线信道仅遭受多径衰落和路径损耗的影响。多径衰落是多径信号矢量合成的结果，导致在任一接收点上的接收场强出现随机起伏变化，它的信号包络概率密度函数通常服从瑞利（Rayleigh）分布，故多径衰落也称瑞利衰落。若存在直射路径时，多径衰落的包络则服从莱斯（Ricean）分布。除上述两种分布，Nakagami-m 分布也是一种多径衰落信道常用的统计模型参数 m 取不同的值时对应不同的分布，如果 m=1，该分布则为瑞利分布。

（1）瑞利衰落信道

在瑞利衰落环境下, 信道衰落系数 $h(d)$ 服从瑞利分布, 则 $|h(d)|^2$ 为具有两个自由度的 χ^2 分布, 故由定义 1可知, 单跳信道接收信噪比是一个服从指数分布的随机变量, 其 PDF 可写为:

$$f(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \quad (2-14)$$

其中 $\bar{\gamma}$ 为平均信噪比。

由定义 2, 可得其相应的 MGF 为: $M_\gamma(s) = \frac{1}{1-s\bar{\gamma}}$ (2-15)

在瑞利信道下, 由于两跳子信道的信噪比 γ_1 和 γ_2 也服从指数分布, 故我们可求得式 (2-13) 的 PDF 为: (详细解析过程见附录 B)

$$f(\gamma_a) = \frac{4\gamma}{X} e^{-\gamma \frac{Y}{X}} K_0\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{X}}\right) + \frac{2\gamma Y}{X\sqrt{X}} e^{-\gamma \frac{Y}{X}} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{X}}\right) \quad (2-16)$$

其中, $X = \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2$, $Y = \bar{\gamma}_1 + \bar{\gamma}_2$, $K_0(*)$ 和 $K_1(*)$ 是第二类零阶和一阶修正贝塞耳函数。

由定义 2知, 两跳信道接收信噪比的矩生函数可求得, 如下式:

$$M_{\gamma_a}(s) = {}_2F_1\left(1, 2; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma}_a}{4}\right) = \frac{1}{2(1-\frac{\bar{\gamma}_a}{4})} + \frac{\arcsin \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_a}{4}}}{2\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_a}{4}(1-\frac{\bar{\gamma}_a}{4})}} \quad (2-17)$$

其中, $\arcsin x = \frac{1}{i} \ln(ix + \sqrt{1-x^2})$, $i = \sqrt{-1}$, ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot)$ 是高斯超几何函数, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}$ 。

所以, 由定义 3知, 也可求得以下信道的中断率:

$$\text{单跳信道的中断率为: } P_{out} = 1 - e^{\frac{\bar{\gamma}_a}{\bar{\gamma}}} \quad (2-18)$$

$$\text{两跳信道的中断率为: } P_{out} = 1 - \frac{2\bar{\gamma}_a}{\sqrt{X}} e^{-\bar{\gamma}_a \frac{Y}{X}} K_1\left(\frac{2\bar{\gamma}_a}{\sqrt{X}}\right) \quad (2-19)$$

(2) Ricean 衰落信道

当存在一个主要的静态 (非衰落) 信号分量时, 如视距传播, 信道衰落系数 $h(d)$ 服从 Ricean 分布, 则单跳信道接收信噪比 γ 的 PDF 为:

$$f(\gamma) = \frac{K+1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-K - \frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right) \quad (2-20)$$

则其相应的 MGF 为:

$$M_\gamma(s) = \frac{1+K}{1+K-s\bar{\gamma}} \exp\left(\frac{sK\bar{\gamma}}{1+K-s\bar{\gamma}}\right) \quad (2-21)$$

其中, K 为 Ricean 因子, $I_0(\cdot)$ 零阶第一类修正 Bessel 函数。

由于在 Ricean 信道下求解两跳非再生中继系统接收信噪比的 PDF 比较繁琐而困难, 本章仅讨论再生中继的情况。由定义 3, 可求得单跳信道的中断率为:

$$P_{out} = 1 - Q_1\left(\sqrt{2K}, \sqrt{\frac{2(K+1)\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}}\right) \quad (2-22)$$

其中, $Q_1(\cdot, \cdot)$ 为一阶 Marcum-Q 函数, 其定义为:

$$Q_1(a, b) = \int_b^\infty x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_0(ax) dx \quad (2-23)$$

(3) Nakagami-m 衰落信道

若信道衰落系数 $h(d)$ 由 Nakagami-m 分布来统计表征, 则单跳信道接收信噪比 γ 服从参数为 $(m, \bar{\gamma}/m)$ 的伽马 (Gamma) 分布, 其 PDF 为:

$$f(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (2-24)$$

则其相应的 MGF 为: $M_\gamma(s) = \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m}$ (2-25)

其中, m 为 Nakagami 参数, $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数, $\Gamma(a) = \int_0^\infty e^{-t} t^{a-1} dt$ 。

在 Nakagami-m 衰落模型中, 由于两跳信道中各子信道衰落系数服从 Nakagami-m 分布, 则每个子信道的瞬时信噪比 γ 也服从参数为 $(m, \bar{\gamma}/m)$ 的伽马分布, 由文献[15]可得, 式 (2-13) 的 PDF 为:

$$f(\gamma_e) = \frac{2\sqrt{\pi}}{\Gamma^2(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \gamma^{m-1} \exp\left(-\frac{4\gamma m}{\bar{\gamma}}\right) \psi\left(\frac{1}{2} - m, 1 - m, \frac{4\gamma m}{\bar{\gamma}}\right) \quad (2-26)$$

其中, $\bar{\gamma}_e = \frac{m}{2m+1} \bar{\gamma}$, $\psi(\cdot, \cdot, \cdot)$ 为合流超几何函数。

因此, 相应于两跳信道信噪比 γ 的矩生函数为:

$$M_{\gamma_e}(s) = {}_2F_1\left(m, 2m; m + \frac{1}{2}; \frac{\bar{\gamma}}{4m} s\right) \quad (2-27)$$

由定义 3, 可得单跳信道的中断率为: $P_{out} = \Gamma(m, \frac{m\gamma_{th}}{\bar{\gamma}})$ (2-28)

其中, $\Gamma(*,*)$ 为不完全伽马函数, $\Gamma(a, x) = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_0^x e^{-t} t^{a-1} dt$ 。

两跳非再生中继的中断率为:

$$P_{out} = \frac{\sqrt{\pi} \left(\frac{m\gamma_{th}}{\bar{\gamma}} \right)}{2^{2m-3} \Gamma^2(m)} G_{23}^{21} \left(4 \left(\frac{m\gamma_{th}}{\bar{\gamma}} \right) \begin{smallmatrix} 0, & m-\frac{1}{2} \\ m-1, & 2m-1, & -1 \end{smallmatrix} \right) \quad (2-29)$$

其中, $G_{23}^{21}(\cdot)$ 是 Meijer G 函数, 可写为:

$$G_{23}^{21} \left(z \begin{smallmatrix} 0, & m-\frac{1}{2} \\ m-1, & 2m-1, & -1 \end{smallmatrix} \right) = \pi \csc(m\pi) \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Gamma(m)}{\Gamma(\frac{1}{2})} z^{m-1} {}_2F_2(m, \frac{1}{2}; 1-m, m+1; -z) \\ -\frac{\Gamma(2m)}{\Gamma(\frac{1}{2}-m)} z^{2m-1} {}_2F_2(2m, m+\frac{1}{2}; m+1, 2m+1; -z) \end{array} \right\} \quad (2-30)$$

其中, ${}_2F_2(a_1, a_2; b_1, b_2; z)$ 为超几何函数。

2.2.1.2 对数阴影衰落信道

在对数正态阴影环境下, 单跳信道接收信噪比 SNR 服从对数正态分布, 其概率密度函数 PDF 为:

$$f(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma\gamma} \exp\left(\frac{-(10\lg\gamma - u)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-31)$$

其中, u 和 σ 为 $10\lg\gamma$ 的均值和标准方差(dB), $\xi = (\ln 10)/10 = 0.23046$ 。

则其相应的 MGF 为: $M_\gamma(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_n \cdot \exp(10^{(\sqrt{2}\sigma\gamma+u)/10} s)$ (2-32)

其中, N_p 为厄密多项式阶次, H_n 为权重因子, X_n 为厄密多项式的零点。

由于 γ_1 和 γ_2 是独立的对数正态随机变量, 参见附录 C, 我们可求得 γ_a 的 PDF:

$$f(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_a\gamma} \exp\left(\frac{-(10\lg\gamma - u_a)^2}{2\sigma_a^2}\right) \quad (2-33)$$

其中, $N = e^{-2\mu_1+2\xi^2\sigma_1^2} + e^{-2\mu_2+2\xi^2\sigma_2^2} + 2e^{-\mu_1+\frac{\xi^2\sigma_1^2}{2}} \cdot e^{-\mu_2+\frac{\xi^2\sigma_2^2}{2}}$, $M = e^{-\mu_1+\frac{\xi^2\sigma_1^2}{2}} + e^{-\mu_2+\frac{\xi^2\sigma_2^2}{2}}$;
 $u_a = \frac{(\ln N - 4\ln M)}{2\xi}$, $\sigma_a = \frac{\sqrt{(\ln N - 2\ln M)}}{\xi}$; σ_1 和 σ_2 , μ_1 和 μ_2 分别为两跳信道各子信道

$10\log\gamma_1$ 和 $10\log\gamma_2$ 的阴影方差和均值(dB)。

因此, 可求得两跳信道信噪比 γ_a 的矩生函数为:

$$M_{\gamma_e}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_e} H_n \cdot \exp\left(10^{\frac{(\sqrt{2}\sigma_r \gamma_n + u_e)/10}{2}} s\right) \quad (2-34)$$

同理, 单跳信道的中断率为: $P_{out} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{10 \log \gamma_{th} - u}{\sqrt{2}\sigma_r}\right) \quad (2-35)$

两跳信道非再生中继的中断率为: $P_{out} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{10 \log \gamma_{th} - u_r}{\sqrt{2}\sigma_r}\right) \quad (2-36)$

其中, $\operatorname{erf}(\cdot)$ 为误差函数, 且 $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ 。

2.2.1.3 多径/阴影联合衰落信道

在无线信号的传播中, 因多次反射或折射而服从对数正态分布的主波, 在移动终端所在地方由于当地物体的散射而分裂成多条子径, 而且到达移动终端时有大致相同的延时, 这些路径的包络之和服从瑞利分布, 而瑞利分布的参数 Ω 服从对数正态分布, 进而构成了一个联合分布, 即瑞利-阴影联合分布, 也称 Suzuki 分布。服从这种分布的衰落模型是联合考虑了小尺度衰落和大尺度衰落的综合模型, 实现了局部特性到全局特性的转化。在联合衰落环境下, 单跳信道接收信号信噪比 SNR 的概率密度函数(PDF):

$$f(\gamma) = \int_0^\infty \frac{1}{\Omega} e^{-\frac{\gamma}{\Omega}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_5\Omega}} \exp\left(-\frac{(10 \log \Omega - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) d\Omega \quad (2-37)$$

其中, u 和 σ 为 $10 \log \Omega$ 的均值和标准方差(dB), $\xi = (\ln 10)/10$ 。

因为两跳子信道的 γ_1 和 γ_2 是独立的随机变量, 在联合衰落环境下, 其概率密度函数相同于上式, 则同理附录 A, 我们可求得中 γ_e 的 PDF, 即:

$$f(\gamma_e) = \int_0^\infty \int_0^\infty f(\gamma|\Omega_1, \Omega_2) \cdot f(\Omega_1) \cdot f(\Omega_2) d\Omega_1 d\Omega_2 \quad (2-38)$$

其中, $f(\Omega_1) = \frac{1}{\xi \sqrt{2\pi\sigma_1\Omega_1}} \exp\left(-\frac{(10 \log \Omega_1 - \mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right)$; $f(\Omega_2) = \frac{1}{\xi \sqrt{2\pi\sigma_2\Omega_2}} \exp\left(-\frac{(10 \log \Omega_2 - \mu_2)^2}{2\sigma_2^2}\right)$;

$$f(\gamma|\Omega_1, \Omega_2) = \frac{4\gamma}{\Omega_1\Omega_2} e^{-\frac{\gamma^2(\Omega_1+\Omega_2)}{\Omega_1\Omega_2}} K_0\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{\Omega_1\Omega_2}}\right) + \frac{2\gamma(\Omega_1+\Omega_2)}{\Omega_1\Omega_2\sqrt{\Omega_1\Omega_2}} e^{-\frac{\gamma^2(\Omega_1+\Omega_2)}{\Omega_1\Omega_2}} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{\Omega_1\Omega_2}}\right);$$

$K_0(\cdot)$ 和 $K_1(\cdot)$ 分别为第二类零阶和一阶修正贝塞耳函数; σ_1 和 σ_2 , μ_1 和 μ_2 分别为两跳中继前后子信道 $10 \log \Omega_1$ 和 $10 \log \Omega_2$ 的方差和均值(dB)。

由上知, 两跳信道非再生中继接收信号信噪比的 PDF 是一个非闭式解, 若用此式求解它的矩生函数将比较繁琐而困难。由文献[16], 可给出两跳信道接收信号信噪比的近似 PDF, 即:

$$f(\gamma_a) = \int_0^{\infty} \frac{2}{\Omega} \exp\left(-\frac{2\gamma}{\Omega}\right) \frac{1}{\xi \sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(10\log\Omega - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) d\Omega \quad (2-39)$$

$$\text{故求得矩生函数如下: } M_{\gamma_a}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_n \cdot (2/(2-10^{(\sqrt{2}\sigma_n+\mu)/10} s)) \quad (2-40)$$

同理, 单跳信道的中断率为:

$$P_{out} \cong \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{j=1}^{N_p} H_j \cdot \{1 - \exp(-10^{\frac{10(\gamma_{jk}-\sqrt{2}\sigma_j+\mu_j)}{10}})\} \quad (2-41)$$

两跳信道非再生中继的中断率为:

$$P_{out} \cong \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{j=1}^{N_p} H_j \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^{N_p} H_i \cdot F(\gamma_{ik} | \Omega_1, \Omega_2) \right] \quad (2-42)$$

$$\text{其中, } F(\gamma_{ik} | \Omega_1, \Omega_2) = 1 - \frac{2\gamma_{ik}}{\sqrt{\Omega_1 \Omega_2}} e^{-\gamma_{ik} \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{\Omega_1 \Omega_2}} K_0\left(\frac{2\gamma_{ik}}{\sqrt{\Omega_1 \Omega_2}}\right), \quad \Omega_1 = 10^{\frac{10}{10}}, \quad \Omega_2 = 10^{\frac{10}{10}}.$$

由式 (2-39) 知, 两跳传输信噪比的 PDF 无法进一步给出闭式解, 在这里我们运用高斯厄密数值积分的方法给出如图 (2-3) 所示的 PDF 曲线, 同时也给出了纯对数正态 (单跳和两跳)、瑞利衰落 (单跳和两跳) 和 Nakagami ($m=4$) 衰落时的曲线以做参考。

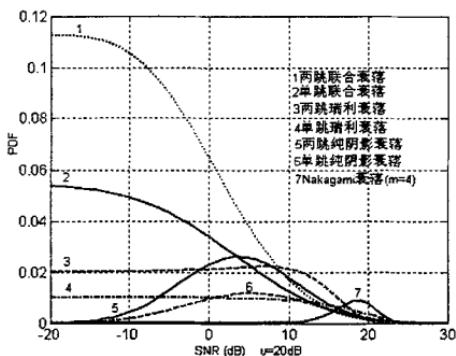


图 (2-3) 不同衰落环境下的概率密度函数

2.2.2 多跳无线信道的衰落统计特性 ($L \gg 1$)

2.2.2.1 非再生中继

在上面我们考虑了中继节点数 $L=1$ 的情况, 分别分析了不同衰落分布下的统计特性, 并给出了概率分布密度和相应矩生函数的闭式解。但当中继节点 $L \gg 1$ 时, 在某些衰落分布时无法得到闭式数学描述。因此, 在这部分, 我们仅讨论多跳无线信道系数在瑞利衰落分布和纯对数阴影分布的情况。

(1) 瑞利衰落信道环境

由多跳信道的接收信噪比 $\gamma_D = \left[\sum_{i=1}^{L+1} \left(\frac{1}{\gamma_i} \right) \right]^{-1}$ 知, $\gamma_D < \min_{i \in [1, L+1]} (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_i, \dots, \gamma_{L+1})$, 我们取 γ_D 的上界 γ_u , 即 $\gamma_u = \min_{i \in [1, L+1]} (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_i, \dots, \gamma_{L+1})$ 。因为 $(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_i, \dots, \gamma_{L+1})$ 是独立指数随机变量, 则最小值 γ_u 也为指数随机变量[8], 其均值为 $\bar{\gamma}_u$ 。可求得它的 PDF 为:

$$f_{\gamma_u}(\gamma) = \sum_{i=1}^{L+1} f_{\gamma_i}(\gamma) \prod_{k=1, k \neq i}^{L+1} (1 - F_{\gamma_k}(\gamma)) \quad (2-43)$$

其中, $f_{\gamma_i}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_i} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i}}$ 为 γ_i 的 PDF; $F_{\gamma_i}(\gamma) = 1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i}}$ 为 γ_i 的 CDF, $i \in [1, L+1]$ 。

若假设 $(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_i, \dots, \gamma_{L+1})$ 为独立同分布的指数变量, 且 $\bar{\gamma}_u = \bar{\gamma}_i$, 则上式可写为:

$$f_{\gamma_u}(\gamma) = \frac{L+1}{\bar{\gamma}_u} e^{-\frac{(L+1)\gamma}{\bar{\gamma}_u}} \quad (2-44)$$

故相应的矩生函数为: $M_{\gamma_u}(s) = \frac{L+1}{1 + L - \bar{\gamma}_u s}$ (2-45)

所以, 多跳串联信道在瑞利衰落信道下的近似中断率:

$$P_{out} = 1 - e^{-\frac{(L+1)\bar{\gamma}_u}{\bar{\gamma}_u}} \quad (2-46)$$

(2) 纯对数正态阴影环境

在对数正态阴影环境下, 由于信噪比 γ 为对数正态随机变量, 则其倒数也为对数正态随机变量。由[17,18]知多个对数正态随机变量之和可近似为一个对数正态随机变量, 为此我们运用 Fenton-Wilkinson 方法求得输出信噪比 γ_D 的 PDF 为:

(求解方法见附录 C)

$$f(\gamma_D) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_D\gamma} \exp\left(-\frac{(10\lg\gamma - u_D)^2}{2\sigma_D^2}\right) \quad (2-47)$$

其中, $u_D = \frac{(\ln N - 4\ln M)}{2\xi}$, $\sigma_D = \frac{\sqrt{(\ln N - 2\ln M)}}{\xi}$; $N = \sum_{i=1}^L e^{-2\mu_i + 2\sigma_i^2} + 2 \sum_{\substack{i=1, j=1 \\ i \neq j}}^{L+1} e^{-\mu_{ij} + \frac{\sigma_{ij}^2}{2}} \cdot e^{-\mu_{ji} + \frac{\sigma_{ji}^2}{2}}$,

$\mu_i = \sum_{i=1}^L e^{-\mu_i + \frac{\sigma_i^2}{2}}$; σ_i 和 μ_i 分别为各子信道 $10\lg\gamma_i$ 的方差和均值(dB)。

因此, 多跳无线信道接收信噪比 γ_D 的矩生函数为:

$$M_{\gamma_D}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_n \cdot \exp(10^{(\sqrt{2}\alpha_n + \mu)/10} s) \quad (2-48)$$

在对数正态阴影信道下的近似中断率:

$$P_{out} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{10\lg\gamma_u - u_D}{\sqrt{2}\sigma_D}\right) \quad (2-49)$$

2.2.2.2 再生中继

前面的几节分别讨论多跳信道非再生中继，为了对比，本节将给出再生中继的分析，考虑 $L \gg 1$ 的情况。

(1) 中断率

由于再生中继的解码过程是相对独立的，前后子信道间不相关，每一跳的性能决定于本身子信道的特性。若多跳串联信道中的任何一跳发生中断均可引起整个链路的中断，则得整个链路的中断率为：

$$P_{out} = 1 - \prod_{i=1}^{L+1} (1 - P_{out(i)}) \quad (2-50)$$

其中， $P_{out(i)}$ 为第 i 跳信道的中断率，可分别由式 (2-18)、(2-22) (2-28) 及 (2-35) 给出。故多跳串联信道再生中继在瑞利衰落分布时的中断率为：

$$P_{out} = 1 - \prod_{i=1}^{L+1} \left(1 - \int_{\gamma_i}^{\infty} \frac{1}{\gamma_i} e^{-\frac{\gamma}{\gamma_i}} d\gamma \right) = 1 - e^{-\gamma_s \left(\sum_{i=1}^{L+1} \frac{1}{\gamma_i} \right)} \quad (2-51)$$

多跳串联信道再生中继在纯对数阴影时的中断率为：

$$P_{out} = 1 - \prod_{i=1}^{L+1} (1 - P_{out(i)}) = 1 - \prod_{i=1}^{L+1} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{10 \lg \gamma_{in} - u_i}{\sqrt{2} \sigma_i} \right) \right) \quad (2-52)$$

(2) 平均误码率

由于再生中继的解码过程是相对独立的，若设第 i 跳的误码率为 P_{ei} ，则多跳串联中继信道的总误码率为：

$$P_{er} = 1 - \prod_{i=1}^{L+1} (1 - P_{ei}) \quad (2-53)$$

$$\text{若 } P_{ei} \ll 1, \text{ 则上式可变为: } P_{er} = 1 - \prod_{i=1}^{L+1} (1 - P_{ei}) \approx \sum_{i=1}^{L+1} P_{ei} \quad (2-54)$$

若设每跳的误码率相等，则

$$P_{er} = 1 - (1 - P_e)^{L+1} \approx (L+1)P_e \quad (2-55)$$

考虑二进制双极性调制的情况，在多跳解码时有负负得正的特性，即前一跳的错误解码在后一跳解码时有得以纠错的概率，我们利用自然数组合语言的方法对式 (2-53) 修正如下：

设有自然数集合 $N = [1, n]$ ，令 k 是奇数。从 N 取任意 k 个自然数进行不同组合，则构成子集 C_x ， x 为其编号。令集合 $C_k = \{c_{k1}; c_{k2}; \dots; c_{kx}\}$ ，其中 c_{kx} 是第 x 个子集， $t = C_k^k$ 是从 n 个自然数取任意 k 个的组合数；又设 c_{n-kx} 是集合 N 中删去

c_{k_n} 子集后的集合，则多跳信道再生中继时的总误码率数学解析式可写为：

$$P_{eTn} = \sum_{k \in [1, n]} \left\{ \sum_{j \in C_k} \left[\prod_{i \in C_k} P_{ei} \prod_{m \in C_{k-i}} (1 - P_{em}) \right] \right\} \quad (2-56)$$

若设每跳有相同的误码率，上式可简化为：

$$P_{eTn} = \frac{1}{2} [1 - (1 - 2P_e)^{L+1}] \quad (2-57)$$

如图(2-1)所示， $n=L+1$ 。当 $L=1$ ，有 $k \in \{1, 2\}$ ， $C_1 = \{c_{11}, c_{12}\} = \{1, 2\}$ ，则 $c_{2-11} = \{2\}$ ， $c_{2-12} = \{1\}$ 。故得两跳信道的误码率：

$$P_{eT2} = \sum_{k \in [1, 2]} P_{ek} - 2 \prod_{k \in [1, 2]} P_{ek} \quad (2-58)$$

当 $L=2$ ，则有 $k \in \{1, 2, 3\}$ 。 $k=1$ 时有 $C_1 = \{c_{11}, c_{12}, c_{13}\} = \{1, 2, 3\}$ ，则 $c_{3-11} = \{2, 3\}$ ， $c_{3-12} = \{1, 3\}$ ， $c_{3-13} = \{1, 2\}$ ； $k=3$ 时有 $C_3 = \{c_{31}\} = \{1, 2, 3\}$ ，则 $c_{3-31} = \{\emptyset\}$ 。故得三跳信道的误码率： $P_{eT3} = \sum_{k \in [1, 3]} P_{ek} - 2 \sum_{\substack{i \in [1, 3] \\ k \in [1, 3] \\ i \neq k}} \left(\prod_{\substack{k \in [1, 3] \\ k \neq i}} P_{ek} \right) + 4 \prod_{k \in [1, 3]} P_{ek}$ (2-59)

2.3 多跳合作分集系统

利用中继转发技术，[1]最早提出用户合作的概念，利用伙伴彼此间的天线共享发送自己和伙伴的信息到基站，从而构成空间分集。随后[19,20]也提出了多个用户间合作的分布式空间分集思想，用以改善处于深衰落的用户的通信质量。而[4]则讨论了另外一种多跳分集技术，指在一条由多个节点组成的路由中，中间的节点都能接收前端所有节点发送的样本信号，对这些信号进行微分集最大比合并从而提高多跳传输的可靠性。但这种技术会增加中继节点的复杂度，也会引进前向干扰和反馈干扰，适用于路由节点较少的情况。而本节，我们首先考虑如图(2-4)所示的多路由分集系统的一般模型，然后以两跳合作分集模型为例讨论节点间不同的合作发送协议。

2.3.1 多路由分集系统

该模型由一个发送终端 S 、一个接收终端 D 及多个中继终端 R 组成，共有 $M+1$ 条路由，其中一个是单跳路径，由 S 直接到达 D ；其余均为多跳串联路径，具有不等跳数，记为 (L_1, L_2, \dots, L_m) 。我们假定这些路由是独立不相关的。信源 S 首先广播自己的信息给接收终端 D 和第一级中继节点，如 $R_{11}, R_{21}, \dots, R_{M1}$ ，第

一级节点对接收到的信号进行处理后转发到下一级节点, 直至接收终端收到所有路由转发的信号, 然后根据某种合并规则处理这些来自同一信源的样本信号。

(1) 非再生中继

由上面的分析知, 多跳串联信道的接收信噪比为: $\gamma = \left[\sum_{i=1}^{L+1} \left(\frac{1}{\gamma_i} \right) \right]^{-1}$ 。若假设多路由各分支的接收信噪比为 $(\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_m, \dots, \gamma_M)$, 则 $\gamma_m = \left[\sum_{i=1}^{L_m+1} \left(\frac{1}{\gamma_{mi}} \right) \right]^{-1}$, 其中 $m \in (1, M)$ 。所以, 在瑞利衰落信道下, 由式 (2-44) 知, γ_m 是服从指数分布的随机变量, 其 PDF 为:

$$f_{\gamma_m}(\gamma) = \frac{L_m + 1}{\bar{\gamma}_m} e^{-\frac{(L_m+1)\gamma}{\bar{\gamma}_m}} \quad (2-60)$$

则其相应的矩生函数为:

$$M_{\gamma_m}(s) = \frac{L_m + 1}{1 + L_m - \bar{\gamma}_m s} \quad (2-61)$$

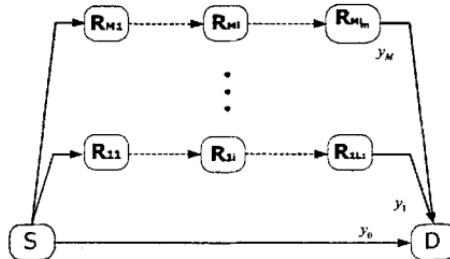


图 (2-4) 多路由分集系统模型

若采用最大比分集合并 (MRC), 则终端 D 接收机的 SNR, $\gamma_D = \gamma_0 + \sum_{m=1}^M \gamma_m$, 因此, 矩生函数为:

$$M_{\gamma_D}(s) = \prod_{m=1}^M M_{\gamma_m}(s) \quad (2-62)$$

若采用 SC 的方法, 则终端 D 接收机的 SNR, $\gamma_D = \max(\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_m, \dots, \gamma_M)$, 则 γ_D 的 PDF 为:

$$f(\gamma_{SC}) = \sum_{m=0}^M [f(\gamma_m) \cdot \prod_{j=0, j \neq m}^M F(\gamma_j)] \quad (2-63)$$

其中, $f(\gamma_m)$ 为 γ_m 的 PDF; $F(\gamma_m)$ 为 γ_m 的累积分布函数(CDF)。

由于在接收端 D 各分支是统计独立的, 则多路由并联分集系统的中断率可表示为:

$$P_{out} = P_{out,0} \times \prod_{m=1}^M P_{out(m)} \quad (2-64)$$

则把式 (2-18) 和式 (2-51) 代入上式可求得多路由并联分集系统在瑞利衰落分布时的中断率。同理, 把式 (2-35) 和式 (2-52) 代入上式可求得多路由并联分集系统纯对数阴影分布时的中断率。

(2) 再生中继

由定义 3知, 中断率也可看做是输出信噪比的 CDF, 若设多路由分集系统每一分支的接收信噪比为 $(\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_m, \dots, \gamma_M)$, 所以用式 (2-51) 对 γ_m 求导, 可得瑞利衰落时接收信噪比 γ_m 的 PDF:

$$f_{\gamma_m}(\gamma) = \left(\sum_{l=1}^{L_m-1} \frac{1}{\bar{\gamma}_{ml}} \right) e^{-\gamma \left(\sum_{l=1}^{L_m-1} \frac{1}{\bar{\gamma}_{ml}} \right)} \quad (2-65)$$

其中, $\bar{\gamma}_{ml}$ 为第 m 支路由第 l 跳的平均信噪比。

由定义 3也可求得多路由分集系统的中断率。若假设每一跳具有相同的信噪比, 则上式和非再生中继时式 (2-60) 相同。

考虑 BPSK 和 DPSK 调制方式。设第 m 条路由的误码率同式 (2-56)。由于各路由是相互独立的, 我们根据各路由的误码率计算该路由的接收信噪比, 然后求得合并后的误码率。以 BPSK 为例, 第 m 条路由瑞利衰落的误码率可记为:

$$P_m = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_m}{1 + \bar{\gamma}_m}} \right) \quad (2-66)$$

$$\text{若 } \gamma_m \gg 1, \text{ 由上式可求得: } \bar{\gamma}_m = \frac{(1 - 2P_m)^2}{4P_m(1 - P_m)} \approx \frac{1}{4P_m} \quad (2-67)$$

所以, 我们根据[21]最大比分集合并误码率, 多路由分集系统的误码率可表示为:

$$P_e = \left(\frac{2M-1}{M} \right) \prod_{m=1}^M P_m \quad (2-68)$$

同理, 可求得 DPSK 的情况。若 $\gamma_m \gg 1$, $\bar{\gamma}_m \approx \frac{1}{2P_m}$, 由 DPSK 调制时最大比分合并误码率, 也可得上式。

2.3.2 两跳合作分集系统

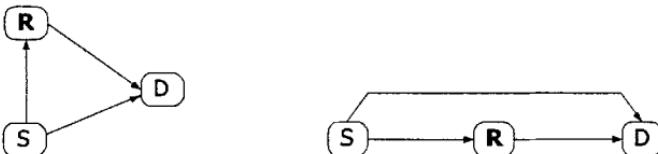
在第 2 节分析的两跳无线信道中, 源节点的信号仅经过中继节点的再生或非再生处理后再转发的发送过程, 目的节点接收的是原信号的一个样本, 我们称这种传输方式为传统中继。由于中继节点的天线不能同时接收同一频段的信号, 整个发送过程要发生在不同的时隙或频段, 在某些情况下会造成资源浪费。最近几年, 合作中继发送已受到广泛的研究。这种方式是指源节点和中继节点按照某种约定的协议合作发送源节点的信号到目的节点, 在目的节点处收到的是来自源节点和中继节点转发的同一信号的两个样本, 这样目的节点经适当合并后实现了分集作用。从接收端看这是来自空间不同天线的发送, 因而也是分布式空间分集。在这里, 我们主要讨论合作发送协议的几种分类方法。

在整个合作发送过程中，我们分为两个发送阶段。在第一个阶段，源节点首先广播自己的信号给中继节点和目的节点；在第二个阶段，中继节点对接收到的信号进行处理后再发送给目的节点，这样目的节点收到两个信号样本。如果中继节点对信号进行了再生处理，我们称这种合作方式为再生合作发送，也称解码合作发送。若进行了非再生处理，则称为非再生合作发送，也称放大合作发送。再生合作发送在实现上是简单可行的，但会增加解码和再编码的延时，而非再生合作发送在时分时需要储存大量的模拟数据，频分时则需要复杂和昂贵的收发机。

这些合作发送方式也可进一步分为固定合作发送、自适应合作发送及反馈合作发送。固定发送是指中继节点不管接收信号如何，都处理转发所接收的信息到目的节点。如果中继节点能根据信道条件和接收信号质量的好坏，自适应调整放大因子或自适应决定是否解码转发，如果不转发，源节点则在第二个阶段重发原来的信号到目的节点，我们称这种方式为自适应合作发送。显然，源节点决定是否重发必须通过反向信道获知中继节点的决策信息。另外，如果中继节点能得到目的节点的信道反馈信息后再决定是否转发，我们则称这种方式为反馈合作发送。比如信源发送自己的信息给目的节点，而目的节点收到信息后广播一反馈信息给源节点和中继节点，这个反馈信息仅包含接收成功与否的信息。如果接收信噪比足够高，反馈信息为成功的，则中继不转发，否则反馈信息要求中继节点转发它的接收信息，然后目的节点合并这两个信号。

当然，还有其它方式的发送协议，如在第一阶段源节点仅发送给中继节点，而在第二阶段源节点和中继节点同时发送；或者源节点在两个阶段都发送，目的节点也都接收。但这些协议我们将在第四章中从 MIMO 的角度分析和比较它们容量性能。

如果合作发送方式按节点网络结构可分为对称合作分集和非对称合作分集，如图 (2-5) 所示。传统的多跳串联传输属于固定协议的非对称发送方式。



(1) 对称合作分集系统

(2) 非对称合作分集系统

图 (2-5) 两跳合作分集系统模型

2.4 性能分析及讨论

根据前面的理论分析，我们对多跳无线信道及其分集的信道特性进行了数值

分析和仿真研究。我们假设信道模型为平坦衰落信道, 信道系数由某一确定衰落环境和路径损耗决定, 主要讨论不同衰落环境下多跳信道及其分集系统的中断率和误码率, 分析再生中继和非再生中继的差异, 及其跳数和分集路由数给系统带来的好处。在这里, 我们借用传统空时编码中的编码增益和分集增益两个术语来讨论多跳技术所带来的好处。分集增益由于在信噪比的指数上, 直接影响性能曲线的斜率, 而编码增益与信噪比相乘, 起到将性能曲线向信噪比较低的左边平移的效果。

分析参数选择如下: 假定信源节点和目的节点的距离为单位长度, 中继节点在其连线上等距离分布, 路耗因子 $\beta = 3$; 中断率分析的域值信噪比 $\bar{\gamma}_t = 0\text{dB}$; 在对数正态阴影和联合衰落环境下, 取阴影方差 $\sigma = 6\text{dB}$; 多路由分集系统每分支路由的中继节点数 $L_1 = L_2 = \dots = L_m = 1$ 。为了比较的方便, 还假设了系统的发送总功率不变, 并且系统中的各发送节点均为等功率发送。若设单跳源节点发送功率为 ε_0 , 则一个有 L 个中继节点的系统中, 各发送节点功率为 $\varepsilon_0 / (L+1)$ 。

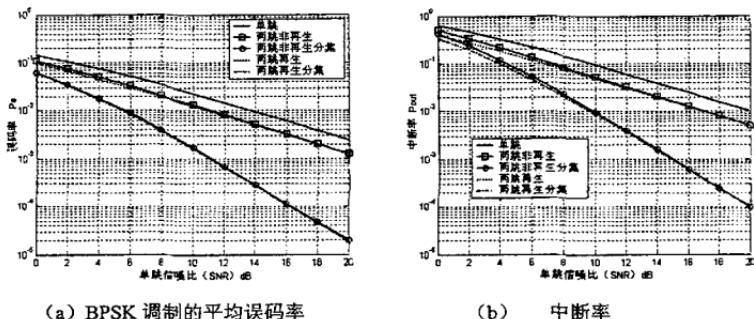


图 (2-6) 瑞利衰落信道环境下两跳信道及分集系统的性能分析

图 (2-6) 为在瑞利衰落信道下两跳信道及其分集系统的 BPSK 平均误码率和中断率分析。从上图中可看出, 两跳信道的性能要优于单跳信道, 这主要是由于路径损耗的减少所带来的编码增益, 没有分集增益, 而分集系统所带来的增益是很显著的, 实现了两阶分集效应。但再生中继仅在低信噪比时若优于非再生中继, 而在高信噪比区两者几乎有相同的性能。

图 (2-7) 为 Nakagami 衰落信道环境下两跳信道与单跳信道的平均误码率和中断率的比较分析。从图中可看出, 随着衰落因子 M 的增加, 多跳信道的性能增益是也越来越大, 分别实现了两阶 ($M=2$) 和三阶 ($M=3$) 的分集增益, 与单跳信道相比, 其编码增益也在变大。在低信噪比区, 再生中继的性能也随着

M 的增加而更优于非再生中继。

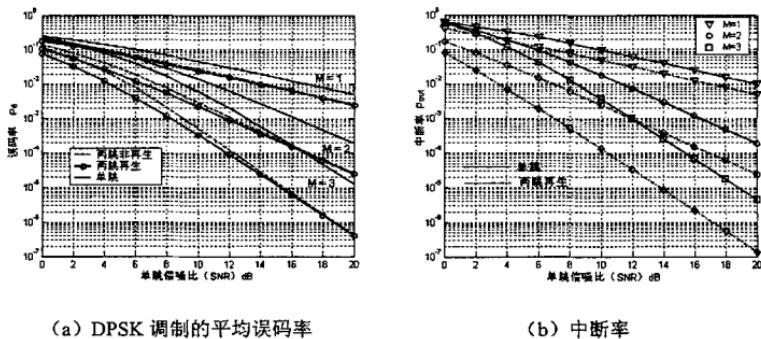


图 (2-7) Nakagami 衰落信道下两跳信道的性能分析

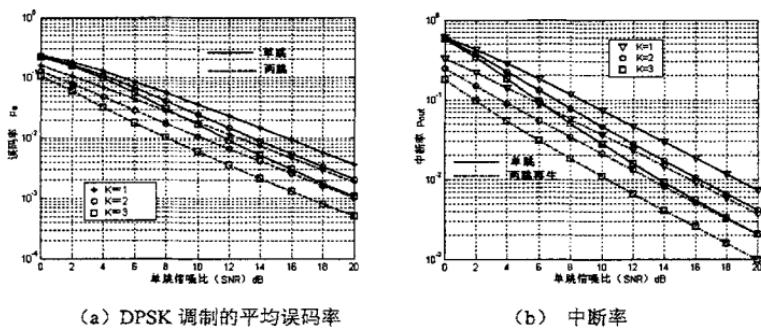
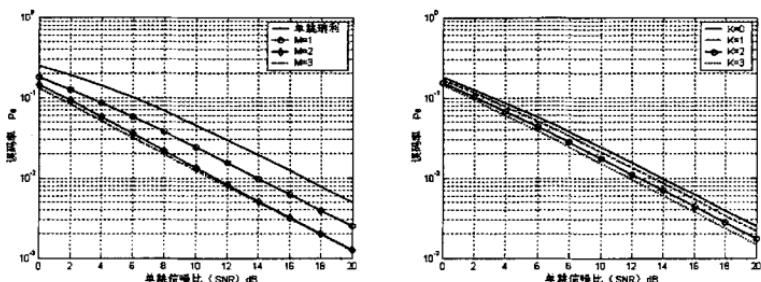


图 (2-8) 莱斯衰落信道下两跳再生系统的性能分析

图 (2-8) 为莱斯衰落信道下两跳再生系统与单跳系统的平均误码率和中断率的比较分析。从图中可看出, 随着莱斯因子 K 的增加, 编码增益的改善是明显的, 但其变化趋势比较平缓, 分集增益与瑞利信道下相同。



(a) Nakagami 信道下的平均误码率

(b) 莱斯信道下的平均误码率

图 (2-9) 两跳信道中前后子信道为不同衰落时的平均误码率分析

图 (2-9) 是两跳信道系统中每一跳为不同衰落时再生中继的 DPSK 调制平均误码率分析。图 (a) 中第一跳为瑞利衰落, 而第二跳为 Nakagami 衰落, 从图中可看出, 随着 Nakagami 因子 M 的增加, 虽然与单跳信道相比, 存在一定的编码增益。但与图 (2-7a) 相比, M 的改变并没有带来编码增益和分集增益, 仅随着信噪比的增加, 性能趋于相似。图 (b) 中第一跳为瑞利衰落, 而第二跳为莱斯衰落, 从图中可看出, 随着莱斯因子 K 的增加, 与图 (2-8a) 相比, 编码增益改变较小。这主要由于多跳信道再生中继系统中, 系统要取决于最弱跳的性能, 第一跳的瑞利衰落是影响图 (2-9) 系统性能的主要因素。

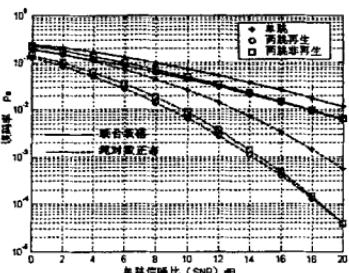


图 (2-10) DPSK 调制的误码率

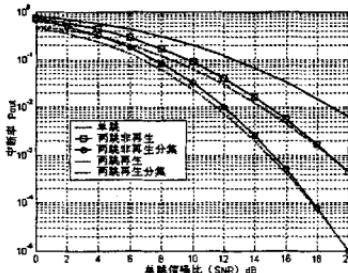


图 (2-11) 对数正态衰落信道下的中断率

图 (2-10) 为对数正态衰落和联合衰落环境下的 DPSK 平均误码率分析。从图中可看出, 对数正态阴影下的性能优于联合衰落的性能, 两跳信道的编码增益也较后者大。这主要是联合衰落中的瑞利成份消弱了系统的性能。但再生中继与非再生的比较仍相似于以前的分析, 前者在低信噪比区若优于后者, 在高信噪比区两者近似。图 (2-11) 中对数正态衰落信道下中断率的分析也可得到相似的结论, 但两跳分集系统的性能改善主要来自分集增益。图 (2-12) 中给出的是对数正态衰落下中断率与阴影方差的关系。从图中可看出, 随着阴影程度的增大, 系统的中断率是增加的, 但再生中继仍优于非再生中继。

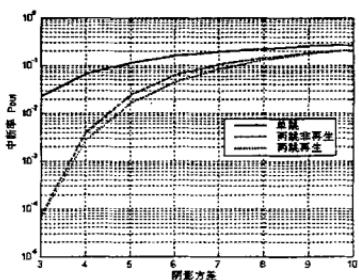


图 (2-12) 对数正态阴影下中断率与阴影方差的关系

在图 (2-13) 中我们给出了多跳无线信道在不同衰落环境下中断率性能与跳数的关系, 其中, Nakagami 因子 $M=2$, 莱斯因子 $K=2$ 。图 (a) 为中继节点在源节点和目的节点间等距离放置时的情景。可见跳数增加, 系统性能得到改善。不同衰落环境下, 系统性能的改善程度也不同, 其中 Nakagami 信道改善最大, 这主要由于分集增益的缘故。图 (b) 为中继节点位于源节点和目的节点的等距离延伸线上的情景, 从图中可看出, 随着跳数的增加, 系统的性能是减弱的, 但这是以延伸系统覆盖为前提的, 可适用于解决蜂窝网中“死区”的问题, 也可为处于深衰落的用户建立通信链路。然而从两个图中都可看出, 跳数越大, (a) 中的性能改善趋于平缓, (b) 中的性能急剧恶化, 这主要是分析时假设了系统总功率不变的缘故, 中继节点越多, 每个发送节点的功率将减少。但若增加节点的发送功率, 系统的性能可能会得到改善, 却增加了整个网络的干扰, 因此在多跳网络中如何实现分布式功率控制是一个值得研究的问题。

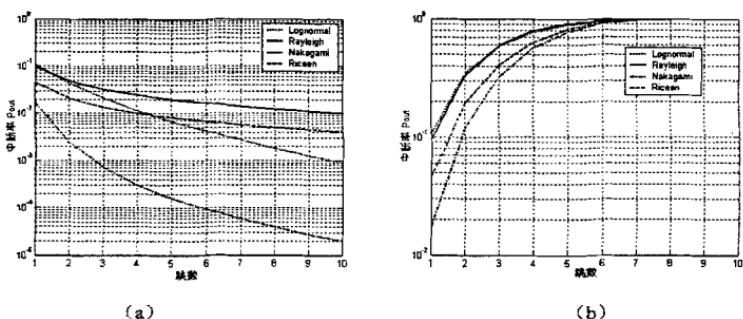


图 (2-13) 多跳信道在不同衰落环境下的中断率与跳数的关系

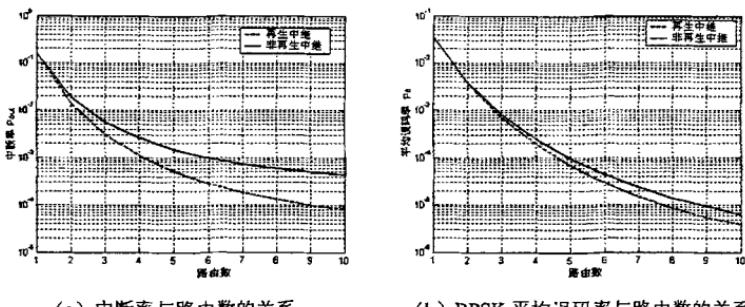


图 (2-14) 瑞利衰落多路由分集系统的性能分析

图 (2-14) 为多路由分集系统在瑞利衰落环境下性能与路由数的关系分析。从图中可看出, 系统性能随路由数的增多而得到改善, 但是路由数越多, 性能改

善趋缓, 这也是由于功率重分配的缘故。从图中也可得到, 再生中继的情况随路由数增加要优于非再生中继。

2.5 两跳信道及合作系统的优化

在 ad hoc 网络中, 路由的选择是决定网络成败的关键。同样, 在多跳网络中, 信息的传递是通过多跳中继或合作的方式实现的, 由于中继节点固有的移动性, 使得网络的中继拓扑变化多端, 从而使中继节点的选择至关重要。

此外, 由于无线网络中有限的频谱资源和移动节点有限的电池储能, 降低合作系统的发送功率是必要的。一则功率的降低可减少干扰, 增加容量, 二则可以延长移动终端的待机时间。虽然多跳降低了路径损耗改善了系统的发送功率, 但为使系统运行在最佳的情况, 优化功率是一个可行性方法。

因此, 本节将以两跳中继及合作分集为研究对象详细讨论中继节点的选择和功率优化问题。

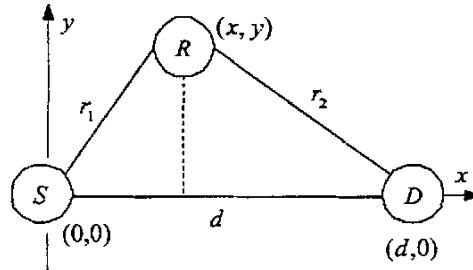


图 (2-15) 三个节点的中继坐标模型

2.5.1 两跳中继传输的动态分析

考虑如图 (2-15) 所示的两跳中继坐标模型, 源节点位于原点 $(0,0)$, 目的节点为 $(d,0)$, 中继节点为任意坐标 (x, y) 。若 $y=0$, 中继节点在 x 轴上移动, 则为传统的两跳中继传输。设 $S-D$ 的距离为 d , $S-R$ 的距离为 r_1 , $R-D$ 的距离为 r_2 。

通过前面章节的研究, 我们知道多跳中继的特点之一是降低路径损耗, 减少发送功率, 但上述研究是假设中继节点是线性等距离分布的。在这里我们假设中继节点是任意位置, 分析其在节省功率条件下的最佳区域。

为分析的方便, 假设系统为最优功率控制, 即接收终端有相同的接收功率, P_r 为定值。若仅考虑路耗模型, 则两跳中继模型的发送总功率为:

$$P_{t2} = P_S + P_R = P_r |r_1|^\beta + P_r |r_2|^\beta \quad (2-69)$$

又传统单跳传输的发送功率为: $P_{r0} = P_r |d|^\beta$ (2-70)

其中, P_s 和 P_r 分别为源节点和中继节点的发送功率, β 为路耗指数。

若使 $P_{r2} \leq P_{r0}$, 必满足 $|r_1|^\beta + |r_2|^\beta \leq |d|^\beta$ 。若假设 d 为单位长度, 由图 (2-2), 可得下式: $(x^2 + y^2)^{\frac{\beta}{2}} + [(1-x)^2 + y^2]^{\frac{\beta}{2}} \leq 1$ (2-71)

由上式知, 中继节点位置与路耗因子构成函数。因此, 我们在图 (2-16) 中给出了不同路耗因子 (2,5,10) 的中继位置区域图。从图中可看出, 节省功率区域是关于 x 轴对称的, 路耗指数越大, 位置区域图沿 y 轴拉伸, 即面积越大。也就是说, 为使发送功率降低, 路耗指数越大, 寻找到一个合适中继节点的概率也越大。据统计, 自由空间的路耗指数为 2, 而市区蜂窝阴影的指数为 3~5, 可见利用中继克服阴影衰落能获得更大的机率。

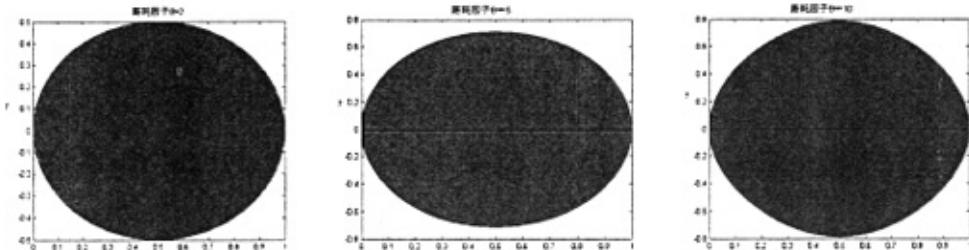


图 (2-16) 在节省功率的情况下不同路耗因子时中继节点的位置区域

若假设最优功率控制使接收终端具有相同的接收信噪比, 则式 (2-71) 可变为:

$$\alpha_1(x^2 + y^2)^{\frac{\beta}{2}} + \alpha_2[(1-x)^2 + y^2]^{\frac{\beta}{2}} \leq 1 \quad (2-72)$$

其中, $\alpha_1 = N_1/N_0$, $\alpha_2 = N_2/N_0$, N_1 和 N_2 分别为两跳信道中继节点和目的节点处的加性噪声和干扰的方差, N_0 为单跳信道中目的节点的噪声和干扰的方差。

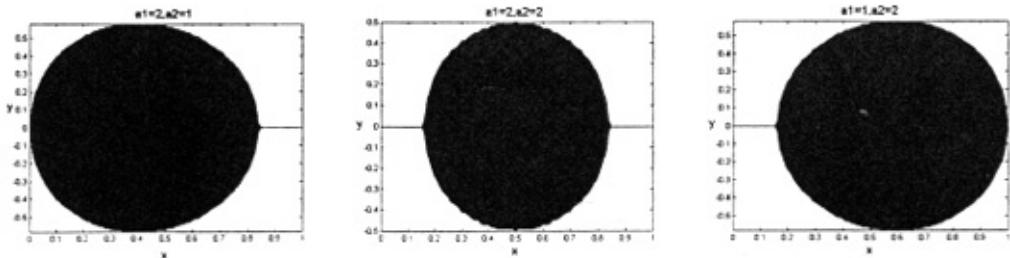


图 (2-17) 中继节点在不同噪声干扰方差比下节省功率的位置区域 ($\beta = 4$)

从图 (2-17) 可看出, 当接收噪声和干扰不同时, 中继节点节省能量的位置

区域减少了。在中继节点有较大的噪声或干扰时, 即 $\alpha_1 = 2, \alpha_2 = 1$, 位置区偏向于源节点, 而目的节点在中继接收时若有较大的干扰, 即 $\alpha_1 = 1, \alpha_2 = 2$, 则中继节点偏向于目的节点。在 ODMA 系统中, 中继时隙是复用的, 这样在目的节点中继接收时会收到来自其它中继节点的干扰, 这样要使整个中继系统功率降低, 应该选择离目的节点较近的中继节点。在非再生中继时也属于这种情况, 目的节点的接收噪声要大于中继节点的噪声, 因为它积累了链路中所有噪声。

下面我们考察功率最优分配的问题。我们仍假设两跳中继传输与单跳传输有相同的发送功率, P_t 。在两跳中继中, 源节点的分配功率为 ρP_t , 则中继节点的发送功率为 $(1-\rho)P_t$, 其中 ρ 为功率分配因子。因此, 可得每跳的接收信噪比为:

$$\gamma_1 = \frac{\rho P_t |r_1|^{-\beta}}{N_1}, \quad \gamma_2 = \frac{(1-\rho)P_t |r_2|^{-\beta}}{N_2}, \quad \gamma_0 = \frac{P_t |d|^{-\beta}}{N_0} \quad (2-73)$$

若假设 d 为单位长度, 并 $N_0 = N_1 = N_2$, 则 $\gamma_1 = \rho \gamma_0 |r_1|^{-\beta}$, $\gamma_2 = (1-\rho) \gamma_0 |r_2|^{-\beta}$ 。

为简单起见, 首先分析中继节点在 x 轴上移动的情况, 即 $r_1 = x$, $r_2 = 1-x$ 。假设采用 BPSK 调制方式, 再生中继的误码率利用式 (2-58) 求得, 而非再生中继的误码率先利用式 (2-13) 求得两跳信噪比, 然后根据 BPSK 在瑞利衰落信道下的误码率公式求得。在图 (2-18) 中, 我们给出了再生与非再生中继的误码率和节点位置及功率分配因子的关系, 水平面为单跳信道的误码率, 曲面为两跳信道的误码率, 其中单跳信道信噪比 $\gamma_0 = 10 \text{ dB}$ 。

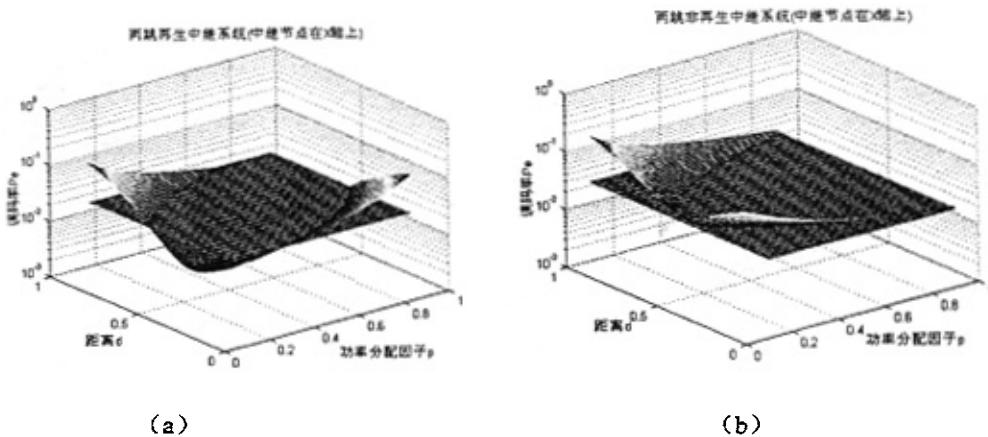
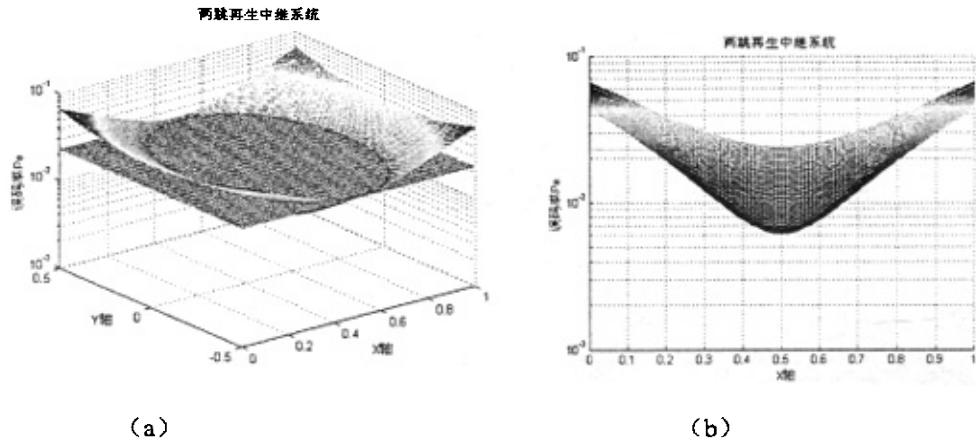


图 (2-18) 两跳中继系统的误码率和节点位置及功率分配因子的关系

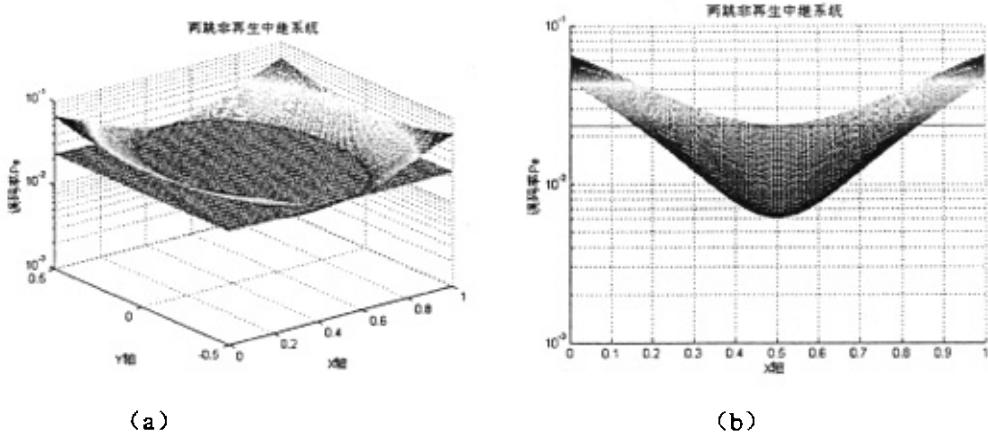
从图 (2-18.a) 中可看出当中继节点靠近源节点而源节点具有较大发送功率和中继节点靠近目的节点而源节点具有较小发送功率的两种情况, 两跳再生系统

有较大的误码率。这是由于再生中继的性能取决于最弱跳的性能,对前一种情况,第二跳的误码率占主要地位,而第二种情况则是第一跳占主要地位。但是在图(2-18.b)中,两跳非再生中继的误码率关于距离的中点对称,误码率取决于第一跳的性能,源节点的分配功率越大,系统误码率越小。

当中继节点位于 y 轴左半平面的任意位置时,为分析简单,我们仅考虑系统误码率与中继节点位置之间的关系。假设在中继传输时,功率因子 $\rho = 0.5$ 。图(2-19)是两跳再生中继系统的误码率分析,图(2-19 a)是误码率的三维视图,水平面为单跳信道误码率,而曲面为两跳信道误码率,图(b)为(a)在 X 轴上的投影。从图中可看出,误码率性能是关于 X 轴对称,同时也关于 Y 轴对称,当中继节点位于源节点和目的节点的中点时误码率最小。图(2-20)是两跳非再生中继系统的误码率分析,从图中可看出,性能相似于再生中继的情况。



图(2-19) 两跳再生中继系统的误码率与中继节点位置的关系



图(2-20) 两跳非再生中继系统的误码率与中继节点位置的关系

2.5.2 合作分集系统中的优化

我们仍采用图 (2-15) 所示的中继坐标模型。考虑中继节点在 x 轴上移动的情况, 则中继合作网络为非对称合作分集模型。在合作发送中, 目的终端 D 在第一阶段接收来自源节点信号的信噪比为:

$$\gamma_0 = \frac{\rho P_i |d|^{-\beta}}{N_0}, \text{ 即 } \gamma_0 = \rho \gamma_0 |d|^{-\beta} \quad (2-74)$$

运用式 (2-68) 可求得非再生中继和再生中继时在瑞利衰落下的 BPSK 误码率, 如图 (2-21) 所示。从图中可看出, 合作分集系统的误码率比传统中继系统的误码率有较大改善, 但更优于传统单跳系统的误码率。误码率与中继节点位置和功率分配因子的关系仍相似于传统中继的情况, 但不同的是再生中继合作系统在第一种情况时 (中继节点靠近源节点而源节点具有较大发送功率) 的性能得到了改善, 这是由于源节点功率的增大, 降低了单跳链路的误码率, 从而改善了系统的性能。

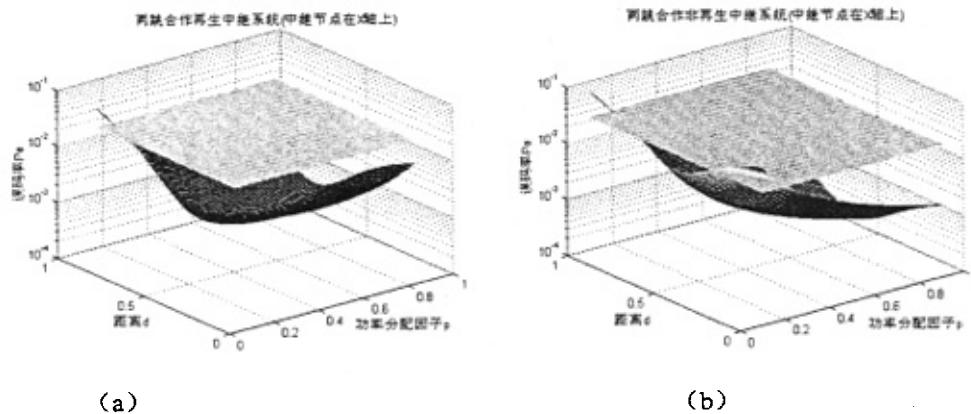


图 (2-21) 两跳合作分集系统的误码率和中继位置及功率分配因子的关系

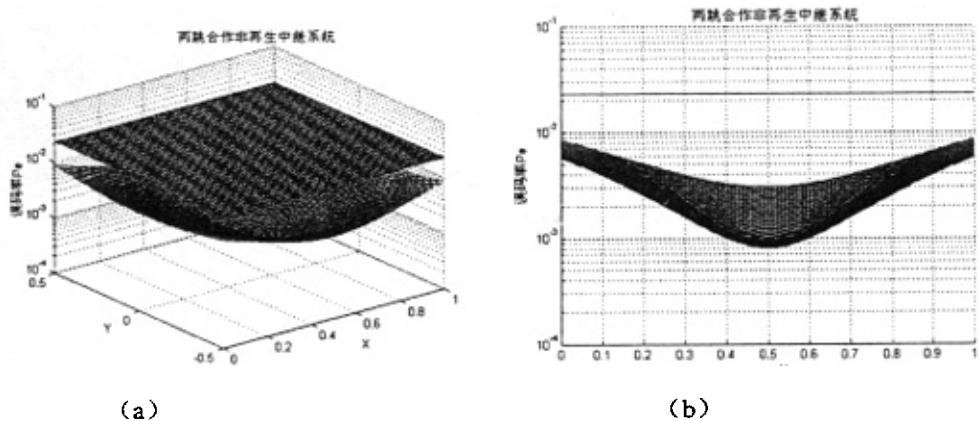


图 (2-22) 两跳非再生中继系统的误码率与中继节点位置的关系

然后我们考虑中继节点在任意位置时情况, 仍假设功率因子 $\rho = 0.5$, 所以

我们可得如图（2-22）和（2-23）所示误码率。从图中可看出，合作分集系统的误码率性能的改善是显然的，这主要是来自分集的作用。不管再生中继还是非再生中继，其误码率性能都关于 X 轴和 Y 轴对称，当中继节点位于单跳链路的中点时误码率性能最好。

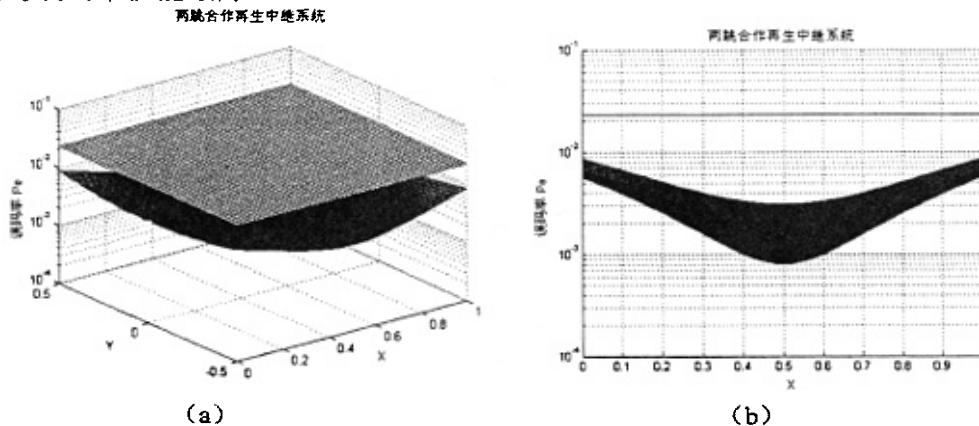


图 (2-23) 两跳非再生中继系统的误码率与中继节点位置的关系

2.6 小结

本章系统地分析和探讨了多跳无线信道及其分集系统的理论统计特性。建立了多跳串联信道及其分集系统的数学模型，在不同衰落环境下给出了这些系统的性能分析，推导了有关数学闭式解。运用编码增益和分集增益的概念讨论了多跳技术所带来的好处，系统的编码增益主要来自于多跳路径损耗的减少，而分集增益主要来自分集支路的增加，如多路由系统的路由数。在一定发送总功率的情况下，多跳信道和多路由分集系统都能提高系统的性能，优于单跳系统，但跳数和路由数的增加并非带来更大的增益好处。再生中继与非再生中继在高信噪比区具有相似的性能，在低信噪比区前者若优于后者，但多跳再生中继系统的性能取决于最弱跳的情况。最后以三个节点构成的合作系统为模型讨论了节点的移动性对多跳中继系统性能的影响和系统性能的优化问题。在最优功控和不同路耗因子下，给出了功率节省时中继节点的选择范围。路耗因子越大，中继节点的选择范围也越大。在功率优化方面，再生中继取决于最弱跳的接收功率，而非再生中继与第一跳的功率分配有关。

本章对多跳信道及其分集系统衰落特性的分析表明多跳传输与单跳传输相比具有更大的好处，但性能受制于中继节点的选择，如位置和信号处理方式等因素。要使多跳技术在未来通信系统中广泛应用，寻找一个中继节点的最佳选择算法不容忽视。本章的研究也会对目前的 ad hoc 网和蜂窝网的发展及融合提供有益的帮助。

附录 A

由式 (2-9) 取其倒数, 得

$$\begin{aligned} \frac{1}{\gamma} &= \frac{\sum_{i=1}^L \left(\prod_{k=i}^L |\alpha_k h_{k+1}(d_{k+1})|^2 \right) N_i + N_{L+1}}{\prod_{i=1}^L |\alpha_i h_i(d_i)|^2 |h_{L+1}(d_{L+1})|^2 \varepsilon_i} \quad (A-1) \\ &= \frac{\left(\prod_{i=1}^L |\alpha_i h_i(d_i)|^2 \right) \frac{h_{L+1}(d_{L+1})}{h_i(d_i)}^2 N_i + \dots + \left(\prod_{i=L}^L |\alpha_i h_i(d_i)|^2 \right) \frac{h_{L+1}(d_{L+1})}{h_L(d_L)}^2 N_L + N_{L+1}}{\left(\prod_{i=1}^L |\alpha_i h_i(d_i)|^2 \right) h_{L+1}(d_{L+1})^2 \varepsilon_i} \\ &= \frac{N_1}{|h_1(d_1)|^2 \varepsilon_i} + \frac{N_2}{|\alpha_1 h_1(d_1) h_2(d_2)|^2 \varepsilon_i} + \dots + \frac{N_L}{\left(\prod_{i=1}^{L-1} |\alpha_i h_i(d_i)|^2 \right) |h_L(d_L)|^2 \varepsilon_i} + \frac{N_{L+1}}{|\alpha_L h_L(d_L) h_{L+1}(d_{L+1})|^2 \varepsilon_i} \end{aligned}$$

若设 $\alpha_i h_i(d_i) = 1$, 则上式为:

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{N_1}{|h_1(d_1)|^2 \varepsilon_i} + \frac{N_2}{|h_2(d_2)|^2 \varepsilon_i} + \dots + \frac{N_L}{|h_L(d_L)|^2 \varepsilon_i} + \frac{N_{L+1}}{|h_{L+1}(d_{L+1})|^2 \varepsilon_i} \quad (A-2)$$

取 $\gamma_i = \frac{|h_i(d_i)|^2 \varepsilon_i}{N_i}$, 则 $\frac{1}{\gamma} = \frac{1}{\gamma_1} + \frac{\varepsilon_2}{\gamma_1 \varepsilon_1} + \frac{\varepsilon_3}{\gamma_2 \varepsilon_1} \dots + \frac{\varepsilon_L}{\gamma_L \varepsilon_1} + \frac{\varepsilon_{L+1}}{\gamma_{L+1} \varepsilon_1} = \sum_{i=1}^{L+1} \left(\frac{\varepsilon_i}{\gamma_i \varepsilon_1} \right)$, 故式 (2-10)

命题得解。

若设 $\alpha_i h_{i+1}(d_{i+1}) = 1$, 则上式为:

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{N_1}{|h_1(d_1)|^2 \varepsilon_i} + \frac{N_2}{|h_1(d_1) h_2(d_2)|^2 \varepsilon_i} + \dots + \frac{N_L}{|h_1(d_1) h_2(d_2) \dots h_L(d_L)|^2 \varepsilon_i} + \frac{N_{L+1}}{|h_1(d_1)|^2 \varepsilon_i} \quad (A-3)$$

取 $\gamma_i = \frac{|h_i(d_i)|^2 \varepsilon_i}{N_i}$, 则 $\frac{1}{\gamma} = \frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1}{\gamma_3} \dots + \frac{1}{\gamma_L} + \frac{1}{\gamma_{L+1}} = \sum_{i=1}^{L+1} \left(\frac{1}{\gamma_i} \right)$, 故式 (2-11) 命题

得解。

若设 $\alpha_i^2 = \frac{\varepsilon_{i+1}}{|h_i(d_i)|^2 \varepsilon_i + N_i}$, 取 $\gamma_i = \frac{|h_i(d_i)|^2 \varepsilon_i}{N_i}$, 则

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} \left(1 + \frac{1}{\gamma_1} \right) + \dots + \frac{1}{\gamma_{L+1}} \left(1 + \frac{1}{\gamma_1} \left(1 + \frac{1}{\gamma_2} \right) \dots \left(1 + \frac{1}{\gamma_L} \right) \right) \quad (A-4)$$

$$= \prod_{i=1}^{L+1} \left(1 + \frac{1}{\gamma_i} \right) - 1. \text{ 故对上式求倒, 式 (2-12) 命题得证。}$$

附录 B

求 $\gamma = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2}$ 的 PDF, 其中 $f_{\gamma_1}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_1} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_1}}$, $f_{\gamma_2}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_2} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_2}}$ 。

先求 γ 的 CDF: $F_{\gamma}(\gamma) = \int f_{\gamma_1}(\frac{\gamma_1 \lambda}{\gamma_1 + \lambda}) f_{\gamma_2}(\lambda) d\lambda$ (B-1)

$$= \int f_{\gamma_1}(\gamma_1 \geq \frac{\lambda \gamma}{\lambda - \gamma}) f_{\gamma_2}(\lambda) d\lambda + \int f_{\gamma_1}(\gamma_1 < \frac{\lambda \gamma}{\lambda - \gamma}) f_{\gamma_2}(\lambda) d\lambda$$

设 $I_0 = \int f_{\gamma_1}(\gamma_1 \geq \frac{\lambda \gamma}{\lambda - \gamma}) f_{\gamma_2}(\lambda) d\lambda = \int f_{\gamma_2}(\lambda) d\lambda = 1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_2}}$ (B-2)

$$I_1 = \int f_{\gamma_1}(\gamma_1 < \frac{\lambda \gamma}{\lambda - \gamma}) f_{\gamma_2}(\lambda) d\lambda = \int \left(1 - e^{-\frac{\lambda \gamma}{\bar{\gamma}_1(\lambda - \gamma)}}\right) \frac{1}{\bar{\gamma}_2} e^{-\frac{\lambda}{\bar{\gamma}_2}} d\lambda$$

$$= e^{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_2}} - \frac{1}{\bar{\gamma}_2} \int e^{-\left(\frac{\gamma(t+\gamma)}{\bar{\gamma}_1 t} + \frac{t+\gamma}{\bar{\gamma}_2}\right)} dt, \text{ 其中设 } t = \lambda - \gamma$$

$$= e^{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_2}} - \frac{e^{-\gamma(\frac{1}{\bar{\gamma}_1} + \frac{1}{\bar{\gamma}_2})}}{\bar{\gamma}_2} \int e^{-\left(\frac{\gamma^2 + t}{\bar{\gamma}_1 t} + \frac{t}{\bar{\gamma}_2}\right)} dt = e^{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_2}} - \frac{2\gamma}{\sqrt{X}} e^{-\frac{\gamma}{X}} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{X}}\right)$$
(B-3)

其中, $X = \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2$, $Y = \bar{\gamma}_1 + \bar{\gamma}_2$, $K_1(*)$ 是第二类一阶修正贝塞耳函数。

由[22]式 (3.471.9) $\int x^{v-1} e^{-\frac{\beta}{x}-\nu} dx = 2 \left(\frac{\beta}{\gamma}\right)^{\frac{v}{2}} K_v(2\sqrt{\beta\gamma})$ 。

所以, $F_{\gamma}(\gamma) = I_0 + I_1 = 1 - \frac{2\gamma}{\sqrt{X}} e^{-\frac{\gamma}{X}} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{X}}\right)$ (B-4)

上式对 γ 求导, 由贝塞耳函数的性质[23]: $\frac{d}{dz} [z K_v(z)] + v K_v(z) = -z K_{v-1}(z)$,

可得 γ 的 PDF 如式 (2-16) 所示。

若取 $\gamma = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1}$, 同理也可求得 γ 的 PDF:

$$f_{\gamma_1}(\gamma) = \frac{4\gamma + 2}{X} e^{-\frac{\gamma}{X}} K_0\left(\frac{2\sqrt{\gamma^2 + \gamma}}{\sqrt{X}}\right) + \frac{2Y\sqrt{\gamma^2 + \gamma}}{X\sqrt{X}} e^{-\frac{\gamma}{X}} K_1\left(\frac{2\sqrt{\gamma^2 + \gamma}}{\sqrt{X}}\right) (B-5)$$

因此, 我们也可根据定义 2求得矩生函数如下:

$$M_{\gamma}(s) = E(e^{s\gamma}) = \int \frac{4\gamma}{X} e^{-\frac{\gamma(s-1)}{X}} K_0\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{X}}\right) d\gamma + \int \frac{2\gamma Y}{X\sqrt{X}} e^{-\frac{\gamma(s-1)}{X}} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{X}}\right) d\gamma (B-6)$$

$$\text{由[22]式 (6.621.3) } \int x^{v-1} e^{-\alpha x} K_v(\beta x) dx = \frac{\sqrt{\pi} (2\beta)^v \Gamma(u+v) \Gamma(u-v)}{(\alpha + \beta)^{u+v}} {}_2F_1(u+v, v+\frac{1}{2}, u+\frac{1}{2}; \frac{\alpha - \beta}{\alpha + \beta}),$$

对上式求解如下:

$$I_1 = \frac{4}{X} \int_0^{\infty} y e^{-y(\frac{Y}{X}-s)} K_0(\frac{2y}{\sqrt{X}}) dy = \frac{16}{3X(\frac{Y}{X} + \frac{2}{\sqrt{X}} - s)^2} {}_2F_1(2, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{\frac{Y}{X} - \frac{2}{\sqrt{X}} - s}{\frac{Y}{X} + \frac{2}{\sqrt{X}} - s}) \quad (B-7)$$

$$I_2 = \frac{2Y}{X\sqrt{X}} \int_0^{\infty} y e^{-y(\frac{Y}{X}-s)} K_1(\frac{2y}{\sqrt{X}}) dy = \frac{64}{3X^2(\frac{Y}{X} + \frac{2}{\sqrt{X}} - s)^3} {}_2F_1(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{\frac{Y}{X} - \frac{2}{\sqrt{X}} - s}{\frac{Y}{X} + \frac{2}{\sqrt{X}} - s}) \quad (B-8)$$

若设 $\bar{Y}_1 = \bar{Y}_2 = \bar{Y}$, 则 $M_{\bar{Y}}(s) = \frac{2}{3}(1-s)^{-3} {}_2F_1(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{z}{z-1}) + \frac{1}{3}(1-s)^{-2} {}_2F_1(1, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{z}{z-1})$, 其

中 $z = \frac{\bar{Y}}{4}$ 。由性质 ${}_2F_1(a, b; c; z) = (1-z)^{-a} {}_2F_1(a, c-b; c; \frac{z}{z-1})$ 知 $M_{\bar{Y}}(s) = {}_2F_1(1, 2; \frac{3}{2}; \frac{\bar{Y}}{4})$,

再设 $z^2 = \frac{\bar{Y}}{4}$, 则 $M_{\bar{Y}}(s) = {}_2F_1(1, 2; \frac{3}{2}; z^2)$, 即可求得式 (2-17)。

附录 C

1、设 $y_i = \frac{1}{\gamma_i}$, 可求得 y_i 的 PDF 为:

$$f(y_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\hat{\sigma}_{y_i}} \exp\left(-\frac{(10\lg y_i - \hat{u}_i)^2}{2\hat{\sigma}_{y_i}^2}\right), \text{ 其中, } \hat{u}_i = -u_i, \hat{\sigma}_{y_i} = \sigma_i \quad (C-1)$$

由上可知, 对数正态随机变量的倒数仍是对数正态随机变量。

2、设 $S = \sum_{i=1}^L y_i$, $y_i = e^{z_i}$, 则 $z_i = \ln y_i$, 所以可求得 z_i 的 PDF 为:

$$f(y_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{z_i}} \exp\left(-\frac{(z_i - u_{z_i})^2}{2\sigma_{z_i}^2}\right), \text{ 其中, } u_{z_i} = \xi \hat{u}_i, \sigma_{z_i} = \xi \hat{\sigma}_i \quad (C-2)$$

可见随机变量 z_i 服从高斯分布。则知 S 为对数正态随机变量, 故设 $S \cong e'$,

则 t 为高斯随机变量。由于对数正态随机变量的 n 阶矩可由高斯随机变量的矩生成函数求得, 故知:

$$E[y_i] = E[e^{z_i}] = e^{u_{z_i} + \frac{\sigma_{z_i}^2}{2}}, \quad E[y_i^2] = E[e^{2z_i}] = e^{2u_{z_i} + 2\sigma_{z_i}^2} \quad (C-3)$$

$$E[S] = E[e'] = e^{u_t + \frac{\sigma_t^2}{2}}, \quad E[S^2] = E[e^{2t}] = e^{2u_t + 2\sigma_t^2} \quad (C-4)$$

又由 $E[S] = E[\sum_{i=1}^L y_i] = \sum_{i=1}^L E[y_i]$, $E[S^2] = E[(\sum_{i=1}^L y_i)^2]$, 可知

$$\sum_{i=1}^L e^{u_{z_i} + \frac{\sigma_{z_i}^2}{2}} = e^{u_t + \frac{\sigma_t^2}{2}}, \quad \sum_{i=1}^L e^{2u_{z_i} + 2\sigma_{z_i}^2} + 2 \sum_{\substack{i=1, j=1 \\ i \neq j}}^L e^{u_{z_i} + \frac{\sigma_{z_i}^2}{2}} \cdot e^{u_{z_j} + \frac{\sigma_{z_j}^2}{2}} = e^{2u_t + 2\sigma_t^2} \quad (C-5)$$

若设 $M = e^{u_s + \sigma_s^2/2}$, $N = e^{2u_s + 2\sigma_s^2}$, 则可得

$$u_s = 2 \ln M - \frac{1}{2} \ln N, \quad \sigma_s = \sqrt{\ln N - 2 \ln M}, \quad (C-6)$$

故可求得, $u_s = \frac{u_s}{\xi}, \sigma_s = \frac{\sigma_s}{\xi}$, 所以对数正态随机变量 S 的 PDF 为:

$$f_S(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\xi\sigma_s s}} \exp\left(\frac{-(10\lg s - u_s)^2}{2\sigma_s^2}\right) \quad (C-7)$$

3、设 $\gamma = \frac{1}{s}$, 则 γ 的 PDF 为:

$$f(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\xi\sigma_\gamma\gamma}} \exp\left(\frac{-(10\lg\gamma - u_\gamma)^2}{2\sigma_\gamma^2}\right), \text{ 其中, } u_\gamma = -u_s, \sigma_\gamma = \sigma_s \quad (C-8)$$

附录 D

若设 C_n^m 为从 n 跳中任取 m 跳的误码率乘积项的和, 则式 (2-58) 和式 (2-59)

可写为: $P_{eT2} = C_2^1 - 2C_2^2; \quad P_{eT3} = C_3^1 - 2C_3^2 + 4C_3^3 \quad (D-1)$

所以展开式 (2-56) 可得下式:

$$P_{eTn} = (-2)^0 C_n^1 + (-2)^1 C_n^2 + (-2)^2 C_n^3 + (-2)^3 C_n^4 + \cdots + (-2)^{n-1} C_n^n \quad (D-2)$$

若证 (2-56) 命题成立, 需证

$$P_{eT(n+1)} = (-2)^0 C_{n+1}^1 + (-2)^1 C_{n+1}^2 + (-2)^2 C_{n+1}^3 + (-2)^3 C_{n+1}^4 + \cdots + (-2)^n C_{n+1}^{n+1} \text{ 成立。}$$

我们设第 $n+1$ 跳的误码率为 $P_{e(n+1)}$, 则由式 (2-58), 得

$$\begin{aligned} P_{eT(n+1)} &= P_{eTn} + P_{e(n+1)} - 2P_{eTn} \times P_{e(n+1)} \\ &= (-2)^0 C_n^1 + P_{e(n+1)} + \cdots + (-2)^{m-1} [C_n^m + C_n^{m-1} \cdot P_{e(n+1)}] + \cdots + \\ &\quad + (-2)^{n-1} [C_n^n + C_n^{n-1} \cdot P_{e(n+1)}] + (-2)^n C_n^n \cdot P_{e(n+1)} \end{aligned} \quad (D-3)$$

由于 $C_{n+1}^m = C_n^m + C_n^{m-1} \cdot P_{e(n+1)}$, 所以上述命题得证。

若多跳信道中每跳子信道有相同的误码率 P_e , 则式 (2-56) 可改写为:

$$P_{eTn} = (-2)^0 C_n^1 P_e + (-2)^1 C_n^2 P_e^2 + (-2)^2 C_n^3 P_e^3 + (-2)^3 C_n^4 P_e^4 + \cdots + (-2)^{n-1} C_n^n P_e^n$$

设 $x = -2P_e$, 则上式为

$$P_{eTn} = \frac{1}{2} [C_n^1 x + C_n^2 x^2 + C_n^3 x^3 + C_n^4 x^4 + \cdots + C_n^n x^n] = \frac{1}{2} [1 - (1+x)^n] \quad (D-4)$$

所以式 (2-57) 命题成立。

参考文献

- [1] A. Sendonaris, Erkip, E, and B. Aazhang, "Increasing uplink capacity via user cooperation diversity," Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory, 1998. p156.
- [2] J. Boyer, "Multi-hop Wireless Communication Channels," Master thesis, Carleton University, 2001
- [3] J. Boyer, D. Falconer, and H. Yanikomeroglu, "A Theoretical Characterization of Multihop Wireless Communications Channels Without Diversity," in Proc. of PIMRC, 2001. Volume: 2 , 30 Sept.-3 Oct. 2001, Pages:E-116 - E-120.
- [4] J. Boyer, D. Falconer, and H. Yanikomeroglu, "A Theoretical Characterization of Multihop Wireless Communications Channels With Diversity," GLOBECOM '01. IEEE , Volume: 2 , 25-29 Nov. 2001, vol.2. Pages:841 – 845.
- [5] M. O. Hasna and M. S. Alouini, "Performance Analysis of Two-hop Relayed Transmissions over Rayleigh Fading Channels," Proceedings IEEE VTC, Canada, Sept. 2002, Pages:1992 - 1996 vol.4.
- [6] M. O. Hasna and M. S. Alouini, "Application of the Harmonic Mean Statistics to End-to-End Performance of Transmission Systems with Relays", IEEE GLOBECOM '02.17-21 Nov. 2002.Pages: 1310 – 1314, vol.2.
- [7] M. O. Hasna and M. S. Alouini, "Outage Probability of Multihop Transmission over Nakagami Fading Channels," IEEE Communications Letters, Vol. 7, No. 5, pp. 216-218, May 2003
- [8] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks", in Proc. IEEE WCNC, Chicago, IL, Sept. 2000, vol. 1, pp. 7-12.
- [9] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior", IEEE Trans. Inf. Theory, Jan. 2002, submitted.
- [10] E. Zimmermann, P. Herhold, and G. Fettweis, On the Performance of Cooperative Diversity Protocols in Practical Wireless Systems, in Proc. 58th IEEE VTC, Orlando, FL, Oct. 2003. Volume: 4, pp:2212 – 2216.
- [11] P. Herhold, E. Zimmermann, and G. Fettweis, "On the Performance of Cooperative Amplify and Forward Relay Networks". 5th International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC), Erlangen, Germany, January 2004.
- [12] E. Zimmermann, P. Herhold, and G. Fettweis, "A Novel Protocol for Cooperative Diversity in Wireless Networks", The Fifth European Wireless Conference - Mobile and

- Wireless Systems beyond 3G, Barcelona, Spain, February 2004.
- [13] M. Yuksel and E. Erkip, "Diversity in Relaying Protocols with Amplify and Forward", GLOBECOM '03. IEEE , Volume: 4 , 1-5 Dec. 2003, Pages:2025 - 2029 vol.4
- [14] Simon M K, Alouini M S. Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis, New York, Wiley & Sons, 2000.
- [15] M. O. Hasna and M. S. Alouini, "Harmonic Mean and End-to-End Performance of Transmission Systems with Relays", submitted to IEEE Transactions on Communications as a Transactions Letter, June 2003.
- [16] 程卫军, 胡健栋, "无线蜂窝网络中一种新的多跳宏分集", 通信学报, Vol.24, No.11 [A], 2003, pp81-86.
- [17] Stuber M. G. L. Principles of Mobile Communication, 2nd Edition, Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [18] N. C. Beaulieu, A. Abu-Dayya and P. J. McLane, "Comparison of methods of Computing Lognormal Sum Distributions and Outages for Digital Wireless Applications", IEEE ICC 94, SUPERCOMM/ICC '94, 1-5 May 1994, vol.3 1994, pp.1270-1275.
- [19] V. Emamian and M. Kaveh, "Combating Shadowing Effects for Systems with Transmitter Diversity by Using collaboration among Mobile Users," Proceeding of the International Symposium on Communications, No.9.4, pp105.1-105.4, Nov. 13-16, 2001, Taiwan
- [20] V. Emamian, P. Anghel and M. Kaveh, "Multi-User Spatial Diversity System in a Shadow Fading Environment," Proceeding of IEEE Vehicular Technology conference, Vancouver, Canada, Sept. 2002.
- [21] J. Proakis, "Digital Communications", 电子工业出版社, 第2版, 北京 1998.
- [22] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of Integrals, Series and Products, Academic Press, London, 5th edition, 1994.
- [23] 王竹溪, 郭敦仁. 特殊函数概论, 北京大学出版社, 北京, 2000.
- [24] M. Abramowitz and I. M. Stegun, Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables. New York, NY: Dover Publications, the Ninth Edited, 1970.

第三章 多跳合作宏分集系统

在第二章中, 我们分析了多跳信道及其分集系统的衰落特性, 若从空间的意义上说, 这种分集技术可看做是一种宏分集。源节点利用了合作伙伴的天线发送自己的信息到目的节点, 从目的节点来看, 接收了来自源节点和合作伙伴发送的多个样本信息, 发送天线在空间上是分离的, 相当于不同基站或无线端口构成的发送宏分集; 而从源节点来看, 源节点广播自己信息给目的节点和合作伙伴, 接收天线在空间上是分离的, 相当于不同基站或无线端口构成的接收宏分集。而在本章, 我们将把多跳技术引入到传统宏分集系统中, 构造一种多跳合作宏分集系统, 研究多跳中继所带来的好处。

本章安排如下: 第一节提出多跳合作宏分集的概念, 第二节介绍六边形多跳宏分集小区结构; 第三节给出合作宏分集上行链路的性能分析; 第四节给出数值分析和讨论; 最后在第五节小结本章的内容。

3.1 引言

众所周知, 分集技术是克服信道衰落的最有效的方法之一, 按分集的目的可分为微分集和宏分集。微分集常用于抗小尺度衰落, 由同一基站或移动终端的多天线系统将来自不同路径的信号按一定的规则进行合并, 实现分集效应。而宏分集是用于减少由于阴影效应引起的大尺度衰落的一种分集技术, 由不同的基站或无线端口(Radio Port, RP)实现, 利用彼此较大的空间距离来解除阴影相关性。

宏分集通常用于两个或多个基站或无线端口同时服务于一个移动终端的系统, 其典型的应用是 CDMA 系统中的软切换过程和无线定位系统中的定位测量。在相关文献中, 对宏分集的研究多局限于 CDMA 系统中上下行链路的容量及可靠性分析, 采用不同的合并方式实现最优的分集效应, 如最大比合并, 选择合并, 等增益合并等。在宏分集系统中, 上下行链路是不同的。对上行来说, 用户端不采用分集发送, 而基站采用分集接收, 为充分利用多条路径传输的信号来提高接收性能, 合并方法多采用 MRC-SC 方式, 即每个基站利用本地多天线系统采用最大比微分集合并, 而多个基站间则采用宏分集选择合并, 当然也有其它合并方式, 如 MRC-MRC 和 GSC (Generalized Selection Combining, 通用选择分集); 而对下行来说, 基站采用分集发送, 用户则采用分集接收。但由于信号来自若干基站, 在增大有用信号的同时, 也增大了多径干扰。

[1]给出了宏小区覆盖微小区的分层 CDMA 宏分集结构, 对上行链路采用分层最大比合并 (HMRC), 而对下行则采用选择发分集 (STD) 方式, 实现了蜂

窝系统容量的提高。由于不同基站间的空间分布,宏分集系统也可看做是一种分布式天线系统。为增加容量和延伸覆盖, [2]研究了一种通用分布天线系统(GDAS)及其MIMO信道容量。在有一个基站的小区中,按一定规则放置N个分布式无线端口,在每个无线端口上有L个微分集天线,从而构成微分集和宏分集结合的分布式系统。而[3]结合宏分集的分布特性和分组空时码的空时分集研究了一种编码发送宏分集,分别研究了两个和三个基站的宏分集拓扑小区结构。当移动台位于小区的中心位置时,系统的分集增益最好。若获得与其它位置相同的误码率,中心位置所需的SNR也最小。[4]在一个六边形宏分集系统中研究了CDMA系统宏分集上行链路的误码率性能,其性能与用户在系统中的位置也戚戚相关。但[5]给出若增加系统网络中的宏分集数量,系统上行链路的容量对用户的位置将不再敏感。可见用户的位置是影响宏分集系统性能的因素之一,这是由于用户受距它最近基站的功率控制,从而离它较远的基站不能得到足够的接收功率,从而影响了分集的有效性,但增加基站的数量,即增加宏分集的分集度,系统的性能可能会下降。因此,如何改善由于用户位置的不同而造成宏分集系统的性能差异,很少有文献探讨,并且若用户处于深衰落或阴影区,甚至“死区”,宏分集技术也无能为力。

最近, [6]利用密集多跳网络(Dense Multihop network)中固有的丰富空间冗余引入了宏分集合并技术,在密集ad hoc网络中潜在地降低了系统的发送功率;本作者又在多接入点的WLAN网络中借助宏分集技术提高了上行链路的平均误码率和吞吐量,但这些性能增益与用户在网络中的位置有关[7]。

因此,我们利用多跳中继具有降低路径损耗、克服阴影延伸覆盖等特点,为增强传统宏分集系统中用户性能随位置变化的鲁棒性,克服死区扩大覆盖,把多跳中继技术引入了传统宏分集系统中。在一个由顶点激励的六边形宏分集系统中,用户与其最近的基站直接通信,并受其功率控制,而与较远基站的通信则借助中继移动台的多跳中继传输,这些中继移动台受其最近基站的功率控制,最后进行宏分集合并,从而构成了一个多跳合作宏分集系统,简称多跳宏分集。

3.2 六边形多跳宏分集小区

由于宏分集系统是若干基站或无线端口组成,其结构与蜂窝小区划分有着重要关系。在不改变蜂窝小区结构的情况下实现宏分集,多采用如图(3-1)所示的分集结构[8]。图(3-1a)为3重宏分集,每个基站位于相互相邻的小区中心,在每个基站可以采用微分集。基站分别安装120度的定向天线,这些天线重叠覆盖区是图中的阴影六边形,称为宏分集覆盖区。这个结构也可以看做阴影六边形的三个不相邻顶点设置三个基站。图(3-1b)是4重分集,图(3-1c)在不设置

基站 x_0 时是 6 重分集, 设置 x_0 则是 7 重分集。

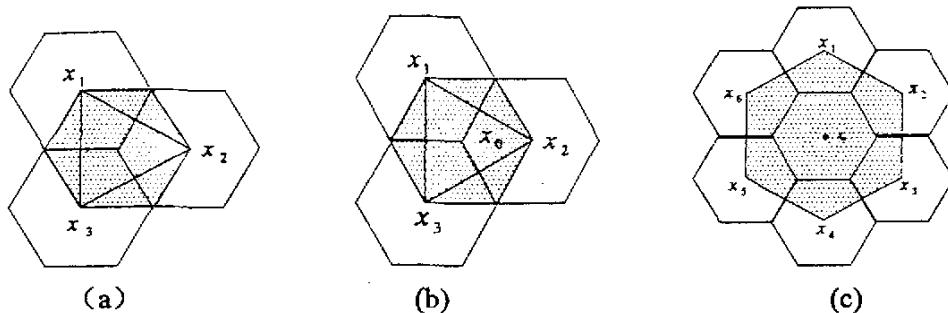


图 (3-1) 宏分集小区结构

而本章主要研究图 (3-1a) 所示的六边形分集结构, 也称基站宏分集。这种结构可利用原有的分区结构, 在基础建设上比较方便, 经济上也比较合理。另外, 这种结构也有利于移动台的软切换, 当移动台进行切换时, 移动台只需放弃三个基站中距离最远的一个, 增加另外一个距离较近的基站。因此, 六边形多跳宏分集小区可如图 (3-2) 所示, 3 个基站 BS1、BS2 和 BS3 分别位于六边形不相邻的顶点, 采用 120° 定向天线, 用户 MS 直接和 BS1 通信, 而与 BS2 和 BS3 的通信则借助中继移动台 RMS2 和 RMS3 完成。这里为了简单仅给出了两跳中继传输, 若在大的宏小区里, 也可采用更多跳的传输, 当然也可适应于多重分集的宏分集结构, 如图 (3-1c)。考虑到功率控制, 将分集区分为 A, B 和 C 3 个菱形, 而这些菱形定义为两类: 自治菱形和非自治菱形。前者是用户位于其中, 且其功率控制由其基站实现, 如用户 MS 在菱形 A 中, 而后者不在其中, 且基站也不对其实行功率控制, 如菱形 B 和 C。BS 属于自治菱形的称为自治基站, 而属于非自治菱形的称为非自治基站, 如基站 BS1 为 A 的自治基站, 而 BS2 和 BS3 则为其非自治基站。

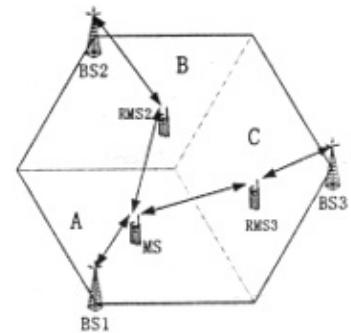


图 (3-2) 六边形多跳宏分集小区模型

3.3 多跳宏分集的模型分析

考虑如图 (3-2) 所示的六边形多跳宏分集拓扑结构。为分析方便, 本章仅研究两跳上行链路的情况。我们主要考虑完全功率控制的情景, 即移动用户严格受自治基站的功率控制, 并限制其发送功率的范围, 其能量不足于达到非自治基站设定的域值, 这样需要借助中继来实现宏分集。

假定移动台 MS 和基站 BS1 直接通信, 与 BS2 和 BS3 的通信分别经中继移

动台 RMS2 和 RMS3 中继传输，故可简化模型如图 (3-3) 所示。

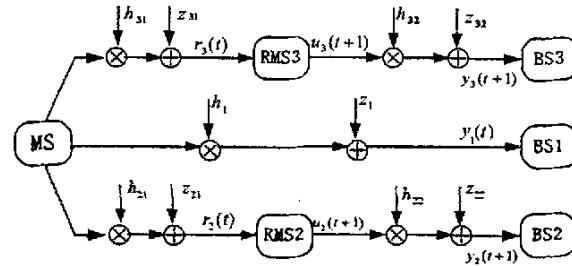


图 3-3 多跳宏分集上行链路完全功率控制模型

假设 MS 在时刻 t 发送双极性信号为 $x(t)$ ，则基站 BS1、中继移动台 RMS2 和 RMS3 的接收信号可分别写为：

$$y_1(t) = \sqrt{\varepsilon \cdot d_1^{-\beta}} \cdot h_1(t) \cdot x(t) + z_1(t) \quad (3-1)$$

$$r_m(t) = h_{m1}(t) \sqrt{\varepsilon \cdot d_{m1}^{-\beta}} x(t) + z_{m1}(t), \quad m \in \{2,3\} \quad (3-2)$$

考虑非再生中继的情况，中继移动台 RMS2 和 RMS3 在时刻 $t+1$ 分别转发其接收信号样本，即 $u_m(t+1) = \alpha_m r_m(t)$ ，则基站 BS2 和 BS3 的接收信号为

$$y_m(t+1) = h_{m2}(t+1) \cdot \sqrt{d_{m2}^{-\beta}} \cdot u_m(t+1) + z_{m2}(t+1) \quad (3-3)$$

把式 (3-2) 代入上式可得

$$y_m(t+1) = h_{m1}(t) h_{m2}(t+1) \alpha_m \sqrt{\varepsilon \cdot d_{m1}^{-\beta} \cdot d_{m2}^{-\beta}} x(t) + \alpha_m h_{m2}(t+1) \sqrt{d_{m2}^{-\beta}} z_{m1}(t) + z_{m2}(t+1) \quad (3-4)$$

其中， ε 是 MS 发送信号的能量； $z_1(t)$ ， $z_{m1}(t)$ 和 $z_{m2}(t+1)$ 是加性噪声，具有零均值，方差分别为 N_0 ， N_1 和 N_2 ； $h_1(t)$ ， $h_{m1}(t)$ 和 $h_{m2}(t+1)$ 是信道的衰落系数； d_1 ， d_{m1} 和 d_{m2} 分别是 MS 和 BS1，MS 和 RMSm，及 RMSm 和 BSm 之间的距离； α_m 是非再生中继的放大因子； β 为路耗指数，取 $\beta=3$ 。

若采用多跳中继接收均衡的方法，同理式 (2-13)，可得式 (3-4) 的输出信号 $y_m(t+1)$ 的 SNR 为：

$$\gamma_m = \frac{\gamma_{m1}\gamma_{m2}}{\gamma_{m1} + \gamma_{m2}} \quad (3-5)$$

其中， γ_{m1} 和 γ_{m2} 分别为两跳传输中前后子信道的 SNR。

3.3.1 宏分集的合并

由于不考虑多径引起的微分集，3个基站的接收信噪比为独立随机变量，且具有不同的PDF，而在[9,10]中假设各基站的接收信号具有独立同分布的PDF，[10]提出可用对数正态分布近似联合衰落分布。在这里，我们主要考虑纯阴影环境和瑞利-阴影联合衰落环境下的分析，分别讨论多跳宏分集选择合并和最大比合并时的中断率和平均误码率。

因为 γ_{m1} 和 γ_{m2} 是独立的随机变量，在纯阴影环境下，同理式(2-33)，可得

γ_m 的概率密度函数(PDF)为：

$$f(\gamma_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_{\gamma_m}} \exp\left(-\frac{(10\lg\gamma_m - \mu_m)^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3-6)$$

其中， $\mu_m = \frac{(\ln N - 4\ln M)}{2\xi}$ ； $\sigma_m = \frac{\sqrt{(\ln N - 2\ln M)}}{\xi}$ ； $M = e^{-\xi\mu_{m1} + \frac{\xi^2\sigma_{m1}^2}{2}} + e^{-\xi\mu_{m2} + \frac{\xi^2\sigma_{m2}^2}{2}}$ ；

$N = e^{-2\xi\mu_{m1} + 2\xi^2\sigma_{m1}^2} + e^{-2\xi\mu_{m2} + 2\xi^2\sigma_{m2}^2} + 2e^{-\xi\mu_{m1} + \frac{\xi^2\sigma_{m1}^2}{2}} \cdot e^{-\xi\mu_{m2} + \frac{\xi^2\sigma_{m2}^2}{2}}$ ； σ_{m1} 和 σ_{m2} ， μ_{m1} 和 μ_{m2} 分别为两跳中继前后子信道 $10\lg\gamma_{m1}$ 和 $10\lg\gamma_{m2}$ 的方差和均值(dB)。

在联合衰落环境下，由式(2-38)，也可得 γ_m 的PDF，即

$$f(\gamma_m) = \int_0^\infty \int_0^\infty f(\gamma_m|\Omega_{m1}, \Omega_{m2}) f(\Omega_{m1}) f(\Omega_{m2}) d\Omega_{m1} d\Omega_{m2} \quad (3-7)$$

其中， $f(\Omega_{m1}) = \frac{1}{\xi\sqrt{2\pi}\sigma_{m1}\Omega_{m1}} \exp\left(-\frac{(10\lg\Omega_{m1} - \mu_{m1})^2}{2\sigma_{m1}^2}\right)$ ； $f(\Omega_{m2}) = \frac{1}{\xi\sqrt{2\pi}\sigma_{m2}\Omega_{m2}} \exp\left(-\frac{(10\lg\Omega_{m2} - \mu_{m2})^2}{2\sigma_{m2}^2}\right)$ ；

$$f(\gamma|\Omega_{m1}, \Omega_{m2}) = \frac{4\gamma}{\Omega_{m1}\Omega_{m2}} e^{-\frac{\Omega_{m1} + \Omega_{m2}}{\Omega_{m1}\Omega_{m2}}} K_0\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{\Omega_{m1}\Omega_{m2}}}\right) + \frac{2\gamma(\Omega_{m1} + \Omega_{m2})}{\Omega_{m1}\Omega_{m2}\sqrt{\Omega_{m1}\Omega_{m2}}} e^{-\frac{\Omega_{m1} + \Omega_{m2}}{\Omega_{m1}\Omega_{m2}}} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{\Omega_{m1}\Omega_{m2}}}\right)$$

$K_0(*)$ 和 $K_1(*)$ 分别为第二类零阶和一阶修正贝塞耳函数； σ_{m1} 和 σ_{m2} ， μ_{m1} 和 μ_{m2} 分别为两跳中继前后子信道 $10\lg\Omega_{m1}$ 和 $10\lg\Omega_{m2}$ 的方差和均值(dB)。

3.3.1.1 选择合并 (SC)

由[2]知，宏分集系统输出SNR应为三个基站中输出最大的SNR，即

$$\gamma = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3\} \quad (3-8)$$

其中， γ_1 ， γ_2 ， γ_3 分别为基站BS1、BS2和BS3接收信号的SNR。因此，由式(2-63)，可得宏分集系统SC输出SNR的PDF为：

$$f_{SC}(\gamma) = \sum_{m=1}^3 [f(\gamma_m) \cdot \prod_{j=1, j \neq m}^3 F(\gamma_j)] \quad (3-9)$$

其中, $f(\gamma_m)$ 为 γ_m 的 PDF; $F(\gamma_m)$ 为 γ_m 的累积分布函数(CDF)。

在纯阴影衰落环境下, $F(\gamma_m)$ 可分别由式 (2-35) 和 (2-36) 给出, 统一写为下式:

$$F(\gamma_m) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{10 \lg \gamma_m - u_m}{\sqrt{2} \sigma_m}\right), \quad m \in \{1, 2, 3\} \quad (3-10)$$

而在联合衰落环境下, 则由式 (2-41) 和 (2-42) 可得:

基站 BS1 接收 SNR 的 CDF:

$$F(\gamma_1) \equiv \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{j=1}^{N_p} H_j \cdot \{1 - \exp(-10^{\frac{10 \lg 10 \gamma_j - \sqrt{2} \sigma_{j1} - \mu_j}{10}})\} \quad (3-11)$$

基站 BS2 和 BS3 接收 SNR 的 CDF:

$$F(\gamma_m) \equiv \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{j=1}^{N_p} H_j \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^{N_p} H_i \cdot F(\gamma_m | \Omega_{m1}, \Omega_{m2}) \right], \quad m \in \{2, 3\} \quad (3-12)$$

3.3.1.2 最大比合并 (MRC)

由[2]知, 宏分集系统输出 SNR 为三个基站输出 SNR 之和, 即

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 \quad (3-13)$$

因此, 由上式可得宏分集系统 MRC 输出 SNR 的 PDF 为:

$$f_{MRC}(\gamma) = f(\gamma_1) \otimes f(\gamma_2) \otimes f(\gamma_3) \quad (3-14)$$

其中, \otimes 表示卷积。

在纯阴影环境下, 由于 γ_1 , γ_2 和 γ_3 都为独立的对数正态随机变量, 参考第二章附录 C, 可得宏分集系统 MRC 输出 SNR 的 PDF 为

$$f_{MRC}(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma\gamma} \exp\left(-\frac{(10\lg\gamma - u)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3-15)$$

其中, $u = \frac{(\ln A - 4 \ln B)}{2\xi}$, $\sigma = \frac{\sqrt{(\ln A - 2 \ln B)}}{\xi}$; $A = \sum_{m=1}^3 e^{-2\delta_{m1} + 2\zeta^2\sigma_m^2} + 2 \sum_{m=1, m \neq 1}^3 e^{-\delta_{m1} + \frac{\zeta^2\sigma_m^2}{2}} \cdot e^{-\delta_{m2} - \frac{\zeta^2\sigma_m^2}{2}}$,

$$B = \sum_{m=1}^3 e^{-\delta_{m2} - \frac{\zeta^2\sigma_m^2}{2}}, \quad \sigma \text{ 和 } \mu \text{ 分别为 } 10\lg\gamma \text{ 的方差和均值(dB)}.$$

在联合衰落环境下, 我们运用积分换序和高斯厄密数值积分的方法先求得传统宏分集系统 MRC 输出 SNR 的 PDF 为:

$$\begin{aligned} f_{MRC}(\gamma) &= \int_0^\infty \int_0^\infty f_{\tilde{\gamma}_1}(\gamma_1) f_{\tilde{\gamma}_2}(\gamma - \gamma_1) f_{\tilde{\gamma}_3}(\gamma - \gamma_2) d\gamma_1 d\gamma_2 \\ &= \int_0^\infty f_{\Omega_1}(\Omega_1) \int_0^\infty f_{\Omega_2}(\Omega_2) \int_0^\infty f_{\Omega_3}(\Omega_3) \left[\int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\exp\left(-\frac{\gamma_1}{\Omega_1} - \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{\Omega_2} - \frac{\gamma_3 - \gamma_2}{\Omega_3}\right)}{\Omega_1 \Omega_2 \Omega_3} d\gamma_1 d\gamma_2 d\gamma_3 \right] d\Omega_1 d\Omega_2 d\Omega_3 \\ &\equiv \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{j=1}^{N_p} H_j \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^{N_p} H_i \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{N_p} H_k \cdot P(\gamma) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-16)$$

其中, $p(\gamma) = \frac{\Omega_1}{(\Omega_1 - \Omega_1)(\Omega_2 - \Omega_2)} [\exp(-\frac{\gamma}{\Omega_1}) - \exp(-\frac{\gamma}{\Omega_2})]$
 $\quad - \frac{\Omega_2}{(\Omega_1 - \Omega_1)(\Omega_2 - \Omega_2)} [\exp(-\frac{\gamma}{\Omega_2}) - \exp(-\frac{\gamma}{\Omega_1})]$
 $\Omega_1 = 10^{\frac{\sqrt{2}x_i\sigma_i + \mu_i}{10}}, \quad \Omega_2 = 10^{\frac{\sqrt{2}y_i\sigma_i + \mu_i}{10}}, \quad \Omega_3 = 10^{\frac{\sqrt{2}z_i\sigma_i + \mu_i}{10}}, \quad Np$ 为厄密多项式阶次; H_j, H_i, H_k 为权重因子; x_i, y_i, z_i 为厄密多项式的零点。 σ_i 和 μ_i 是 $10\lg\Omega_i$ 的阴影衰落方差和均值(dB)。

由式(3-7)知, 此式是一个非闭式解, 求解最大比合并的PDF将比较繁琐而困难。同理式(2-39), 可得两跳信道接收信号信噪比的近似PDF:

$$f(\gamma_m) = \int_0^{\frac{2\gamma}{\Omega}} e^{-\frac{\Omega}{\Omega}} \frac{10}{\ln(10)\sqrt{2\pi}\sigma\Omega} \exp\left(-\frac{(10\lg_{10}\Omega - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) d\Omega \quad (3-17)$$

所以, 同式(3-16), 可得多跳宏分集MRC输出SNR的PDF为:

$$f_{MRC}(\gamma) \equiv \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{j=1}^M H_j \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^N H_i \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^N H_k \cdot p(\gamma) \right] \right\} \quad (3-18)$$

其中, $p(\gamma) = \frac{2\Omega_2}{(\Omega_2 - 2\Omega_1)(\Omega_2 - \Omega_2)} [\exp(-\frac{2\gamma}{\Omega_2}) - \exp(-\frac{2\gamma}{\Omega_2})]$
 $\quad - \frac{4\Omega_1}{(\Omega_2 - 2\Omega_1)(\Omega_2 - 2\Omega_1)} [\exp(-\frac{2\gamma}{\Omega_1}) - \exp(-\frac{\gamma}{\Omega_1})]$

3.3.2 宏分集的性能评价

3.3.2.1 中断率

由第二章中定义3知, 可得宏分集系统上行链路SC的中断率:

$$P_{out-SC} = \int_0^{\infty} f_{SC}(\gamma) d\gamma = \prod_{i=1}^3 F_{\tilde{\gamma}_i}(\gamma_{th}) \quad (3-19)$$

把式(3-10)、(3-11)和(3-12)分别代入上式即可求得纯阴影和联合衰落信道下的中断率。

同理, 也可得到宏分集系统上行链路MRC的中断率:

$$P_{out-MRC} = \int_0^{\infty} f_{MRC}(\gamma) d\gamma \quad (3-20)$$

所以, 在联合衰落信道下传统宏分集的中断率为:

$$P_{out-MRC} \equiv \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{j=1}^M H_j \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^N H_i \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^N H_k \cdot F(\gamma_{th}) \right] \right\} \quad (3-21)$$

其中, $F(\gamma_{th}) = \frac{\Omega_2}{(\Omega_2 - \Omega_1)(\Omega_2 - \Omega_2)} [\Omega_3(1 - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\Omega_3})) - \Omega_2(1 - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\Omega_2}))]$
 $\quad - \frac{\Omega_1}{(\Omega_2 - \Omega_1)(\Omega_2 - \Omega_2)} [\Omega_3(1 - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\Omega_3})) - \Omega_1(1 - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\Omega_1}))]$,

同理上式, 也可求得两跳宏分集系统非再生中继时的中断率。其中,

$$F(\gamma_{th}) = \frac{\Omega_2}{(\Omega_2 - 2\Omega_1)(\Omega_3 - \Omega_2)} [\Omega_3(1 - \exp(-\frac{2\gamma_{th}}{\Omega_3})) - \Omega_2(1 - \exp(-\frac{2\gamma_{th}}{\Omega_2}))]$$

$$-\frac{\Omega_1}{(2\Omega_1-\Omega_2)(2\Omega_1-\Omega_3)}[2\Omega_3(1-\exp(-\frac{2\gamma_{13}}{\Omega_3}))-4\Omega_1(1-\exp(-\frac{\gamma_{13}}{\Omega_1}))]$$

为了对比, 我们也可求得再生中继时的中断率。首先由式 (2-35) 或 (2-41) 求出每条链路的中断率, 然后根据每条链路间的相互独立性, 由式 (2-64) 即可得宏分集系统 SC 的中断率。

3.3.2.2 平均误码率

在这部分, 我们仅给出宏分集最大比合并的平均误码率分析[12]。

同理式 (2-62), 非再生中继时 MRC 输出信噪比的矩生函数为:

$$M_r(s) = \prod_{m=1}^3 M_{r_m}(s) \quad (3-22)$$

在纯阴影环境下, 把式 (2-31) 和 (2-34) 代入上式即可得两跳传输非再生中继接收信噪比的矩生函数。而在联合衰落环境下, 把式 (2-40) 代入也可求得。

若考虑 DPSK 调制, 由式 (2-4), 可得非再生传输宏分集系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\prod_{m=1}^3 M_{r_m}(-1) \right] \quad (3-23)$$

对再生中继来说, 若设中继移动台 RMSm 前后子信道的误码率分别为 P_{em1} 和 P_{em2} 。由式 (2-58) 知, 对二进制双极性信号发送, 故两跳传输再生中继的误码率为

$$P_{em} = P_{em1} + P_{em2} - 2P_{em1}P_{em2} \quad (3-24)$$

其中, P_{em1} 和 P_{em2} 可分别由相应的单跳信道矩生函数求得。若考虑宏分集最大比合并, 对 DPSK 调制, 我们采用式 (2-68) 即可求得。

3.4 性能分析与讨论

根据上述分析, 我们对多跳宏分集系统的性能做了数值计算和讨论。在图 (3-4) 所示宏分集模型中取了三个不同位置的点, 即 X_o 位于宏分集的中心位置, X_k 为六边形的一个顶点, X_c 位于中心点和基站 BS1 连线的中点。在 X_k 处仅考虑移动终端 MS 和基站 BS2 间为两跳通信, 与其它两个基站直接通信。为分析方便, 我们假设六边形的边长 R 为单位长度, 两跳信道中继终端 RMS 位于原来单跳信道连线的中点, 图中横坐标信噪比是以 X_o 处为参考的。对阴影衰落,

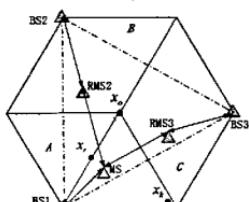


图 (3-4) 多跳宏分集结构图

取 $\sigma = 6\text{dB}$ 。

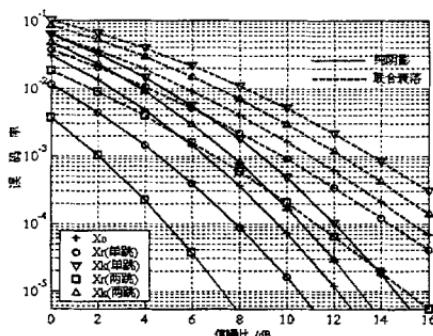


图 (3-5) 多跳宏分集系统不同位置时的平均误码率

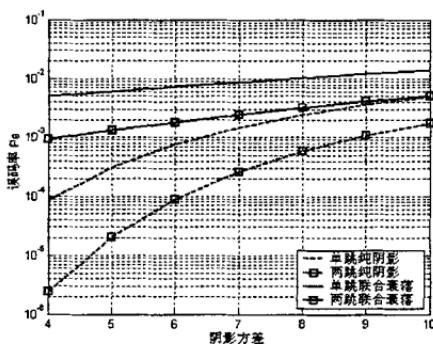


图 (3-6) 宏分集系统在 X_r 处不同阴影方差时的平均误码率

在图 (3-5) 中, 我们给出了传统单跳宏分集与多跳宏分集在纯阴影环境和联合衰落环境下的性能比较。从图中可看出, 尽管宏分集系统的误码率随移动终端的位置变化而不同, 但多跳宏分集系统的性能仍优于单跳宏分集系统。在 X_r 处 $P_e=10\text{e-}3$ 时, 多跳传输几乎提高了 3dB, 即使在 X_k 处也有 1dB 的改善。可见多跳中继对加强系统性能随位置变化的鲁棒性和改善链路的可靠通信很有好处。这个好处是由于多跳传输降低了系统的路径损耗而换取的。从图中也可看出, 纯阴影环境下的性能要优于联合衰落环境的性能, 并且前者的性能随信噪比的增加改善幅度较大, 而后者的性能却变化趋缓。这是由于宏分集适于跟踪慢变的本地平均功率而不是快变的瞬时信号功率的缘故, 联合衰落中增加的瑞利成分降低了系

统性能。可见, 多跳宏分集不仅能有效克服纯阴影衰落, 而且对由多径引起的瑞利衰落也有改善。图 (3-6) 中我们给出了宏分集系统移动终端 MS 位于 X_1 时误码率与阴影方差的关系, 多跳性能仅考虑非再生传输。从图中可看出, 系统性能随阴影程度的增加而恶化, 但仍可得到多跳优于单跳, 纯阴影优于联合衰落。

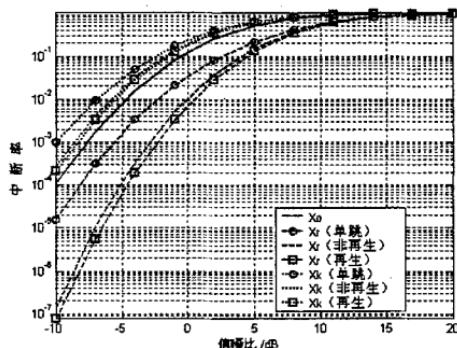


图 (3-7) 宏分集系统在纯阴影环境下 SC 的中断率

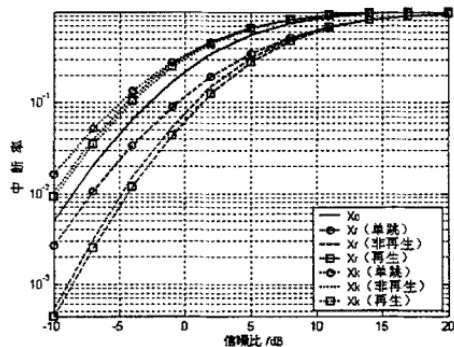


图 (3-8) 宏分集系统联合衰落环境下 SC 的中断率

图 (3-7) — (3-9) 为宏分集系统在不同衰落环境下选择合并和最大比合并时的中断率比较。从图中可看出, 宏分集系统的中断率因移动终端 MS 的位置不同而不同, 而多跳宏分集的性能仍优于原来的单跳宏分集系统; 最大比分集合并的性能要优于选择分集合并, 与单跳或多跳的通信方式无关; 纯阴影衰落下的性能优于联合衰落下的性能。另外, 图 (3-7) 和 (3-8) 还比较了再生中继和非再生中继的中断率, 从图中可看出, 在低信噪比域值时再生若优于非再生中继, 在高信噪比域值时两者趋于近似。图 (3-10) 为宏分集系统选择合并和最大比合并

时移动终端 MS 在 X_r 处不同阴影方差时的中断率比较, 信噪比阈值 $\gamma_{th}=0$ dB。从图中可看出阴影衰落增大, 系统的中断率也变大, 但多跳系统仍优于单跳系统, 最大比合并优于选择合并, 纯阴影优于联合衰落。

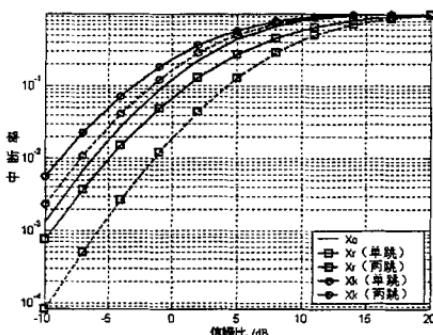


图 (3-9) 宏分集系统联合衰落环境下 MRC 的中断率

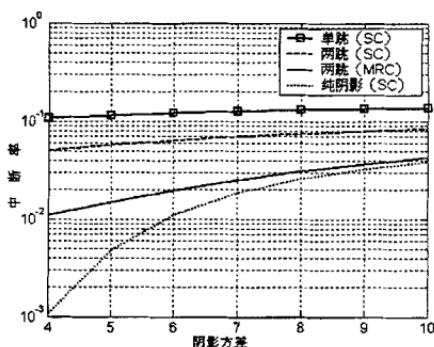


图 (3-10) 宏分集系统不同阴影方差的中断率

3.5 小结

本章从宏分集的角度研究了多跳中继技术的应用。首次把多跳技术引入了传统宏分集系统中, 提出了一种多跳合作宏分集。即在一个宏分集系统中, 移动用户和其最近基站直接通信, 而和其它较远的基站则通过中继移动台进行中继传输。在纯阴影和联合衰落环境下, 以六边形多跳宏分集系统的上行链路为对象, 给出了系统中断率和 DPSK 的平均误码率的数学闭式解, 分析表明多跳宏分集系统的性能要优于传统宏分集系统的性能, 加强了宏分集系统中移动用户因位置不同而引起性能变化的鲁棒性, 可改善宏分集系统无线链路的传输可靠性。

参考文献

- [1] J. Y. Kim, G. L. Stuber and I. F. Akyildiz, "Macrodiversity Power Control in Hierarchical CDMA Cellular Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 19, No.2. Feb. 2001, PP.266-276.
- [2] W. Roh and A. Paulraj, "Outage performance of the distributed antenna systems in a composite fading channel", Proc. of IEEE VTC 2002-Fall. IEEE 56th, Vancouver, Canada, Sept. 2002, vol.3 pp1520 -1524
- [3] Yipeng Tang and M. C. Valenti, "Coded Transmit Macrodiversity: Block Space-time Codes over Distributed Antennas", in IEEE VTC 2001, Spring. Vol.2, 6-9 May 2001, pp:1435 - 1438
- [4] 裴小燕. CDMA 系统中分集技术的研究. [博士论文], 北京: 北京邮电大学, 2001, 7.
- [5] S. V. Hanly, "Capacity and power control in spread spectrum macrodiversity radio networks," IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 247 - 256, Feb. 1996.
- [6] M. C. Valenti and N. Correal, "Exploiting Macrodiversity in Dense Multihop Networks and Relay Channels", in Proc. IEEE WCNC, New Orleans, LA, Mar. 2003. pp.1877-1882.
- [7] M. C. Valenti, "Improving Uplink Performance by Macrodiversity Combining Packets from Adjacent Access Points", IEEE WCNC 2003. Vol: 1, 16-20 March 2003, pp:636 - 641
- [8] 胡健栋, 程卫军等. 现代无线通信技术. 北京: 机械工业出版社. 2003.
- [9] S. Mukherjee and D. Avisor, "Effect of Macrodiversity and Microdiversity on Outages and Bit Error Rates in a Cellular System", IEEE WCNC. 2000, Volume: 2 , 23-28 Sept. 2000 Pages:649 - 654 vol.2.
- [10] WingPo Yang, "Probability of Bit Error for MPSK Modulation with Diversity Reception in Rayleigh Fading and Log-Normal Shadowing Channel", IEEE Transaction on Communications, Vol.38, No. 7, July, 1990, pp933-937.
- [11] Stuber M. G L. Principles of Mobile Communication, 2nd Edition, Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 2002: 130-131
- [12] 程卫军, 胡健栋. "瑞利-对数正态联合衰落下多跳宏分集的性能分析", 电子与信息学报, 已录用。

第四章 分布 MIMO 系统的合作协议

在前面的章节中，我们研究了多跳信道及其分集系统的衰落特性，并从空间宏分集的角度分析了多跳技术所带来的好处。值得注意的是，若从空间分布的角度看，这种系统也可看做是 MIMO 系统，源节点通过多个中继节点的天线把自己信息传送给目的节点，这些节点在空间上随机分布，彼此间的天线实现了共享，形成了一个虚拟的天线阵列，故称为分布式 MIMO 合作系统。这个天线阵列中的天线阵元在空间上是分离的，而不是如传统的 MIMO 系统那样，天线阵位于同一终端，如基站或移动用户，因此也称虚拟 MIMO 系统。

鉴于此，本章将从 MIMO 的角度讨论多跳技术在容量方面所具有的特性及其好处。本章安排如下：第一节首先介绍有关多跳技术容量分析的研究状况，随后在第二节给出信道容量的相关理论；第三节给出五种不同合作发送协议构成的单天线虚拟 MIMO 系统；第四节分析了多天线合作 MIMO 系统；第五节给出仿真分析和讨论；最后在第六节总结本章内容。

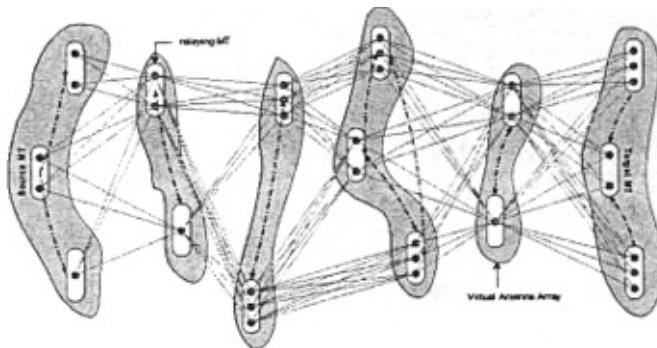
4.1 引言

为提高频谱利用率，MIMO 技术已成为未来移动通信发展的核心技术之一 [1]。目前，基于中继技术的分布 MIMO 合作系统的研究也已成星星之火可燎原之势，总的来说，可分两个方面，一是分布 MIMO 合作系统的信息论分析；二是合作空时编码。而本章仅讨论前者，后者将在第五章给出分析。

事实上，针对中继系统的容量分析，虽然 Meulen [2] 于 1971 年在无线通信中就已经引入了中继的方法，但 [3] 是第一个从信息论的角度分析了这种中继信道，详细的描述在他的书中也可看到 [4]。在这些文献中，一个源节点被允许直接或通过中继节点两种方式和目的节点通信。[3] 推导了在不同通信协议下的最大可达通信速率，这些协议包括是否有来自源节点或中继节点的反馈，或者两者的反馈。分析表明这种中继系统的容量要高于简单的直接通信，但文中的分析仅考虑了高斯信道的情况，既没有给出无线衰落信道的分析也没有考虑由于短距离中继带来的路耗增益。在二十世纪 90 年代中期，为了利用中继的思想提高无线网络的容量，出现了 ODMA 的概念。这种概念充分考虑了由于短距离中继所带来的功率增益，延伸了覆盖。但它的研究重点是在蜂窝网中的应用和中继协议设计，而没有涉及更多的理论探讨，如容量界、发送速率和中断率等。直到 1998 年，Sendonaris 等人在 [5] 中提出了一种简单而有用的用户合作协议，给出了相应的理论分析。在给定速率时改善了上行链路的容量并降低了上行的中断率。作者又在 [6, 7] 中

进一步延伸了这种协议，探讨了信息论模型，给出了可达速率区和中断率分析，并研究了一个CDMA系统的实现方法。在文献[8-10]中，Laneman从概念和数学上又进一步延伸了[6,7]的工作，根据再生中继和非再生中继技术提出了节能性多址接入协议，给出了它们的互信息和中断概率分析。和直接链路相比，这些协议实现了分集和中断增益。在Sendonaris和Laneman的基础上，随后又有大量的学者从容量角度提出和探讨了多种中继合作协议，如[11-16]，其中，[12-14]为多天线终端时的合作协议，[15,16]分别分析了合作编码和分布turbo编码系统的中断容量问题。

值得一提的是，在分布MIMO系统容量分析中一个代表性的贡献要数Gupta和Kumar在[17]中的工作。文献提出的网络拓扑是一种非常通用的模型，网络中的任何一个移动终端都可以和其它终端通信，从而实现最大系统容量。在一个任意大小和拓扑的网络中，为获得一个可达通信速率区，推导了一个信息理论可行方案。但这种理论是相当复杂的，依此理论，设计可用的通信协议还是相当困难的。而[18]则提出了一种分布式MIMO多级通信系统，如图（4-1）所示，这种系统可看做[17]中的一个具体实现。



图（4-1） 分布式 MIMO 多级通信系统

在这个系统中，一个信源节点可通过大量的中继节点和目的节点通信。空间相邻的中继节点形成一个虚拟天线阵系统（VAA），这个VAA系统接收前一级VAA发来的数据然后转发给下一级VAA系统，直到数据信息到达目的节点。参与合作的终端可能有多个天线，并且在同一级VAA系统中的终端也可相互合作。基于VAA系统，作者还给出了资源分配问题的优化[19-20]。

尽管已有许多文献探讨了合作中继系统的容量问题，但相对于多跳无线网络将来的应用前景，这些研究还远远不够。文献[21]虽然研究了衰落中继信道中基于TDMA的不同合作协议的容量问题，但它假设了第二跳的中继链路为高斯信道，没有分析中继节点位置动态变化影响，也没有考虑终端有多天线的情况。鉴于此，本章基于[10]和[14]的研究，进一步延伸和比较了多个合作协议的容量问题，给出了有关容量和中断概率数学推导和分析。

4.2 信道容量相关理论

对于受到加性白色高斯噪声 (AWGN) 干扰的无记忆系统, 其信道容量由著名的 Shannon 定理给出:

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ bit/s/Hz} \quad (4-1)$$

其中, ρ 为接收信噪比。从上式可知, 信道容量要增加 1 比特每秒每赫兹, 则需要多 3dB 的信噪比。

而实际的无线信道是时变的, 要受到随机衰落的影响。因而如果用 h 表示在观察时刻时信道的归一化功率的复值增益, 则 SISO 系统的信道容量为[1]:

$$C = \log_2(1 + \rho|h|^2) \text{ bit/s/Hz} \quad (4-2)$$

对于接收端有 M_r 副天线的 SIMO 系统, 信道增益为一矢量 $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_{M_r}]$, 则随机信道容量为[1]:

$$C = \log_2(1 + \rho \mathbf{h} \mathbf{h}^H) \text{ bit/s/Hz} \quad (4-3)$$

其中, 上标 H 表示矩阵的共轭转置运算。

类似的, 对于发送端有 M_t 副天线的 MISO 系统, 信道矢量为 $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_{M_t}]$, 如果发送端未知信道状况, 则其信道容量为:

$$C = \log_2\left(1 + \frac{\rho}{M_t} \mathbf{h} \mathbf{h}^H\right) \text{ bit/s/Hz} \quad (4-4)$$

若考虑发送端有 M_t 副发送天线、接收端有 M_r 副接收天线的 MIMO 系统, 其信道模型为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{Hs} + \mathbf{n} \quad (4-5)$$

其中, \mathbf{y} 是 $M_r \times 1$ 的接收信号矢量, \mathbf{s} 是 $M_t \times 1$ 的发送信号矢量, \mathbf{n} 是 $M_r \times 1$ 的噪声矢量, 其元素都是独立同分布的循环对称复高斯分布噪声样值, 即服从 $CN(0, \sigma_n^2)$ 。设 \mathbf{s} 的互协方差矩阵为 $\mathbf{R}_s = E(\mathbf{s}\mathbf{s}^H)$, 其元素为独立同分布的复高斯随机变量, 并且发送信号功率受限: $Tr(\mathbf{R}_s) = E(\mathbf{s}^H\mathbf{s}) \leq P_t$ 。如果信道增益进行了归一化, 则接收信噪比可定义为 $\rho = P_t / \sigma_n^2$ 。于是, 系统的信道容量为:

$$C = \log_2[\det\left(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\mathbf{H}\mathbf{R}_s\mathbf{H}^H}{M_r\sigma_n^2}\right)] \text{ bit/s/Hz} \quad (4-6)$$

若考虑更一般的情况, 式 (4-5) 的噪声矢量项有矢量矩阵 \mathbf{B} 时, 由[10]可重写式 (4-5), 可得分布式 MIMO 系统的信道模型为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{As} + \mathbf{Bn} \quad (4-7)$$

其中, \mathbf{y} 是 $M_r \times 1$ 的接收信号矢量; \mathbf{s} 是 $M_t \times 1$ 的发送信号矢量, 设 \mathbf{s} 的互协方差矩阵为 $\mathbf{R}_s = E(\mathbf{ss}^H)$, 其元素为独立同分布的复高斯随机变量, 并且发送信号功率受限: $Tr(\mathbf{R}_s) = E(\mathbf{s}^H\mathbf{s}) \leq P_t$; \mathbf{n} 是 $M_r \times 1$ 的噪声矢量, 设 \mathbf{n} 的互协方差矩阵为 $\mathbf{R}_n = E(\mathbf{nn}^H)$ 其元素为零均值复高斯分布噪声样值, 即服从 $CN(0, \sigma_n^2)$; \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 为相应维数的矢量矩阵。若仅考虑发送端未知信道状况, 则 $\mathbf{R}_s = (P_t/M_t) \cdot \mathbf{I}_{M_t}$ 。所以, 我们可得系统的信道容量为: (其证明见附录)

$$C = \log_2[\det(\mathbf{I}_{M_r} + (\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H)(\mathbf{B}\mathbf{R}_n\mathbf{B}^H)^{-1})] \text{ bit/s/Hz} \quad (4-8)$$

若设 $\mathbf{B} = \mathbf{I}$, 则上式可转化为式 (4-6)。

另外, 信道容量的分析是衡量通信系统可靠通信的重要指标。信道容量是一个随机变量, 通常用两个量来表征[22]。一个是平均容量 C_{avg} , 也称遍历容量 (ergodic capacity), 它是对随机信道容量的所有可能的实现进行平均的结果, 即 $C_{avg} = E_H(C)$ 。另一个量是中断容量 C_{out} (outage capacity), 它是系统能以某一较高确定概率保证的速率。

定义 4 如果系统的信道容量 C 小于某一固定值 C_{out} 的事件为中断事件, 那么这个事件发生的概率可定义如下:

$$P_{out} = \Pr\{C < C_{out}\} \quad (4-9)$$

则称 P_{out} 为中断概率, 而称 C_{out} 为中断容量, 文中用可达速率 R 表示。

在这里, 中断容量和中断概率是相互对应的。也就是说, 系统能以 $1 - P_{out}$ 的概率保证容量高于定值 C_{out} , 或者说, 系统所有实现中容量低于定值 C_{out} 的概率是某一确定值 P_{out} 。

4.3 单天线虚拟 MIMO 合作系统

4.3.1 合作发送协议

在第二章中, 我们曾讨论了几种合作分集的分类方法, 其中按网络的结构可分为传统的中继系统、非对称合作分集系统和对称合作分集系统。在本节, 我们以这些合作结构模型为背景, 从 MIMO 系统的容量角度讨论三个单天线的节点在不同合作发送协议的性能, 并给出相应的容量中断概率分析。在这些合作网络中, 不同合作发送协议可造成系统容量的差异。因此, 我们考虑如表(4-1)所示的五种发送协议。

表(4-1) 五种不同的合作发送协议

时隙 \ 协议	I	II	III	IV	V
第一时隙	$S \xrightarrow{\downarrow} R$	$S \xrightarrow{\downarrow} R$	$S \xrightarrow{\downarrow} R$	$S \xrightarrow{\downarrow} R$	$S_1 \xrightarrow{\downarrow} S_2, S_1 \xrightarrow{\downarrow} D$
	$S \xrightarrow{\downarrow} D$		$S \xrightarrow{\downarrow} D$	$S \xrightarrow{\downarrow} D$	$S_2 \xrightarrow{\downarrow} S_1, S_2 \xrightarrow{\downarrow} D$
第二时隙	$R \xrightarrow{\downarrow} D$	$R \xrightarrow{\downarrow} D$	$R \xrightarrow{\downarrow} D$	$R \xrightarrow{\downarrow} D$	$S_1 \xrightarrow{\downarrow} D$
		$S \xrightarrow{\downarrow} D$	$S \xrightarrow{\downarrow} D$		$S_2 \xrightarrow{\downarrow} D$

假设中继系统基于 TDMA 方式, 中继信道为时分正交, 源节点 S 和中继节点 R 的发送占用不同的时隙。在蜂窝系统中, 源节点可以是基站也可以是移动用户。若为基站, 则源节点占用的时隙为下行时隙, 否则为上行时隙。若在无中心的 ad hoc 网络中, 源节点为移动节点, 其占用的时隙要通过竞争接入随机分配。

从表中可看出, 协议 I 为传统中继模式, 即 S 在第一时隙发送信息 x_1 给 R , 然后 R 利用第二时隙转发该信息样本 x_1 给目的节点 D 。这种中继方式适用克服死区或阴影的情况, 可延伸系统的覆盖范围。这个系统也可看做是一种虚拟的 SISO 系统。

在协议 II 中, 第一时隙 S 广播自己的信息 x_1 给 R 和 D , 而在第二时隙仅 R 发送信息 x_1 给 D , 此时 S 可能保持沉默或者可能接收来自网络中其它节点发送的信息。这样, 目的节点 D 收到了不同时隙的两个独立样本信号, 因此, 该系统可等效于有一个发送天线和两个接收天线的多天线系统, 故看做是一种虚拟的 SIMO 系统。

协议 III 是协议 II 的一种异构。在第一个时隙里, S 仅发送信息 x_1 给中继节点 R ; 而在第二个时隙 R 转发来自 S 的信息样本 x_1 , 同时 S 也发送新的信息 x_2 。当

然在第一个时隙里, D 可能保持沉默也可能发送信息到网络中的其它节点。这样, 目的节点 D 在同一时隙里收到了来自不同天线的两个独立的样本信号, 等效于有两个发送天线和一个接收天线的多天线系统。因此, 这个系统可看做是一种虚拟的 MISO 系统。

而协议Ⅳ则综合了协议Ⅱ和协议Ⅲ。在第一个时隙 S 首先广播自己的信息 x_1 给 R 和 D, 而在第二个时隙 R 转发来自 S 的信息样本 x_1 , 同时 S 也发送新的信息 x_2 。这种系统充分利用了系统的资源, 实现了最大程度的广播和接收。在这里, 广播程度是指同时接收源节点的信息的节点数, 如果 R 和 D 同时接收, 则为 2, 如协议Ⅱ; 若仅有一个接收, 则为 1, 如协议Ⅲ。而接收的最大程度是指 D 同时接收来自不同节点的信息的节点数, 如协议Ⅱ, 目的节点在每个时隙仅接收一个发送节点的信息, 即为 1。而协议Ⅲ, 在第二时隙同时接收了来自 S 和 R 的信息, 则为 2。协议Ⅳ所描述的系统等效于有两个发送天线和两个接收天线的多天线系统, 可看做是一种虚拟的 MIMO 系统。在这里, 对协议Ⅱ、Ⅲ和Ⅳ仅考虑非对称合作分集网络结构。

最后, 协议Ⅴ是一种适用于对称合作网络结构的协议, 由[23]在合作编码时最早采用的。源节点 S1 和它的中继节点 S2 互为伙伴, 在整个发送中, 它们不仅发送自己的信息也发送对方的信息, 在蜂窝网络的上行链路中可相互构成一个发分集系统。在这里, 我们考虑以下发送过程: 对非再生中继来说, 在第一个时隙里 S1 和 S2 分别发送自己的信息给对方和目的节点 D, 而在第二个时隙里 S1 和 S2 分别放大伙伴的信息并转发到 D。而对再生中继来说, 若 S1 或 S2 不能正确对对方的信息进行解码, 那么它们将在第二个时隙里重发自己的信息或发送新的信息。这种协议允许了中继节点可同时收发信息, 可采用正交的频段或码道。

我们知道, 中继节点对源节点的信号有两种处理方式, 即再生中继和非再生中继。在上述协议中, 我们仍分别考虑这两种情况。若无线信道系数考虑小尺度衰落和路耗的影响, 则假设衰落模型为平坦瑞利衰落, 路径损耗看做正比于衰落变量方差的变量[24]。设发送节点 i 到接收节点 j 的距离为 $d_{i,j}$, 路耗指数为 β ,

那么节点 j 的接收信噪比可表示为:

$$\gamma_{i,j} = \left[\gamma_0 \left(\frac{d_0}{d_{i,j}} \right)^\beta \right] |h_0|^2 = \gamma_0 \left[\left(\frac{d_0}{d_{i,j}} \right)^\beta |h_0|^2 \right] = \gamma_0 |h_{i,j}|^2 \quad (4-10)$$

在这里, 不失一般性, 取 d_0 为源节点和目的节点间的距离, 令 $d_0 = d_{s,d} = 1$;

γ_0 为源节点和目的节点直接通信时的接收信噪比; 若衰落系数 $|h_0|$ 具有单位方差, 即 $\sigma_0^2 = 1$, 则衰落系数 $|h_{i,j}|$ 的方差可表示为:

$$\sigma_{i,j}^2 = \left(\frac{d_{s,d}}{d_{i,j}} \right)^\beta = \frac{1}{d_{i,j}^\beta} \quad (4-11)$$

为研究上述不同合作协议的分集效应, 根据[10]的方法, 我们给出分集度的定义。特别说明的是, 这里所指的分集度与前面章节中所述的分集若有不同, 后者是指由多条分支或路由所带来的分集效应, 而本章所指的分集度是由合作编码发送所带来的, 不是所有的合作发送都实现全分集。

定义 5 假设在给定发送速率 R 情况下, 容量的中断概率 P_{out} 是信噪比 SNR 的函数, 那么系统所获得的分集度为:

$$d(R) = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{-\log P_{out}}{\log SNR} \quad (4-12)$$

上式也可等效为 $P_{out} \propto SNR^{-d(R)}$, 其中 $SNR \gg 1$ 。

4.3.2 系统模型

4.3.2.1 单跳信道模型

为了比较方便, 我们首先给出瑞利衰落时源节点和目的节点直接通信的容量, 由式 (4-2) 得:

$$C = \log_2(1 + \gamma_0) \quad (4-13)$$

其中, $\gamma_0 = \frac{P_i |h_0|^2}{N}$, 信号发送功率 P_i , 噪声方差 N , 信道系数 h_0 由收发终端的位置 (即路径损耗) 和信道模型构成。因此, 在瑞利衰落环境下, 由于 h_0 服从瑞利分布, 则 $|h_0|^2$ 为指数随机变量, γ_0 也为指数变量。若设其平均值为 $\bar{\gamma}_0$, 则 γ_0 的

PDF 为 $f(\gamma_0) = \frac{1}{\bar{\gamma}_0} e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}_0}}$ 。所以由**定义 4**, 可得单跳链路的中断概率为:

$$\begin{aligned} P_{out} &= \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0) < R\} \\ &= \int_0^{\bar{\gamma}^{R-1}} f(\gamma_0) d\gamma_0 = 1 - \exp\left(-\frac{2^{R-1}}{\bar{\gamma}_0}\right) \end{aligned} \quad (4-14)$$

若 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$, 上式可近似为 $P_{out} = \frac{2^{R-1}}{\bar{\gamma}_0}$, 其分集度为 1。

4.3.2.2 虚拟 SISO 系统（协议 1）

(1) 非再生中继

根据协议, 我们得整个中继过程中的接收信号为

$$\text{第一时隙: } y_R = h_1 s_1 + n_1, \quad \text{第二时隙: } y_2 = h_2 G y_R + n_2$$

因此, 可写为如式 (4-7) 的矢量形式:

$$y = h_1 G h_2 s_1 + (h_2 G - 1) \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \Rightarrow y = As + Bn \quad (4-15)$$

其中, y 为目的节点的接收信号; s_1 为复高斯输入信号, 其发送功率为 P_t ; h_1 和 h_2 分别为前后子信道的信道系数; G 为中继节点的放大因子; n_1 和 n_2 分别是中继节点和目的节点在接收时引入的加性噪声, 为零均值和相同的方差 N 。

$$\text{故得 } A = h_1 G h_2, \quad R_s = E\{ss^H\} = P_t, \quad B = (h_2 G - 1), \quad R_n = \begin{pmatrix} N & 0 \\ 0 & N \end{pmatrix}.$$

所以, 传统两跳非再生中继时的容量可由式 (4-8), 得

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P_t |h_1|^2 G^2 |h_2|^2}{|h_2|^2 G^2 N + N} \right) \quad (4-16)$$

根据第二章中所述接收均衡的方法, 取 $G^2 = P_R / (P_S |h_1|^2)$, $\gamma_{SR} = \frac{P_S |h_1|^2}{N}$, $\gamma_{RD} = \frac{P_R |h_2|^2}{N}$, 其中 P_R 为中继节点发送信号的功率, γ_{SR} 和 γ_{RD} 分别为前后子信道的接收信噪比, 其均值为 $\bar{\gamma}_{SR}$ 和 $\bar{\gamma}_{RD}$ 。则上式为:

$$C_{AM-1} = \log_2 (1 + \gamma_{AM}), \text{ 其中 } \gamma_{AM} = \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD}} \quad (4-17)$$

若取 $P_S = P_R$, 由式 (4-10), 则 $\gamma_{SR} = \gamma_0 |h_1|^2$, $\gamma_{RD} = \gamma_0 |h_2|^2$, 重写上式为:

$$C_{AM-1} = \log_2 \left(1 + \gamma_0 \frac{|h_1|^2 |h_2|^2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \right)$$

在瑞利衰落上, 由于 $|h_i|^2$ 为独立指数变量, 均值为 σ_i^{-2} , 可得两跳信道非再

生中继容量的中断概率为：

$$P_{out} = \Pr\{\log_2(1 + \gamma_{AM}) < R\} = 1 - \frac{2(2^R - 1)}{\sqrt{X}} e^{-\frac{Y(2^R - 1)}{X}} K_1\left(\frac{2(2^R - 1)}{\sqrt{X}}\right) \quad (4-18)$$

其中， $X = \bar{\gamma}_0^2 \sigma_1^2 \sigma_2^2$ ， $Y = \bar{\gamma}_0 (\sigma_1^2 + \sigma_2^2)$ ， $K_1(*)$ 是第二类一阶修正贝塞耳函数。

若 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$ ，则 $\exp(-\frac{Y}{X}(2^R - 1)) \approx 1 - \frac{Y}{X}(2^R - 1)$ ， $K_1\left(\frac{2(2^R - 1)}{\sqrt{X}}\right) \approx \frac{\sqrt{X}}{2(2^R - 1)}$ ，故上

式可近似为 $P_{out} = \frac{(2^R - 1)(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2 \sigma_2^2}$ ，其分集度为1。

(2) 再生中继

由于多跳再生中继发送的各跳间是不相关的，两级联信道的容量可分别写为：

$$C_{SR} = \log_2(1 + \gamma_0 |h_1|^2), \quad C_{RD} = \log_2(1 + \gamma_0 |h_2|^2) \quad (4-19)$$

考虑整个系统，则得两跳再生系统的容量为[8]：

$$C_{DF-1} = \min\{C_{SR}, C_{RD}\} \quad (4-20)$$

若引起整个系统的中断，我们考虑两种情况。一种情况是中继节点的接收信噪比 γ_{SR} 不够大，不能正确解码从而引起系统中断，即中断事件为 $C_{SR} < R$ 。第二种情况是中继节点能正确解码，但第二跳的链路质量不够好而引起系统中断，即中断事件为 $C_{SR} > R$ 和 $C_{RD} < R$ 。所以，整个系统的中断概率可写为：

$$\begin{aligned} P_{out} &= \Pr\{C_{SR} < R\} + \Pr\{C_{SR} > R\} \cdot \Pr\{C_{RD} < R\} \\ &= \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0 |h_1|^2) < R\} + \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0 |h_1|^2) > R\} \cdot \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0 |h_2|^2) < R\} \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2} - \frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_2^2}\right) \end{aligned} \quad (4-21)$$

若 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$ ，则上式可近似为 $P_{out} = \frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0} \left(\frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2} \right)$ ，分集度为1。

4.3.2.3 虚拟 SIMO 系统（协议 2）

(1) 非再生中继

对非再生中继系统，根据协议可写目的节点的接收信号为矢量形式：

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 \\ h_2 G h_1 \end{pmatrix} s_1 + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & h_2 G & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_0 \\ n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{B}\mathbf{n} \quad (4-22)$$

同理式 (4-17), 得非再生中继系统的容量为:

$$C_{AM-2} = \log_2(1 + \gamma_0 |h_0|^2 + \gamma_0 \frac{|h_1|^2 |h_2|^2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}) \quad (4-23)$$

比较式 (4-17), 显然 $C_{AM-2} > C_{AM-1}$, 这是由于合作分集中直达链路带来的容量增加。在瑞利衰落上, 由于 $|h_i|^2$ 为独立指数变量, 求解式 (4-23) 中直达链路和中继链路的联合 PDF 是不易的, 但在非对称合作系统中, 当前后中继子信道具有相同的信道参数时, 式 (4-23) 可取得最大值, 则下式成立:

$$C_{AM-2} \leq \log_2(1 + \gamma_0 |h_0|^2 + \gamma_0 \frac{|h_1|^2}{2}) \quad (4-24)$$

应用由[10]给出近似求解 CDF 的方法, 当 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$, 可得该系统的近似中断率为: $P_{out} \approx \left(\frac{1}{\sigma_0^2 \sigma_1^2} \right) \left(\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0} \right)^2$ 。显然, 虚拟 SIMO 非再生系统的分集度为 2, 即实现了全分集。

(2) 再生中继

对再生中继系统, 我们考虑两种情况[14]。一种情况是中继节点完好解码后又重新编码, 发送信号为 \hat{s}_1 , 为无约束编码 (Unconstrained Code); 另一种情况是中继节点对原信号完好解码, 但所发送信号与原信号有线形关系, 为重复编码 (Repetition Code), 如 $\hat{s}_1 = s_1 \sqrt{\frac{P_R}{P_S}}$, 其中 P_S 和 P_R 为源节点和中继节点的发送功率。

由于再生中继过程的前后子信道间是不相关的, 对第一种情况, 我们可写得目的节点处接收信号的矢量形式为:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 \\ 0 & h_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ \hat{s}_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_0 \\ n_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4-25)$$

由式 (4-8), 可求得目的节点处信道的容量为:

$$C_D = \log_2(1 + \gamma_{RD}) + \log_2(1 + \gamma_{SD}) \quad (4-26)$$

考虑整个系统, 若设第一跳中继链路容量为 C_{SR} , 则得无约束编码时再生中

继 SIMO 系统的容量：

$$C_{DF-21} = \min \{C_{SR}, C_D\} \quad (4-27)$$

$$= \min \{\log_2(1 + \gamma_0|h_1|^2), \log_2(1 + \gamma_0|h_0|^2) + \log_2(1 + \gamma_0|h_2|^2)\}$$

若引起整个系统的中断，我们仍考虑两种情况。一种情况是第一时隙中继节点的接收信噪比 γ_{SR} 不足够大，不能正确解码从而引起链路中断，即中断事件为 $C_{SR} < R$ ；第二种情况是中继节点有足够的接收信噪比，能正确解码，即 $C_{SR} > R$ ，但目的节点处的容量 $C_D < R$ ，从而造成中继。所以，整个系统的中断概率可写为：

$$P_{out} = \Pr\{C_{SR} < R\} + \Pr\{C_{SR} > R\} \cdot \Pr\{C_{SD1} + C_{RD} < R\} \quad (4-28)$$

$$\begin{aligned} &= \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0|h_1|^2) < R\} \\ &+ \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0|h_1|^2) > R\} \cdot \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0|h_0|^2) + \log_2(1 + \gamma_0|h_2|^2) < R\} \\ &= \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2}\right)\right) + \left(\exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2}\right)\right) \cdot I_1 \end{aligned}$$

$$\text{其中, } I_1 = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_0^2 \sigma_2^2} \exp\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_0^2} + \frac{1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_2^2}\right)\right) \int_{-\infty}^{\bar{\gamma}_0} \int_0^{\infty} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_0 \sigma_0^2} - \frac{1}{x} \frac{z}{\bar{\gamma}_0 \sigma_2^2}\right) dx dz$$

若 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$ ，则上式可近似为 $P_{out} \approx \frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2} + \frac{2^R [R \ln(2) - 1] + 1}{\bar{\gamma}_0^2 \sigma_0^2 \sigma_2^2}$ 。显然，该再生中

继系统的分集度为平均信噪比 $\bar{\gamma}_0$ 的最小幂，即为 1 阶分集。假若第一跳中继链路的信道状况足够好，式 (4-28) 仅为第二项时该系统也可实现 2 阶全分集。

考虑第二种情况，由于目的节点 D 所收到来自 S 和 R 的信息为相关的，故可写得如下矢量形式：

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 \\ h_2 \sqrt{\frac{P_R}{P_S}} \end{pmatrix} s_1 + \begin{pmatrix} n_0 \\ n_1 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{A}s + \mathbf{n} \quad (4-29)$$

所以可得目的节点处信道的容量为：

$$C_D = \log_2(1 + \gamma_{SD} + \gamma_{RD}) \quad (4-30)$$

考虑整个系统，则得再生中继 SIMO 系统重复编码时的容量：

$$C_{DF-22} = \min\{C_{SR}, C_D\} = \min\{\log_2(1 + \gamma_0|h_1|^2), \log_2(1 + \gamma_0|h_0|^2 + \gamma_0|h_2|^2)\} \quad (4-31)$$

同理式 (4-28), 可得系统重复编码时的中断率:

$$\begin{aligned} P_{out} &= \Pr\{C_{SR} < R\} + \Pr\{C_{SR} > R\} \cdot \Pr\{C_D < R\} \\ &= \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0|h_1|^2) < R\} + \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0|h_1|^2) > R\} \cdot \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0|h_1|^2 + \gamma_0|h_2|^2) < R\} \\ &= \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2}\right)\right) + \left(\exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2}\right)\right) \left(1 - \frac{\sigma_0^2}{\sigma_0^2 - \sigma_1^2} \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_0^2}\right) + \frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2 - \sigma_1^2} \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2}\right)\right) \end{aligned} \quad (4-32)$$

若 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$, 则上式可近似为 $P_{out} = \frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2}$, 分集度为 1。

从上可知, 不管是重复编码还是无约束编码, 系统的容量都受限于中继链路中第一跳链路的质量, 如果该跳链路质量弱于直达链路的话, 用合作发送将失去意义, 因为这时的容量可能会低于不合作的情况, 并且分集度和直达链路相同, 都为 1。若第一跳链路的质量足够强的话, 如中继节点位于源节点的附近, 从容量角度看, 无约束编码时的容量要高于重复编码的情况。

4.3.2.4 虚拟 MISO 系统 (协议 3)

(1) 非再生中继

对非再生中继系统, 我们可写目的节点的接收信号为矢量形式:

$$y_2 = (h_2 G h_1 \quad h_0) \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + (h_2 G - 1) \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \Rightarrow y = \mathbf{A}s + \mathbf{B}\mathbf{n} \quad (4-33)$$

同理式 (4-23), 得系统的容量为:

$$C_{AM-3} = \log_2(1 + \gamma_0|h_0|^2 \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} + \gamma_0 \frac{|h_1|^2 |h_2|^2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}) \quad (4-34)$$

其中, $\gamma_{SD2} = \frac{P_{S2} |h_0|^2}{N}$, P_{S2} 为信号 s2 的发送功率, 文中取 $\gamma_{SD2} = \gamma_0 |h_0|^2$ 。

比较式 (4-23), 显然 $C_{AM-2} \geq C_{AM-3}$ 。由于在协议 2 中目的节点共收到同一信号的两个样本, 一个是第一时隙的直达链路信号, 另一个是受放大噪声干扰的中继信号, 可以实现分集合并。而协议 3 是一种多址信道, 第二时隙发送的信号独立于中继链路所传输的信号, 它不能补偿由于中继链路所造成的损失。从 MIMO 的角度来看, 协议 2 具有阵列增益, 因为在目的节点处实现了信号合并, 提高了接收信号的平均 SNR, 而协议 3 不具有阵列增益。

在非对称合作系统中, 由于 $|h_2|^2 \geq |h_0|^2$, 因此, 可得

$$C_{AM-3} \leq \log_2(1 + 2\gamma_0 \frac{|h_1|^2 |h_2|^2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}) \quad (4-35)$$

当 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$, 可得该系统的近似中断率为: $P_{out} \approx \frac{2^k - 1}{2\bar{\gamma}_0} \left(\frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2} \right)$ 。显然, 虚

拟 MISO 非再生系统的分集度为 1, 没有实现全分集。

(2) 再生中继

对再生中继系统, 若假设中继节点重复编码, 则目的节点的接收信号的矢量形式为:

$$y_2 = \begin{pmatrix} h_2 \sqrt{\frac{P_R}{P_S}} & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + n_2 \Rightarrow y = \mathbf{A}s + n \quad (4-36)$$

由式 (4-8), 得目的节点处信道的容量为:

$$C_D = \log_2(1 + \gamma_{SD2} + \gamma_{RD}) \quad (4-37)$$

若取 $C_{SR} = \log_2(1 + \gamma_0 |h_1|^2)$, $C_{SD2} = \log_2(1 + \gamma_0 |h_0|^2)$, 则该系统在整个中继过程中的容量可表示为[21]:

$$C_{DF-3} = \begin{cases} C_D, & C_{SR} \geq C_D - C_{SD2} \\ C_{SR} + C_{SD2}, & C_{SR} < C_D - C_{SD2} \end{cases} \quad (4-38)$$

与式 (4-31) 相比, 如果中继过程第一跳链路的信道状况足够好, 以至于 $C_{SR} > C_D$, 则两者具有相同的容量, 即 $C_{DF-22} = C_{DF-3}$ 。否则, $C_{DF-22} < C_{DF-3}$ 。

若考虑整个系统的中断, 仍分析两种情况。一种情况是中继节点的接收信噪比 γ_{SR} 不足够大, 不能正确解码从而引起中继链路中断, 即 $C_{SR} < R$, 若第二时隙的直达链路也不能可靠传输, 则会造成整个系统中断, 即 $C_{SD2} < R$ 。第二种情况是中继节点有足够的接收信噪比, 能正确解码, 即 $C_{SR} > R$, 但目的节点处的容量 $C_D < R$ 也会造成中继。所以, 整个系统的中断概率可写为:

$$\begin{aligned} P_{out} &= \Pr\{C_{SR} < R\} \cdot \Pr\{C_{SD2} < R\} + \Pr\{C_{SR} > R\} \cdot \Pr\{C_D < R\} \\ &= \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0 |h_1|^2) < R\} \cdot \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0 |h_0|^2) < R\} \\ &\quad \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0 |h_1|^2) > R\} \cdot \Pr\{\log_2(1 + \gamma_0 |h_1|^2 + \gamma_0 |h_0|^2) < R\} \end{aligned} \quad (4-39)$$

$$= \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2}\right)\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_0^2}\right)\right) + \left(\exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_1^2}\right)\right) \cdot I_1$$

$$\text{其中, } I_1 = \left(1 - \frac{\sigma_0^2}{\sigma_0^2 - \sigma_2^2} \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_0^2}\right) + \frac{\sigma_2^2}{\sigma_0^2 - \sigma_2^2} \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_2^2}\right)\right)$$

$$\text{若 } \bar{\gamma}_0 \gg 1, \text{ 则上式可近似为 } P_{out} = \frac{(2^R - 1)^2}{\bar{\gamma}_0^2} \left(\frac{\sigma_1^2 + 2\sigma_2^2}{2\sigma_0^2\sigma_1^2\sigma_2^2}\right), \text{ 分集度为 } 2.$$

4.3.2.5 虚拟 MIMO 系统（协议 4）

（1）非再生中继

对非再生中继系统, 由协议的描述可得目的节点接收信号的矢量形式:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 \\ h_2 G h_1 & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & h_2 G & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_0 \\ n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{As} + \mathbf{Bn} \quad (4-40)$$

同理式 (4-23), 得系统的容量为:

$$C_{AM-4} = \log_2 (1 + \gamma_{SD1} + \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD}} + \frac{\gamma_{SR}\gamma_{SD2}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD}} + \frac{\gamma_{SR}\gamma_{SD1}\gamma_{SD2}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD}}) \quad (4-41)$$

$$\text{其中, } \gamma_{SR} = \gamma_0 |h_1|^2, \quad \gamma_{RD} = \gamma_0 |h_2|^2, \quad \gamma_{SD1} = \gamma_{SD2} = \gamma_0 |h_0|^2.$$

同理式 (4-24), 重写上式为:

$$C_{AM-3} = \log_2 (1 + \gamma_0 \frac{3|h_0|^2}{2} + \gamma_0 \frac{|h_1|^2}{2} + \gamma_0^2 |h_0|^4) \quad (4-42)$$

忽略上式括号内的高次项, 当 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$, 也可得该系统的近似中断率为:

$$P_{out} \approx \left(\frac{2}{3\sigma_0^2\sigma_1^2}\right) \left(\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0}\right)^2. \text{ 显然, 该系统具有 } 2 \text{ 阶全分集。}$$

综合式 (4-23)、(4-34) 和上式, 显然有 $C_{AM-4} \geq C_{AM-2} \geq C_{AM-3}$ 。从频谱效率来看, 合作发送使用了两个时隙, 若和传统 MIMO 相比, 这将造成效率的损失。如果和直达链路在等效率下做比较, 合作系统的容量要减少一半, 即对数项 (\log) 前要乘以 $1/2$ 。但对协议 4 来说, 虚拟 MIMO 系统可实现复用增益, 而前两者不具有复用增益。从分集角度看, 虚拟 SIMO 和 MIMO 实现了两阶全分集, 但虚拟 MISO 仅为一阶分集。

（2）再生中继

对再生中继系统, 若考虑中继节点重复编码的情况, 由协议描述可得目的节

点接收信号的矢量形式：

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 \\ h_2 \sqrt{\frac{P_R}{P_S}} & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_0 \\ n_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{As} + \mathbf{Bn} \quad (4-43)$$

因此，目的节点处的信道容量为：

$$C_D = \log_2(1 + \gamma_{SD1} + \gamma_{SD2} + \gamma_{RD} + \gamma_{SD1}\gamma_{SD2}) \quad (4-44)$$

同理式 (4-38)，可得虚拟 MIMO 系统再生中继的容量为：

$$C_{DF-4} = \begin{cases} C_D, & C_{SR} \geq C_D - C_{SD2} \\ C_{SR} + C_{SD2}, & C_{SR} < C_D - C_{SD2} \end{cases} \quad (4-45)$$

同理式 (4-39)，可得再生系统的中断率为：

$$P_{out} = \Pr\{C_{SR} < R\} \cdot \Pr\{C_{SD2} < R\} + \Pr\{C_{SR} > R\} \cdot \Pr\{C_D < R\} \quad (4-46)$$

$$= \Pr\{\log(1 + \gamma_0|h_1|^2) < R\} \cdot \Pr\{\log(1 + \gamma_0|h_0|^2) < R\}$$

$$\Pr\{\log(1 + \gamma_0|h_1|^2) > R\} \cdot \Pr\{\log(1 + \gamma_0|h_2|^2 + 2\gamma_0|h_0|^2 + \gamma_0^2|h_0|^4) < R\}$$

若 $\bar{\gamma}_0 \gg 1$ ，并忽略第二项中的高次项，则上式可近似为

$$P_{out} \approx \frac{(2^R - 1)^2}{\bar{\gamma}_0^2 \sigma_0^2} \frac{\sigma_1^2 + 4\sigma_2^2}{4\sigma_1^2 \sigma_2^2}, \text{ 分集度为 2。}$$

4.3.2.6 对称合作分集系统（协议 5）

(1) 非再生中继

在这个协议中，允许了节点在同一时刻利用同一天线接收和发送正交信号。对非再生中继来说，节点 S1 (S2) 的发送过程和协议 4 相同，即构成了一个虚拟的 MIMO 系统，故这个合作分集系统非再生中继时的容量为协议 4 中非再生中继容量的两倍。对给定节点 S1 和 S2，由式 (4-41) 可得目的节点接收相应节点的信息所获得的容量为：

$$C_{AM-S1} = \log_2(1 + \gamma_{1D,1} + \frac{\gamma_{21}\gamma_{2D,2}}{\gamma_{12} + \gamma_{2D,2}} + \frac{\gamma_{12}\gamma_{1D,2}}{\gamma_{12} + \gamma_{2D,2}} + \frac{\gamma_{12}\gamma_{1D,1}\gamma_{1D,2}}{\gamma_{12} + \gamma_{2D,2}}) \quad (4-47)$$

$$C_{AM-S2} = \log_2(1 + \gamma_{2D,1} + \frac{\gamma_{21}\gamma_{1D,2}}{\gamma_{21} + \gamma_{1D,2}} + \frac{\gamma_{21}\gamma_{2D,2}}{\gamma_{21} + \gamma_{1D,2}} + \frac{\gamma_{21}\gamma_{2D,1}\gamma_{1D,2}}{\gamma_{21} + \gamma_{1D,2}}) \quad (4-48)$$

其中， $\gamma_{12} = \gamma_0|h_{12}|^2$ 和 $\gamma_{21} = \gamma_0|h_{21}|^2$ 为节点 S2 和 S1 在第一时隙接收对方信号的信

噪比, h_{12} 和 h_{21} 为其对应的信道系数; $\gamma_{1D,1} = \gamma_0 |h_{10}|^2$ 和 $\gamma_{2D,1} = \gamma_0 |h_{20}|^2$ 分别为节点 S1 和 S2 在第一时隙发送到目的节点 D 的接收信噪比, h_{10} 和 h_{20} 为其对应的信道系数; $\gamma_{1D,2} = \gamma_0 |h_{10}|^2$ 和 $\gamma_{2D,2} = \gamma_0 |h_{20}|^2$ 分别为节点 S1 和 S2 在第二时隙发送到目的节点 D 的接收信噪比。因假设信道环境为平坦瑞利衰落, 信道系数在连续两个时隙里保持不变。若假设各信道系数具有相同的参数, 可证明对给定发送节点, 在目的节点处也可实现两阶全分集。

(2) 再生中继

而对再生中继来说, 我们考虑节点 S1 (S2) 不能正确解码 S2 (S1) 的信息时, 该节点将在第二时隙重发自己的信息。因此, 为了分析整个系统的中断容量, 我们考虑 4 种情况。

(1) S1 和 S2 完全解码

在这种情况下, S1 和 S2 都能接收对方的信息并能正确解码, 即彼此间具有完好的信道状况, 则相应的事件为 $C_{12} > R$, $C_{21} > R$ 。而在第二个时隙里, 双方都发送对方的解码样本到目的节点 D。因此, 对给定 S1, 考虑无约束编码; 这时相当于协议 2 中第一种情况的发送过程。若引起系统中断, 必使事件 $C_{S1,1} < R$ 发生。同理, 对给定 S2, 系统中断的事件为 $C_{S2,1} < R$ 。即:

$$C_{12} = \log_2(1 + \gamma_{12}) > R, \quad C_{21} = \log_2(1 + \gamma_{21}) > R$$

$$\text{节点 S1: } C_{S1,1} = \log_2(1 + \gamma_{1D,1}) + \log_2(1 + \gamma_{2D,2}) < R$$

$$\text{节点 S2: } C_{S2,1} = \log_2(1 + \gamma_{2D,1}) + \log_2(1 + \gamma_{1D,2}) < R$$

(2) S1 和 S2 完全不解码

在这种情况下, S1 或 S2 没有一个能接收对方的信息并正确解码, 即 $C_{12} < R$ 和 $C_{21} < R$ 。因此, 彼此在第二个时隙将重发自己的信息, 对给定节点, 则引起中断的条件为:

$$C_{12} = \log_2(1 + \gamma_{12}) < R, \quad C_{21} = \log_2(1 + \gamma_{21}) < R$$

$$\text{节点 S1: } C_{S1,2} = \log_2(1 + \gamma_{1D,1} + \gamma_{1D,2}) < R$$

$$\text{节点 S2: } C_{S2,2} = \log_2(1 + \gamma_{2D,1} + \gamma_{2D,2}) < R$$

(3) S1 完全解码而 S2 不完全解码

在这种情况下, S1 是完全解码的, 即 $C_{12} > R$, 而 S2 不能完全解码, 即 $C_{21} < R$ 。因此, 在第二个时隙, S1 将发送 S2 的信息样本, 而 S2 则重发自己的信息。所以若考虑系统的中断, 则需以下中断事件发生:

$$C_{12} = \log_2(1 + \gamma_{12}) > R, \quad C_{21} = \log_2(1 + \gamma_{21}) < R$$

$$\text{节点 S1: } C_{S1,1} = \log_2(1 + \gamma_{1D,1}) < R$$

$$\text{节点 S2: } C_{S2,2} = \log_2(1 + \gamma_{1D,2} + \gamma_{2D,2}) + \log_2(1 + \gamma_{2D,1}) < R$$

(4) S1 不完全解码而 S2 完全解码

这种情况与 (3) 是对称的, 故引起系统中断的事件为:

$$C_{12} = \log_2(1 + \gamma_{12}) < R, \quad C_{21} = \log_2(1 + \gamma_{21}) > R$$

$$\text{节点 S1: } C_{S1,4} = \log_2(1 + \gamma_{1D,2} + \gamma_{2D,2}) + \log_2(1 + \gamma_{1D,1}) < R$$

$$\text{节点 S2: } C_{S2,4} = \log_2(1 + \gamma_{2D,1}) < R$$

综合上述 4 种情况, 由于 S1 和 S2 是对称的, 我们假设各信道是相互独立的, 因此可得到节点 S1 的中断概率为:

$$\begin{aligned} P_{out,S1} &= \Pr\{C_{12} > R\} \cdot \Pr\{C_{21} > R\} \cdot \Pr\{C_{S1,1} < R\} \\ &\quad + \Pr\{C_{12} < R\} \cdot \Pr\{C_{21} < R\} \cdot \Pr\{C_{S1,2} < R\} \\ &\quad + \Pr\{C_{12} > R\} \cdot \Pr\{C_{21} < R\} \cdot \Pr\{C_{S1,3} < R\} \\ &\quad + \Pr\{C_{12} < R\} \cdot \Pr\{C_{21} > R\} \cdot \Pr\{C_{S1,4} < R\} \\ &= \left(\exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{12}^2}\right) \right) \left(\exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{21}^2}\right) \right) \cdot I_1 \\ &\quad + \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{12}^2}\right) \right) \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{21}^2}\right) \right) \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{2\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2}\right) \right) \\ &\quad + \left(\exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{12}^2}\right) \right) \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{21}^2}\right) \right) \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2}\right) \right) \\ &\quad + \left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{12}^2}\right) \right) \left(\exp\left(-\frac{2^R - 1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{21}^2}\right) \right) \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0^2 \sigma_{10}^2 (\sigma_{20}^2 - \sigma_{10}^2)} \exp\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2}\right) \cdot I_2 \right) \\ \text{其中, } I_1 &= \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0^2 \sigma_{10}^2 \sigma_{20}^2} \exp\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2} + \frac{1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{20}^2}\right) \right) \int_0^{\bar{\gamma}_0} \int_0^{\infty} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2} - \frac{1}{x} \frac{z}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{20}^2}\right) dx dz \end{aligned} \quad (4-49)$$

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \int_0^R \exp\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2}\right) \int_0^x \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2} - \frac{1}{x} \frac{z}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2}\right) dx dz \\
 &\quad - \int_0^R \exp\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{20}^2}\right) \int_0^x \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{20}^2} - \frac{1}{x} \frac{z}{\bar{\gamma}_0 \sigma_{10}^2}\right) dx dz
 \end{aligned}$$

$$\text{若 } \bar{\gamma}_0 \gg 1, \text{ 则上式可近似为 } P_{out} \approx \frac{2^R[R \ln(2)-1]+1}{\bar{\gamma}_0^2 \sigma_{10}^2 \sigma_{20}^2} + \frac{(2^R-1)^3}{\bar{\gamma}_0^3 \sigma_{12}^2 \sigma_{21}^2 \sigma_{10}^2} + \frac{(2^R-1)^2}{\bar{\gamma}_0^2 \sigma_{21}^2 \sigma_{10}^2},$$

其分集度取平均信噪比 $\bar{\gamma}_0$ 的最小幂，则该系统为两阶分集。

若假设节点 S1 和 S2 之间的信道具有相同的信道参数，即 $h_{21} = h_{12}$ ，那么中断事件仅为上述四种情况的前两种，节点 S1 的中断率可写为：

$$\begin{aligned}
 P_{out,S1} &= \Pr\{C_{12} > R\} \cdot \Pr\{C_{21} > R\} \cdot \Pr\{C_{S1,1} < R\} \\
 &\quad + \Pr\{C_{12} < R\} \cdot \Pr\{C_{21} < R\} \cdot \Pr\{C_{S1,2} < R\}
 \end{aligned} \tag{4-50}$$

同理，也可知上式可实现两阶分集。这种合作方式也可理解为[10]提出的自适应合作协议。

4.4 多天线 MIMO 合作系统

从上面知，合作节点为单天线终端，构成的是一种虚拟的 MIMO 系统。在本节，我们考虑合作节点有多天线的情况，仍假设由三个节点组成的系统。设源节点 S 有 M 个天线，中继节点 R 有 L 个天线，而目的节点 D 有 N 个天线。节点间合作发送协议仅考虑第二节给出的协议 1 和协议 2，同时也讨论这些协议非再生中继和再生中继的情况。

4.4.1 传统中继系统

(1) 非再生中继

我们知道发送协议 1 是传统的中继过程，但在多天线的情况下，源节点 S 在第一个阶段按照一定的编码方式发送自己一组信息 $\mathbf{x}_1 = [x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1M}]$ ，中继节点 R 对此信息进行适当处理后在第二阶段转发该信息的样本给目的节点 D。因此，我们可写得非再生中继过程中的接收方程：

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{n}_1, \quad \mathbf{y}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{y}_R + \mathbf{n}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2 \tag{4-51}$$

其中， $\mathbf{y}_R \in C^{L \times 1}$ 为中继节点 R 的接收矢量； $\mathbf{H}_1 \in C^{L \times M}$ 为源节点和中继节点间的

信道系数矩阵矢量, 每一信道系数均由路耗因子和信道模型构成; $\mathbf{n}_1 \in C^{L \times 1}$ 是中继节点的接收加性噪声矢量; $\mathbf{y}_2 \in C^{N \times 1}$ 是目的节点的接收矢量; $\mathbf{H}_2 \in C^{N \times L}$ 为中继节点和目的节点间的信道系数矩阵矢量, 每一信道系数也由路耗因子和信道模型构成; \mathbf{G} 为中继节点的放大因子矩阵矢量, 本节假设为线性矩阵, 即 $\mathbf{G} \propto \mathbf{I}_L$; $\mathbf{n}_2 \in C^{N \times 1}$ 是目的节点的接收加性噪声矢量。

所以, 由式 (4-7), 重写上式为:

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{H}_1 \mathbf{x} + (\mathbf{H}_2 \mathbf{G} - \mathbf{I}_N) \begin{pmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{n} \quad (4-52)$$

若假设信号矢量 \mathbf{x} 为高斯输入, 则其互协方差矩阵为 $\mathbf{R}_x = E(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) = \frac{P_s}{M} \mathbf{I}_M$ 。

又若设噪声矢量中每一元素具有相同的方差, 则互协方差矩阵为 $\mathbf{R}_n = E(\mathbf{n} \mathbf{n}^H) = \sigma^2 \mathbf{I}_{LN}$ 。文中取中继节点的发送功率 $P_R = \text{tr}\{\mathbf{G} \mathbf{H}_1 \mathbf{R}_x \mathbf{H}_1^H \mathbf{G}^H\}$ 。

所以, 由式 (4-8), 可写得整个发送系统的容量为:

$$\begin{aligned} C &= \log_2[\det(\mathbf{I} + (\mathbf{A} \mathbf{R}_n \mathbf{A}^H)(\mathbf{B} \mathbf{R}_n \mathbf{B}^H)^{-1})] \\ &= \log_2[\det(\mathbf{I}_N + \frac{P_s}{\sigma^2 M} (\mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H \mathbf{G}^H \mathbf{H}_2^H)(\mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{G}^H \mathbf{H}_2^H + \mathbf{I}_N)^{-1})] \end{aligned} \quad (4-53)$$

(2) 再生中继

若考虑再生中继过程, 源节点在第一个阶段发送信号矢量 \mathbf{x} 到中继节点, 该节点对其接收信号进行解码和重新编码后, 在第二阶段发送重新编码后的信号矢量 $\hat{\mathbf{x}}$, 其互协方差矩阵为 $\mathbf{R}_{\hat{x}} = E(\hat{\mathbf{x}} \hat{\mathbf{x}}^H) = \frac{P_R}{L} \mathbf{I}_L$ 。但这是两个独立的过程, 前后不相关, 故由式 (4-4) 可分别写得这两个过程的容量为:

$$C_{SR} = \log_2[\det(\mathbf{I}_L + \frac{P_s \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H}{M \sigma^2})], \quad C_{RD} = \log_2[\det(\mathbf{I}_N + \frac{P_R \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H}{L \sigma^2})] \quad (4-54)$$

同理式 (4-20), 可得两跳链路再生中继系统的容量为:

$$C = \min\{C_{SR}, C_{RD}\} \quad (4-55)$$

4.4.2 合作系统

(1) 非再生中继

由协议所给出的发送过程, 我们在式 (4-54) 的基础上只需增加第一时隙目的节点的接收信号矢量, 即:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_0 \mathbf{x}_1 + \mathbf{n}_0 \quad (4-56)$$

其中, $\mathbf{y}_1 \in C^{N \times 1}$ 为目的节点在时隙 1 的接收矢量; $\mathbf{H}_0 \in C^{N \times M}$ 为源节点和目的节点间的信道系数矩阵矢量, 每一信道系数均由路耗因子和信道模型构成; $\mathbf{n}_0 \in C^{N \times 1}$ 是目的节点在时隙 1 时的接收加性噪声矢量。所以, 综合式 (4-52) 和式 (4-56) 可重写为:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{H}_1 \end{pmatrix} \mathbf{x}_1 + \begin{pmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_2 \mathbf{G} & \mathbf{I}_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{n}_0 \\ \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bn} \quad (4-57)$$

同理式 (4-53), 可得合作系统非再生中继时的容量为:

$$C = \log_2 [\det(\mathbf{I}_{2N} + (\mathbf{A}\mathbf{R}_x\mathbf{A}^H)(\mathbf{B}\mathbf{R}_n\mathbf{B}^H)^{-1})] \quad (4-58)$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}\mathbf{R}_x\mathbf{A}^H = \frac{P_s}{M} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H & \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_1^H \mathbf{G}^H \mathbf{H}_2^H \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_0^H & \mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H \mathbf{G}^H \mathbf{H}_2^H \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}\mathbf{R}_n\mathbf{B}^H = \sigma^2 \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_2 \mathbf{G} \mathbf{G}^H \mathbf{H}_2^H + \mathbf{I}_N \end{bmatrix}$$

(2) 再生中继

对再生中继的情况, 同理第二节中的协议 2, 我们也考虑两种情况, 即无约束编码和重复编码。同理式 (4-25), 可得无约束编码时目的节点的接收信号为:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \hat{\mathbf{x}}_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{n}_0 \\ \mathbf{n}_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{As} + \mathbf{n} \quad (4-59)$$

所以, 再生中继系统无约束编码时目的节点处的容量为:

$$C_D = \log_2 [\det(\mathbf{I}_{2N} + (\mathbf{A}\mathbf{R}_x\mathbf{A}^H)(\mathbf{B}\mathbf{R}_n\mathbf{B}^H)^{-1})] \quad (4-60)$$

$$= \log_2 [\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_s \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H}{M \sigma^2} \right)] + \log_2 [\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_s \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H}{L \sigma^2} \right)]$$

同理式 (4-27), 考虑整个系统, 并且中继节点正确解码, 则容量为:

$$C_{DF} = \min \{C_{SR}, C_D\} \quad (4-61)$$

其中, C_{SR} 可由式 (4-54) 给出。

同理式 (4-29), 可得重复编码时目的节点的接收信号为:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{H}_2 \sqrt{\frac{P_R}{P_S}} \end{pmatrix} \mathbf{x}_i + \begin{pmatrix} \mathbf{n}_0 \\ \mathbf{n}_1 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4-62)$$

所以，再生中继系统重复编码时目的节点处的容量为：

$$C_D = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{2N} + \frac{P_s}{M\sigma^2} (\mathbf{A}\mathbf{A}^H) \right) \right] \quad (4-63)$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}\mathbf{A}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H & \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_2^H \sqrt{\frac{P_R}{P_S}} \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_0^H \sqrt{\frac{P_R}{P_S}} & \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H \frac{P_R}{P_S} \end{bmatrix}.$$

同理，也可得再生中继重复编码时整个系统的容量。

4.5 性能分析与讨论

我们在上述各节分别给出了传统中继、非对称合作分集和对称合作分集系统的再生中继和非再生中继的容量分析。一般来说，在衰落信道下，无线传输系统的信道容量是一个随机变量，是接收信噪比的函数，而接收信噪比又是发送信号功率、信道噪声和信道衰落系数的函数。但在多跳中继环境下，信道容量也是中继节点位置的函数，选取不同位置的中继节点系统的容量也不同；同时信道容量也与合作发送协议、中继节点的处理方式等有关。在本节我们将给出它们的仿真研究和讨论，并与传统的 SISO、SIMO、MISO 和 MIMO 系统作出比较。由于多跳中继发送过程要占用两个时隙，为和传统系统在资源利用率相同的情况下进行比较，需要对多跳中继系统所获得的容量减少一半。

在本节的仿真分析中，均假设衰落信道为瑞利平坦衰落，发送端不能获知信道信息，而接收端能获得完好的信道状态信道，并能得到完好的同步。接收端得知信道信息表明中继节点需获得 S→R 的信道知识，而目的节点需获得 S→D、R→D 的信道知识，对非再生中继若不采用接收均衡的方法，目的节点还需获知 S→R 的信道知识。合作系统中同步是关键因素，随着多跳网络的发展，合作节点之间的同步将变得越来越突出，然而这个问题超出了本文的研究范围，对此不多分析。

在下面，我们首先给出系统容量中断率与信噪比的关系分析，如图 (4-2) 中的非再生中继系统和图 (4-3) 中的再生中继系统，主要研究由于中继所带来的分集效应，同时我们还给出了与单跳系统 1x1 和 2x1 的比较，取传输速率 R=1bit/s/Hz，中继节点位于源节点和目的节点的连线中点。图中虚线为仿真分析，

实线为理论分析, 可看出两者是一致的, 从而验证了理论分析的正确性。在图 (4-2) 中, 虚拟 SISO 和 MISO 实现了一阶分集, 虚拟 SIMO 和 MIMO 系统实现了两阶分集。而在图 (4-3) 中, 虚拟 SISO、SIMO1 和 SIMO2 系统为一阶分集, MISO 和 MIMO 系统为两阶分集。有趣的是, 虚拟 SIMO 和 MISO 系统在再

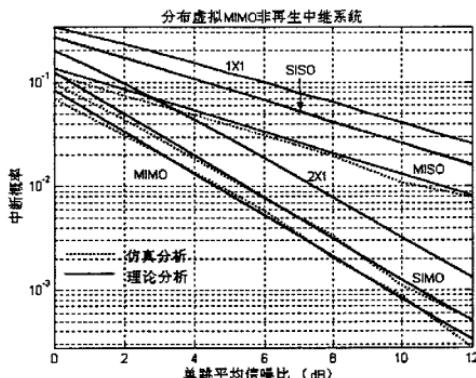


图 (4-2) 分布虚拟 MIMO 系统非再生中继时容量的中断概率

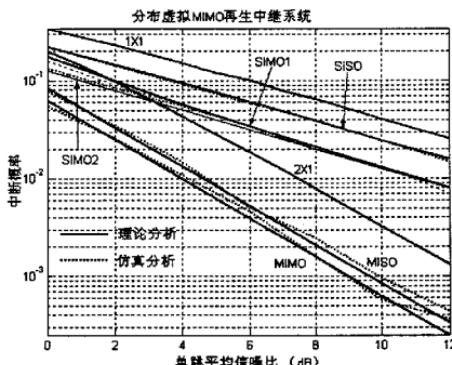


图 (4-3) 分布虚拟 MIMO 系统再生中继时容量的中断概率

生中继和非再生中继时实现了不同的分集效应。对非再生中继系统, 由于协议为固定转发方式, 不管第一跳的信道状况如何都进行放大转发, 而再生中继系统要受限于第一跳的信道状况。因此, 对虚拟 SIMO 系统, 非再生中继时接收端收到了来自同一信号的两个样本, 形成分集效果, 而再生中继要受限于 $S \rightarrow R$ 链路状况, 若第一时隙中 $S \rightarrow R$ 发生中断, 则整个系统就会中断。对虚拟 MISO 系统来说, 非再生中继时接收端收到的是两个信号的样本, 第二个时隙发送的信号不对

第一时隙的信号有补偿作用, 而对再生中继来说, 若第一时隙中 $S \rightarrow R$ 发生中断, 只有当第二时隙中 $S \rightarrow D$ 发送中断时才会造成整个系统的中断。从图 (4-2) 中还可看出, 虚拟 MIMO 系统的性能最好, MISO 次于 SIMO 系统, SISO 系统最差, 这与第二节中的分析是一致的。而在图 (4-3) 中, 虚拟 MIMO 的性能仍然最好, SISO 系统最差, 但 MISO 优于 SIMO 系统, SIMO 中第一种情况和第二种情况具有相似的中断性能。

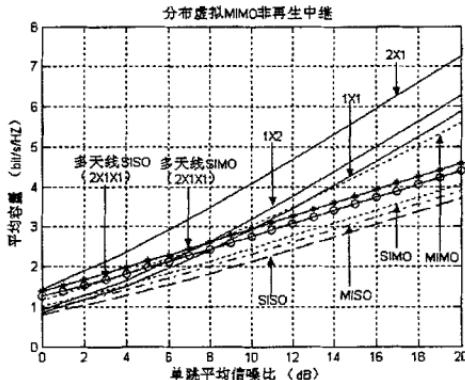


图 (4-4) 分布虚拟 MIMO 系统非再生中继时的平均容量

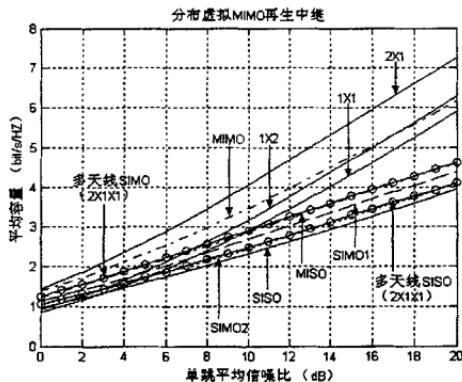


图 (4-5) 分布虚拟 MIMO 系统再生中继时的平均容量

在图 (4-4) 和 (4-5) 中, 我们给出了非再生中继和再生中继时平均信噪比与系统平均容量的关系, 假设中继节点位于 $S \rightarrow D$ 链路的中点。从图中可看出, 随着平均信噪比的增加, 所有系统的平均容量都呈增长趋势, 只是增长的程度不同。除了虚拟 MIMO 系统, 其它虚拟系统在低信噪比时略相近于传统单跳系统,

在高信噪比时均低于传统单跳系统。这是由于中继系统使用了更多的系统资源,如本章的合作系统使用了两个时隙,而传统系统仅需要一个时隙。虽然中继技术能获得“编码”增益,也即路耗增益,但对系统的平均容量来说,与系统资源的使用构成了折中。虚拟 MIMO 系统相对于其它虚拟系统提供了复用增益,但对传统单跳系统来说,仍存在一定的损失。在非再生系统中, SIMO 系统优于 MISO 系统, SISO 性能最差。而在再生系统中, MISO 要优于 SIMO 系统, SIMO 系统中第一种情况优于第二种情况,这与理论分析是一致的。同时图中还给出了合作节点多天线时的比较,如图中带有标记的线所示。但仅考虑了 $2 \times 1 \times 1$ 的系统,即源节点 S 有两个天线,中继节点 R 和目的节点有一个天线的情况。从图中可看出,这些系统的性能均优于单天线的情况。非再生中继改善的较大,而再生中继改善较小。在再生中继系统中,多天线 SISO 系统 ($2 \times 1 \times 1$) 的性能相似于单天线的虚拟 SIMO 的第二种情况,而多天线 SIMO 系统 ($2 \times 1 \times 1$) 的性能相似于单天线的虚拟 MISO 系统。

另外,在图 (4-6) 和 (4-7) 中,我们还给出了各系统容量的累积分布函数,仿真参数取单跳平均信噪比 $\bar{\gamma}_0 = 10 \text{ dB}$ 。

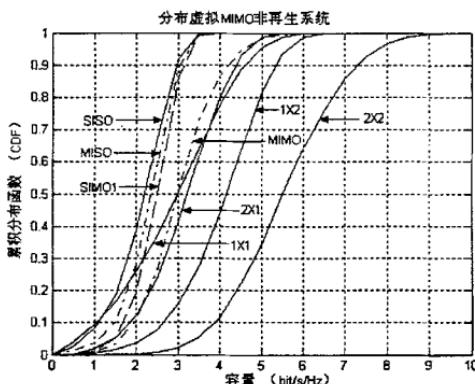


图 (4-6) 分布虚拟 MIMO 系统非再生中继时容量的累积分布函数

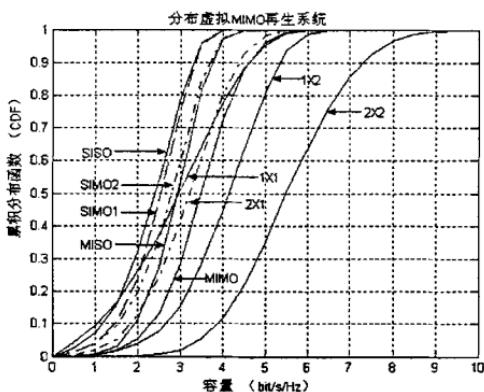


图 (4-7) 分布虚拟 MIMO 系统再生中继时容量的累积分布函数

在图 (4-8) 和 (4-9) 中, 我们给出了非对称合作虚拟 MIMO 系统的平均容量与中继节点位置的关系, 假设 $S \rightarrow D$ 链路的距离为单位长度, 中继节点 R 在其连线上移动, 取单跳平均信噪比 $\bar{\gamma}_0 = 10\text{dB}$ 。从图 (4-8) 可看出, 虚拟 SISO 和

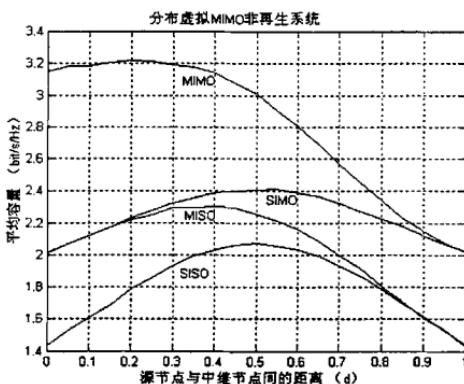


图 (4-8) 分布虚拟 MIMO 系统非再生中继时平均容量与中继节点位置的关系

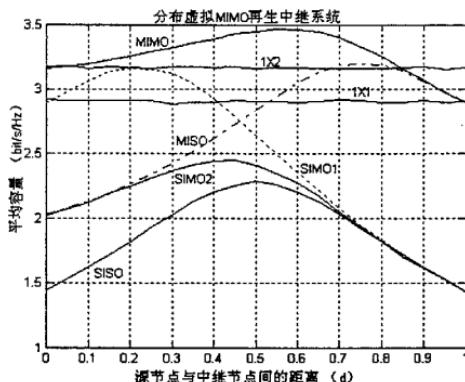


图 (4-9) 分布虚拟 MIMO 系统非再生中继时平均容量与中继节点位置的关系

SIMO 系统的平均容量关于连线的中点对称, 由于 SIMO 系统在第一时隙中 $S \rightarrow D$ 提供了容量的增加, 使得 SIMO 系统中继节点在不同位置处一直优于 SISO。但对 MISO 系统来说, 中继节点在距离 d 较小时, 和 SIMO 系统的性能相似, 而随着 d 的增加, 达到最大值后, 却逐渐减小并相似于 SISO 系统。而虚拟 MIMO 系统具有相同的趋势, 但它随 d 的增大, 逐渐相似于 SIMO。在图 (4-9) 的再生中继系统中, 由于系统的平均容量受限于 $S \rightarrow R$ 链路的信道状况, 随着 d 的增加, 该链路因路径损耗的影响逐渐变弱, 使得各合作协议的平均容量呈不同趋势。

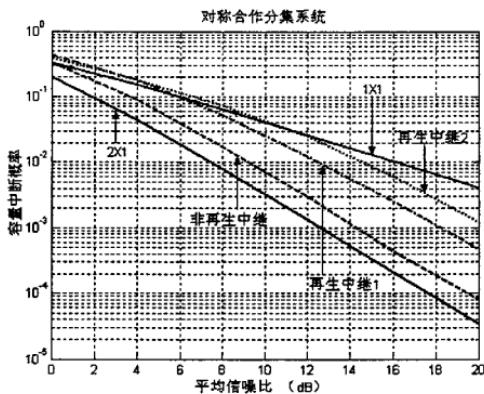


图 (4-10) 对称合作分集系统信道容量的中断概率

最后, 我们在图 (4-10) 中给出了协议 5 所描述的对称合作分集系统容量的中断概率分析, 仿真参数取传输速率 $R = 1\text{bit/s/Hz}$ 。与传统单跳系统 (1x1, 2x1)

相比，非再生中继和再生中继都实现了两阶全分集，但性能要弱于传统两阶发分集系统。对再生中继系统，我们考虑了两种情况，第一种情况是 $\bar{\gamma}_{12} = \bar{\gamma}_{21} = \bar{\gamma}_{1D} = \bar{\gamma}_{2D}$ ，第二种情况为 $\bar{\gamma}_{12} = \bar{\gamma}_{21} < \bar{\gamma}_{1D} = \bar{\gamma}_{2D}$ ，从图中可看出，前者优于后者，这是由于合作节点间的信道状况决定了系统性能的优劣。而非再生中继系统，仅给出了第一种情况的分析。

4.6 小结

本章以三个节点构成的传统中继系统、非对称合作分集系统和对称合作分集系统为模型，给出了五种合作发送协议的容量理论分析和仿真研究。文中建立了分布式合作 MIMO 系统的数学模型，并推导了它们的容量闭式数学描述。分别从容量和分集度的角度讨论了不同合作系统的性能，并给出了再生中继和非再生中继时比较。分析表明，分布式合作 MIMO 系统在一定条件下可实现全分集，性能优于传统的 MIMO 系统。但由于合作 MIMO 系统需要更多的系统资源，从而降低了因路耗增益所带来的好处。当然，干扰也是影响系统容量的重要因素，由于时间关系，本章没有涉及。但如果从整个小区考虑合理的资源分配和功率控制，提高系统资源的复用，降低干扰，合作 MIMO 系统将会有更大的发展前景，得到更广泛的应用。

附录 E

为求得系统的瞬时容量 C , 可先求发送信号 s 和接收信号 y 的互信息 $I(s; y)$ 如下:

$$\begin{aligned} I(s; y) &= h(y) - h(y|s) = h(y) - (h(As|s) + h(Bn|s)) \\ &= h(y) - h(Bn) \end{aligned} \quad (E-1)$$

其中, $h(\cdot)$ 为连续随机变量的熵, 并假设发送矢量 s 和噪声矢量 n 是相互独立。

由[4]知, 可得复高斯矢量 y 的熵:

$$h(y) = \log_2[\det(\pi e R_y)] \quad (E-2)$$

上式中, R_y 为接收信号矢量的互协方差矩阵, 其表示如下:

$$\begin{aligned} R_y &= E(yy^H) = E\{(As + Bn)(As + Bn)^H\} = E\{A s s^H A^H\} + E\{B n n^H B^H\} \\ &= A R_s A^H + B R_n B^H \end{aligned} \quad (E-3)$$

故 $h(y) = \log_2[\det(\pi e (A R_s A^H + B R_n B^H))]$ (E-4)

同理, $h(Bn) = \log_2[\det(\pi e (B R_s B^H))]$ (E-5)

所以, 代入式 (E-4) 和 (E-5) 到式 (E-1), 可得互信息 $I(s; y)$ 为:

$$\begin{aligned} I(s; y) &= \log_2[\det((A R_s A^H + B R_n B^H)(B R_s B^H)^{-1})] \\ &= \log_2[\det(I_{M_r} + (A R_s A^H)(B R_n B^H)^{-1})] \end{aligned} \quad (E-6)$$

参考文献

- [1] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu. etc, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.21, No.3, Apr. 2003, pp281-301.
- [2] E. V. D. Meulen, "Three-terminal communication channels," *Advances in Applied Probability*, vol. 3, pp.120-154, 1971.
- [3] T. M. Cover and A. A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 25, Sept. 1979, pp. 572-584.
- [4] T. Cover and J. Thomas, *Elements of Information Theory*, Wiley, New York, 1991.
- [5] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "Increasing uplink capacity via user cooperation diversity," *IEEE Symposium on Information Theory*, Cambridge, MA, USA, August, 1998 pp. 156.
- [6] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User Cooperation Diversity – Part I: System Description," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 51, pp. 1927-1938, Nov. 2003.
- [7] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User Cooperation Diversity – Part II: Implementation, Aspects and Performance Analysis," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 51, no. 11, Nov. 2003
- [8] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Exploiting Distributed Spatial Diversity in Wireless Networks," *Proc. Allerton Conf. Comm., Control, and Computing*, (Urbana-Champaign, IL), October 2000.
- [9] J. N. Laneman, *Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures*, Ph.D. Thesis, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, August 2002.
- [10] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior," *IEEE Trans. Info. Theory*, April 2003. Accepted for publication.
- [11] B. Zhao and M. C. Valenti, "Some new adaptive protocols for the wireless relay channel," *Proc. Allerton Conf. on Comm., Control, and Computing*, (Monticello, IL), Oct. 2003,
- [12] A. Wittneben, and B. Rankov, "Impact of Cooperative Relays on the Capacity of Rank-Deficient MIMO Channels", in Proc. 12th IST Summit on Mobile and Wireless Communications, pp.421-425, Jun. 15-18, 2003.
- [13] B. Rankov and A. Wittneben, "On the Capacity of relay-Assisted Wireless MIMO Channels", the Fifth IEEE workshop on Signal Processing Advance in Wireless Communications, Lisboa, Portugal, July 11-14, 2004.
- [14] D. P. Palomar, A. agustín, and J. Vidal, "Decode-and-Forward Protocol for Cooperative

- Diversity in Multi-Antenna Wireless Networks", <http://gps-tsc.upc.es/comm/agustin/papers>
- [15] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "The outage behavior of coded cooperation", *IEEE Trans. Inform. Theory*, submitted for publication. <http://www.utdallas.edu/thunter/TransIToep.pdf>
- [16] M. C. Valenti and B. Zhao, "Distributed turbo codes: Towards the capacity of the relay channel," 58th IEEE VTC, (Orlando, FL), Oct. 2003. Vol.1, 6-9 Oct. 2003, pp:322 - 326
- [17] P. Gupta and P. R. Kumar, The capacity of wireless networks, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, no. 2, pp. 388-404, March 2002.
- [18] M. Dohler, "Virtual Antenna Arrays", Ph.D. Thesis, King's College London, University of London, Nov. 2003.
- [19] M. Dohler, A. Gkelias, H. Aghvami, 2-Hop Distributed MIMO Communication System, IEE Electronics Letters, vol. 39, no. 18, Sept. 2003, pp.1350-1351.
- [20] M. Dohler, A. Gkelias, H. Aghvami, "A Resource Allocation Strategy for Distributed MIMO Multi-Hop Communication Systems", IEEE Communications Letter, accepted in September 2003. 201
- [21] Rohit U. Nabar, Helmut Boelskei, and Felix W. Kneubuhler, "Fading Relay Channels: Performance Limits and Space-Time Signal Design", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, June 2004, to appear.
- [22] A. Host-Madsen, "On the capacity of wireless relaying", in Proc. IEEE VTC, Vancouver, Canada, Sept. 2002, vol. 3, pp.1333-1337.
- [23] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperative diversity through Coding," in Proc. IEEE ISIT, Laussane, Switzerland, July 2002, p. 220.
- [24] J. N. Laneman and G. W. Wornell, Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, in Proc. IEEE WCNC, Chicago, IL, Sept. 2000, vol. 1, pp. 7-12.

第五章 多跳合作编码

在第四章，我们从 MIMO 的角度通过几个合作发送协议讨论了多跳技术的容量问题，而本章将涉及这些协议的实现，即分布 MIMO 系统的另一个研究方向——合作空时编码。

传统的空时编码是利用通信终端的多天线阵传输技术，综合空间分集和时间分集的优点，提供分集增益和编码增益，可获得远远高于传统单天线系统的频带利用率，为实现无线通信的宽带传输建立了新的思路。但因移动终端体积的约束不适合使用多天线技术，使得传统空时编码的普及使用受到限制，另外，随着数据速率的提高，MIMO 系统中信道间的空间相关性也会降低空时编码的性能。而合作空时编码是基于多跳无线网络中节点间的合作机制，利用合作节点组成的虚拟天线阵与空时编码相结合的技术，也称分布式空时编码。每个合作节点可为单天线终端，这种技术可适用于移动蜂窝网和无中心的 ad hoc，也符合未来移动通信系统多技术融合的发展趋势。

5.1 引言

针对合作空时编码的研究，大多文献发表在最近两年，尤其刚刚过去的2003年。这些文献从所采用编码的类型可大致分为以下几个方面：第一个是合作分集编码，其次是分布空时分组编码和空时网格编码，最后为分布turbo码。

合作分集编码是[1,2]根据[3-5]的思想而提出的。中继节点不是简单地重发信息，而是用户把自己的N位码字分为两帧，第一帧有 N_1 位，第二帧为第一帧的校验位，有 N_2 位。在第一帧里，用户和它的伙伴分别发送自己的 N_1 位码字到基站和对方，它们各自解码对方的信息，若成功解码则在第二帧里发送对方的 N_2 位校验信息到基站。作者运用RCPC（速率匹配打孔卷积码）编码方案分析了这种合作，在不同信道条件下获得了最大的分集增益，避免了[6]中重复编码的速率损失，对信道状况具有一定的灵活性。但由于在快衰落信道中，编码合作中不能同时应用空间和时间分集，作者在[7]中引入了空时编码的思想，主要体现在第二帧的发送中。它不仅发送伙伴的第 N_2 位码字，也同时发送自己的第 N_2 位码字。另外，作者又根据合作编码中涉及到两个编码器，从而引入了turbo合作编码的思想，并给出这种合作要优于没有合作的turbo编码系统。但这种合作分集编码建立于对称合作分集的网络结构。

分布空时编码是由[8,9]为克服多径衰落在多中继伙伴间实现全合作分集而提出的。在合作过程中分两个阶段。第一个阶段，源节点发送自己的信息给所有

中继节点和目的节点，在第二个阶段所有的中继节点先解码原来的发送，然后按一定的空时编码方式在相同子信道上重发信息给目的节点，但这种合作方式需要众多中继节点间完好的同步。而[10]是最早基于 Alamouti 空时编码方案在合作网络中研究分布式空时分组编码的，给出了在瑞利衰落信道下平均误符号率的近似公式。而[11,12]研究了合作节点有多个天线时的合作空时编码，分析了合作用户间不同信道质量的情况。同时，[13-15]在 VAA (Virtual Antenna Array) 框架下，也研究了空时分组码、空时网格码等合作方案，给出了它们的误码率及近似性能界。随后也有很多文献在多跳技术的研究中涉及了空时编码的思想，如[17]和[18]。然而，这些文献中仅考虑了特定的发送协议，没有比较再生和非再生中继的性能，很少涉及网络结构问题。

而在合作 turbo 码的研究中，目前有很少的文献出现。[7]的合作 turbo 码方案中给出合作伙伴要分别对对方的第一帧信息进行解码，然后再发送第二帧信息，这是一个双方的合作发送。而[19-21]则不同与此，源节点首先广播自己的递归系统卷积码给中继节点和目的节点，而中继节点不进行解码而是在转发前进行交织，最后在目的节点处进行交织解码。

如果按合作的方式分，分布编码也可分为合作编码和中继编码。[1,2,7]属于前者，因为在第二个阶段中继节点转发的不仅有自己的信息而且还有伙伴的信息。而其它的文献则属于后者，因为中继节点仅转发伙伴的信息，不包含自己的信息。但在这里，我们仍统称两者为空时合作编码或分布空时编码。

因此，本章将以基站的蜂窝网和无中心的 ad hoc 网的应用为背景，针对空时分组编码提出几种合作编码的方案，并与传统空时分组编码做比较。故本章安排如下：第一节介绍合作空时编码的研究状况及本章的研究内容；第二节给出传统空时分组码的基本原理；第三节提出几种合作空时分组编码方案并给出仿真分析，然后提出双天线自适应的合作空时编码思想；在第四节小结本章内容。

5.2 空时分组编码简介

空时分组编码首先是由 Alamouti[22]提出的，采用了两副发送天线的传输方法。随后， Tarokh[23,24]等人在正交设计理论的基础上，把 Alamouti 方案推广到多于两个天线的系统中，总结提出了区别于空时格码的正交空时分组编码。空时分组码具有很低的译码复杂度，而且还可能得到最大的发射分集增益。其工作原理可描述如下：

假设 MIMO 传输系统中有两副发送天线和一副接收天线。设每次发送的一组数据符号为 s_1 和 s_2 ，可取自 PSK 或者 QAM 调制的星座。在 Alamouti 方案中，

第一个符号周期内天线 1 发送 s_1 ，天线 2 发送 s_2 ；第二个符号周期内天线 1 发送 $-s_2^*$ ，天线 2 发送 s_1^* 。假设信道服从准静态衰落的条件，信道增益 h_i 在连续 2 个符号内保持不变，即

$$h_i(2nT) \approx h_i((2n+1)T), i=1,2 \quad (5-1)$$

所以来自两副发送天线的接收信号可分别写为：

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1, \quad r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (5-2)$$

其中， n_1 和 n_2 为白色高斯噪声，是具有零均值，方差为 N_0 的独立同分布复高斯随机变量。若取接收信号矢量 $\mathbf{r} = [r_1 \quad r_2]^T$ ，数据符号矢量 $\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2]^T$ ，及噪声矢量为 $\mathbf{n} = [n_1 \quad n_2]^T$ ，式 (5-2) 可重写为：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}, \text{ 其中 } \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

假设符号集 \mathbf{S} 内所以可能的符号对 $\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2]^T$ 是等概率的，将两个接收信号进行一定的合并，则得

$$\tilde{s}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2, \quad \tilde{s}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_2^* n_2 + h_1^* n_1 \quad (5-4)$$

可见，合并后的两个判决符号分别只与对应数据符号有关，可看做把 MISO 信道等效为两个并行的 SISO 信道，达到了 2 重分集的效果。因此，接收机只需对每个发送符号采用最大似然 (ML) 检测： $|\tilde{s}_i - (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_i|^2 \rightarrow \min$ ，即可分别恢复原始数据符号 s_1 和 s_2 。若写为矢量形式，可得下式：

$$\tilde{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathbf{S}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}\|^2 \quad (5-5)$$

如果接收端有 M 个接收天线，则第 m 个接收天线的接收矢量为：

$$\mathbf{r}_m = \mathbf{H}_m \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}_m \quad (5-6)$$

所以，式 (5-5) 也可重写为：

$$\tilde{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathbf{S}} \sum_{m=1}^M \|\mathbf{r}_m - \mathbf{H}_m \cdot \tilde{\mathbf{s}}\|^2 \quad (5-7)$$

作为一种有效的发射分集技术，空时编码以其良好的抗衰落性能已引起广泛关注。空时分组码也以其简单的编译码复杂度和良好的性能而受到青睐，在 3GPP

WCDMA 中下行链路已经采用了空时分组码的开环发送分集。因此，本章基于空时分组编码的思想提出几种适用于多跳合作网络的编码方案。

5.3 合作空时分组编码

基于空时分组编码和多跳合作技术，这里将考虑两种应用情景。一种是应用于蜂窝网的基站和移动终端间的合作发送方式，一种是基于 ad hoc 网络的节点间合作发送方式。[13,14]在 VAA 的框架下初步给出了第一种情况在非再生中继的研究，但没有涉及再生中继和网络结构问题；而在第二种情况下，[10]考虑了两个中继节点参与合作的情况，发送协议较复杂。因此，本节针对上述研究提出了几种合作发送方案。

5.3.1 蜂窝网中的合作空时编码

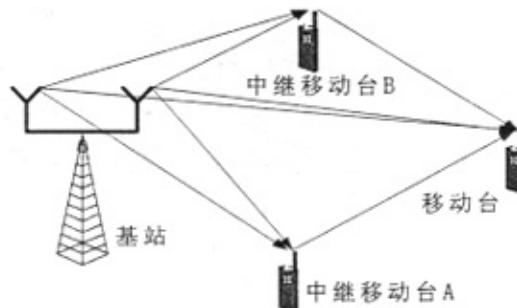


图 (5-1) 蜂窝网络中的合作编码模型

如图 (5-1) 所示为蜂窝网络中下行链路的中继合作模型。为了方便，模型中基站采用两个天线的发分集技术，而移动台为单天线，假设移动台不能同时接收和发送信号，中继节点间合作是同步的，并有合理的功率控制。基站采用 Alamouti 编码方案，中继移动台对信号的处理有再生中继和非再生中继两种模式，不考虑中继节点对接收信号的处理延时。在再生中继方案中，中继节点对原信号解码后，中继移动台 A 和 B 重新按 Alamouti 编码方法在连续两个时隙里构成分布合作发送，发送合作过程如表 (5-1) 所示。而非再生中继方案中，中继节点仅对接收的信号进行放大转发，为了简化取放大因子为 1。当然，这种合作发送方式稍加改变也可适用于单中继移动台和多中继移动台的情况。

基站在第一个时隙和第二个时隙以传统的 Alamouti 编码方案发送信号给中继移动台和目的移动台，因此其相应的接收信号可分别写为：

目的接收机：

$$r_0 = h_0 s_1 + h_1 s_2 + n_0, \quad r_1 = -h_0 s_1^* + h_1 s_2^* + n_1 \quad (5-8)$$

中继移动台 A:

$$r_2 = h_2 s_1 + h_3 s_2 + n_2, \quad r_3 = -h_2 s_2 + h_3 s_1 + n_3 \quad (5-9)$$

中继移动台 B:

$$r_4 = h_4 s_1 + h_5 s_2 + n_4, \quad r_5 = -h_4 s_2 + h_5 s_1 + n_5 \quad (5-10)$$

其中, r_0 , r_2 和 r_4 分别是接收移动台在第一时隙的接收信号, r_1 , r_3 和 r_5 分别是接收移动台在第二时隙的接收信号; h_0 , h_1 , h_2 , h_3 , h_4 和 h_5 分别基站到相应接收移动台的下行信道系数, 由衰落模型和路耗因子决定; 而 n_0 , n_1 , n_2 , n_3 , n_4 和 n_5 分别为接收机的接收噪声。

(1) 非再生中继

假设采用非对称合作网络结构, 中继移动台位于基站和目的移动台之间的功率节省区域 (参见第二章)。由于中继移动台 A 和 B 的位置不同, 造成到达目的移动台的延时也不同, 因此我们考虑两种情况。一种是目的接收机无法分辨两个中继台的发送信号, 另一种是能够分辨两个发送信号。如在 CDMA 网络中, 当两个信号的延时超出至少一个码片时, RAKE 接收机是能够区分这两种不同信号的。在这里, 我们仅给出第一种情况的分析, 但在仿真分析时将给出两种情况的比较。

在第一种情况中, 目的移动台在第三和第四个时隙中的接收信号为:

$$r_6 = h_6 r_2 + h_7 r_4 + n_6, \quad r_7 = h_6 r_3 + h_7 r_5 + n_7 \quad (5-11)$$

其中, h_6 和 h_7 分别为中继移动台到目的移动台的信道系数, 由衰落模型和路耗因子决定; 而 n_6 和 n_7 分别为接收机的接收噪声。

因此, 目的移动台收到了来自不同移动台的信号, 进行合并后可得目的移动台接收的估计信号为:

$$\tilde{s}_1 = \tilde{s}_1^{(d)} + \tilde{s}_1^{(r)}, \quad \tilde{s}_2 = \tilde{s}_2^{(d)} + \tilde{s}_2^{(r)} \quad (5-12)$$

其中, $\tilde{s}_1^{(d)} = (|h_0|^2 + |h_1|^2)s_1 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1$, $\tilde{s}_2^{(d)} = (|h_0|^2 + |h_1|^2)s_2 + h_1^* n_0 - h_0^* n_1$

$\tilde{s}_1^{(r)} = (|H_0|^2 + |H_1|^2)s_1 + H_0^* N_0 + H_1^* N_1$, $\tilde{s}_2^{(r)} = (|H_0|^2 + |H_1|^2)s_2 + H_1^* N_0 - H_0^* N_1$

$H_0 = h_6 h_2 + h_7 h_4$, $H_1 = h_6 h_3 + h_7 h_5$, $N_0 = h_6 n_2 + h_7 n_4 + n_6$, $N_1 = h_6 n_3 + h_7 n_5 + n_7$

(2) 再生中继

在这种方式下, 中继移动台分别对原信号进行解码, Alamouti 编码, 然后同步发送, 则目的节点在第二个阶段收到的信号为:

$$r_6 = h_6 \hat{s}_1 + h_7 \hat{s}_2 + n_6, \quad r_7 = -h_6 \hat{s}_1^* + h_7 \hat{s}_2^* + n_7 \quad (5-13)$$

同理, 可得目的移动台接收的估计信号为:

$$\tilde{s}_1 = \tilde{s}_1^{(d)} + \tilde{s}_1^{(r)}, \quad \tilde{s}_2 = \tilde{s}_2^{(d)} + \tilde{s}_2^{(r)} \quad (5-14)$$

其中, $\tilde{s}_1^{(d)} = (|h_0|^2 + |h_1|^2) s_1 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1$, $\tilde{s}_2^{(d)} = (|h_0|^2 + |h_1|^2) s_2 + h_1^* n_0 - h_0^* n_1$

$$\tilde{s}_1^{(r)} = (|h_6|^2 + |h_7|^2) \hat{s}_1 + h_6^* n_6 + h_7^* n_7, \quad \tilde{s}_2^{(r)} = (|h_6|^2 + |h_7|^2) \hat{s}_2 + h_7^* n_6 - h_6^* n_7$$

表 (5-1) 蜂窝网中空时合作编码的再生中继发送协议

发送端		时隙	1	2	3	4
基站	s_1		$-s_2^*$			
	s_2		s_1^*			
中继移动台 A				\hat{s}_1	$-s_2^*$	
中继移动台 B				\hat{s}_2	\hat{s}_1^*	

5.3.2 Ad hoc 网中的合作空时编码

在未来的多跳网络中, 不同节点间信息的交流和相互支持使得局部通信越来越重要, 为了充分利用多跳网络中节点间的分布式虚拟天线阵, 引入空时编码有着一定实用和研究意义。

考虑图 (5-2) 所示的三个节点构成的合作模型, 网络结构可以是对称合作也可以是非对称合作, 各节点为单天线终端。节点间的衰落信道环境假设为块衰落模型, 即信道系数在连续 2 个符号的时间内保持不变, 而在下一组的 2 个符号的时间内为另一个恒定的数值, 但从整个时间域来看, 信道系数仍呈现衰落现象。

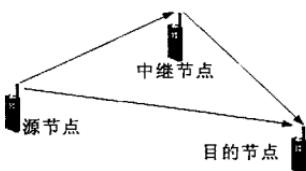


图 (5-2) Ad hoc 网中合作模型

在表 (5-2) 中, 我们给出了两种发送协议。在协议 (1) 中, 源节点在第一个时隙仅发送符号块 (s_1, s_2) 给中继节点, 而在第二个时隙里, 源节点和中继节点同时发送各自的符号块给目的节点, 其中源节点的符号块为 Alamouti 编码 $(-s_2^*, s_1^*)$, 而中继节点发送的为接收信号的再生或非再生样本 (\hat{s}_1, \hat{s}_2) 。这种发送协议相当于第四章中虚拟 MISO 发送方式, 如果目的节点在第一时隙也接收符号块 (s_1, s_2) 的话, 该协议则相当于虚拟 MIMO 发送方式。在协议 (2) 中, 源节点

首先在第一个时隙的前半个时隙发送信号 s_1 给中继节点，而在后半个时隙发送信号 s_2 给目的节点，同时中继节点转发处理后的样本信号 \hat{s}_1 给目的节点；同理，在第二个时隙的前半个时隙源节点发送信号 $-s_2^*$ 给中继节点，而在后半个时隙里发送信号 s_1^* ，同时中继节点转发前半时隙处理后的样本信号 $-\hat{s}_2^*$ 给目的节点。当然，这个发送也可采用虚拟 MIMO 方式。

表 (5-2) Ad hoc 网中空时合作编码的发送协议

发送端	时隙	1	2
源节点		s_1	s_2
中继节点 (1)			$-\hat{s}_2^*$
中继节点 (2)		\hat{s}_1	s_1^*

首先考虑协议 (1) 的发送过程。源节点在第一时隙广播符号块 (s_1, s_2) 给中继节点和目的节点，故各接收终端的接收信号可分别写为：

目的节点的接收信号：

$$y_{11}^{(d)} = h_0 s_1 + n_{11}^{(d)}, \quad y_{12}^{(d)} = h_0 s_2 + n_{12}^{(d)} \quad (5-15)$$

中继节点的接收信号：

$$y_1^{(r)} = h_1 s_1 + n_1^{(r)}, \quad y_2^{(r)} = h_1 s_2 + n_2^{(r)} \quad (5-16)$$

而在第二时隙里，源节点发送 Alamouti 编码的第二个符号块，中继节点发送接收信号的处理样本 (\hat{s}_1, \hat{s}_2) ，考虑再生中继和非再生中继的情况，目的节点的接收信号可分别写为：

(1) 非再生中继

$$y_{21}^{(d)} = -h_0 s_2^* + h_2 y_1^{(r)} + n_{21}^{(d)}, \quad y_{22}^{(d)} = h_0 s_1^* + h_2 y_2^{(r)} + n_{22}^{(d)} \quad (5-17)$$

把式 (5-16) 代入上式，合并后可得接收的估计信号为：

$$\tilde{s}_1 = (|h_0|^2 + |h_2 h_1|^2) s_1 + (h_2 h_1)^* (h_2 n_1^{(r)} + n_{21}^{(d)}) + h_0 (h_2 n_2^{(r)} + n_{22}^{(d)})^* \quad (5-18)$$

$$\tilde{s}_2 = (|h_0|^2 + |h_2 h_1|^2) s_2 + h_0 (h_2 n_1^{(r)} + n_{21}^{(d)}) - (h_2 h_1)^* (h_2 n_2^{(r)} + n_{22}^{(d)})$$

(2) 再生中继

若中继节点对第一时隙的符号块能无差错解码，如第四章的假设，解码信号

与原信号有线性关系, 即 $\hat{s}_1 = as_1$, $\hat{s}_2 = bs_2$, a 和 b 为某一确定常数, 则可得第二时隙目的节点的接收信号为:

$$y_{21}^{(d)} = -h_0 s_2^* + h_2 \hat{s}_1 + n_{21}^{(d)}, \quad y_{22}^{(d)} = h_0 s_1^* + h_2 \hat{s}_2 + n_{22}^{(d)} \quad (5-19)$$

所以, 可得接收信号的估计为:

$$\tilde{s}_1 = (|h_0|^2 + ab|h_2|^2)s_1 + ah_2 n_{21} + h_0 n_{21}^* \quad (5-20)$$

$$\tilde{s}_2 = (|h_0|^2 + ab|h_2|^2)s_2 + ah_2^* n_{22} - h_0 n_{21}^*$$

同理协议 (1), 也可写得协议 (2) 的发送过程, 并分别得到再生中继和非再生中继的接收信号估计。下面仅给出非再生中继的发送过程:

第一时隙的前半时隙:

$$\text{目的接收机: } y_{11}^{(d)} = h_0 s_1 + n_{11}^{(d)}, \quad \text{中继接收机: } y_1^{(r)} = h_1 s_1 + n_1^{(r)}$$

第一时隙的后半时隙:

$$y_{12}^{(d)} = h_0 s_2 + h_2 y_1^{(r)} + n_{12}^{(d)} \quad (5-21)$$

第二时隙的前半时隙:

$$\text{目的接收机: } y_{21}^{(d)} = -h_0 s_2^* + n_{21}^{(d)}, \quad \text{中继接收机: } y_2^{(r)} = -h_1 s_2^* + n_2^{(r)}$$

第二时隙的后半时隙:

$$y_{22}^{(d)} = h_0 s_1^* + h_2 y_2^{(r)} + n_{22}^{(d)} \quad (5-22)$$

5.3.3 仿真研究与讨论

通过上述协议描述, 在这里我们将给出它们的仿真分析和比较。假设信道模型为平坦瑞利衰落, 各信道间是不相关的, 仅在传统中继方式和非对称合作方式考虑路耗的影响。所有接收机都有完好的信道知识, 接收噪声有相同的方差, 发送的符号为 QPSK 调制, 接收机为最大似然检测。

在图 (5-3) 中, 我们给出了蜂窝网中非再生合作分组编码的各种合作方式下的平均误码率比较。图中考虑了单跳无编码 (1x1), 传统 Alamouti 编码 (2x1, 2x2), 传统中继 (2x1x1), 对称合作中继 (2x1x1, 2x2x1) 和非对称合作中继 (2x1x1, 2x2x1) 等几种网络结构, 其中 2x1x1 (2x2x1) 表示基站有两个天线, 一个 (两个) 中继移动台和一个目的移动台。从图中可看出, 非对称中继的性能由于路耗的增益要优于对称网络, 但和传统 Alamouti 编码相比, 对称网络结构的性能要优于 2x1 系统而弱于 2x2 系统, 并实现了相应的分集效应, 如 2x2x1 的系统实现了与 2x2 相同的 4 阶分集。在非对称合作网络中, 也考虑了目的接收机能否区分

两个中继信号的情况。从图中可得知, 当目的接收机不能分开两个中继信号($2 \times 2 \times 1a$)时, 其性能与单个中继(合作 $2 \times 1 \times 1$)相似, 若能区分为独立信号($2 \times 2 \times 1b$)时却表现出更优的性能。从图中还可看出, 传统中继的性能虽优于单跳和 Alamouti 2×1 编码, 但它为一阶分集。

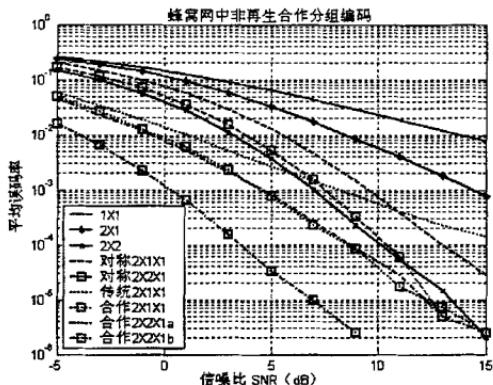


图 5-3 蜂窝网中非再生合作分组编码的平均误码率比较

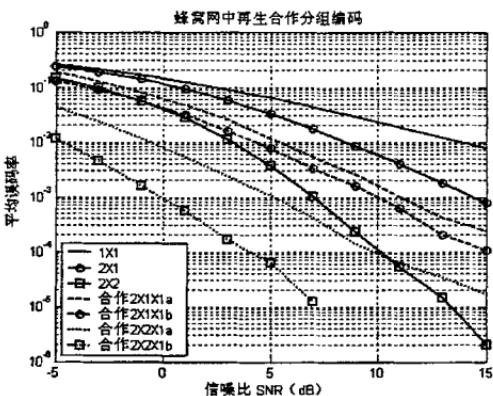


图 5-4 蜂窝网中再生合作分组编码的平均误码率比较

图 5-4 为蜂窝网中再生中继时的平均误码率比较, 但我们仅给出了再生中继非对称合作的情况, 考虑了一个中继($2 \times 1 \times 1$)和两个中继($2 \times 2 \times 1$)时的合作, 并且还给出了中继有差错转发(a)和无差错转发(b)的分析。从图中可看出, 两个中继时的性能要优于单个中继的合作。很显然的是, 无差错转发(b)更优于有差错转发(a), 两个中继时改善较大。

在相同中继个数的条件下, 比较图 (5-3) 和 (5-4), 可看出非再生中继要优于再生中继, 这是由于非再生中继发送的仍然是 Alamouti 编码, 再生中继为有差错解码信号。而再生中继无差错转发 ($2 \times 2 \times 1b$) 却与非再生中继 ($2 \times 2 \times 1b$) 有近似的性能, 这是因为它在第二跳的合作发送中实现了 Alamouti 编码, 与后者获得了相同的分集增益。

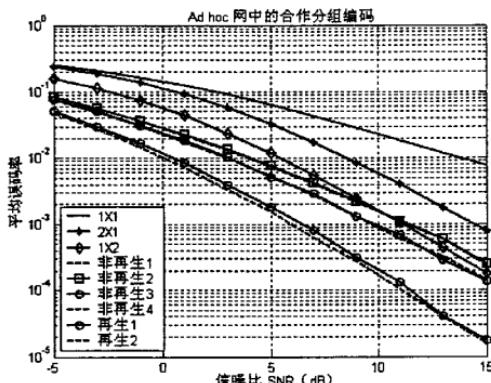


图 (5-5) Ad hoc 网中合作分组编码的平均误码率比较

图 (5-5) 给出了 Ad hoc 网中的非对称合作编码分析。从图中可看出, 合作编码的性能要优于非合作时的编码, 但具有相同的分集效应, 如图中合作编码与传统 1×2 最大比合并有相同的斜率。图中非再生中继 (1) 和 (3) 分别为协议 1 的虚拟 MISO 和 MIMO 的发送方式, 非再生中继的 (2) 和 (4) 分别为协议 2 的虚拟 MISO 和 MIMO 发送方式, 图中可示, 两个协议的相同发送方式具有相同的性能, 但虚拟 MIMO 要优于 MISO 方式。而对于再生中继, 仅考虑了协议 1 无差错解码的情况, 虚拟 MIMO (再生 2) 仍优于 MISO (再生 1)。在图中, 再生中继的性能优于非再生是由于再生中继没有传播第一跳的噪声, 这一点从式 (5-18) 和 (5-20) 中也可看出。

5.3.4 双天线自适应空时编码

在第四章和本章前面的分析中, 为了避免收发信号的耦合问题, 单天线终端不能同时收发同一信道的信号, 前后子信道是正交的, 可能是不同的时隙、频段或码片。这样造成了合作系统比非合作系统要占用更多的系统资源, 比如采用 TDMA 的方式时, 两跳的合作系统需要两倍于单跳的时隙。

然而, 随着对高速无线数据的需求, 未来工作频谱也将越来越高。为提高频

谱效率，在 MIMO 系统中天线的数量和天线间的距离是需要考虑的重要参数。对基站来说由于其本身的自然特点，安装多个天线是可能的。但在移动终端上由于其尺寸的约束和美观的需求限制了多天线的安装。一般来说，如果空间距离不小于二分之一波长，在移动终端侧就能确保信道是不相干衰落。如一个工作在 $f = 2\text{GHz}$ ($\lambda = 0.15\text{m}$) 的 PDA 终端，假设它的最大宽度为 7cm，则在此 PDA 上安装 2 个天线将是可能的。^[25]也曾在合作分集中考虑了双天线的情况。因此，在这里我们将考虑具有双天线的终端，在正常的通信模式时，终端可采用传统 MIMO 技术和基站或其它终端实现点对点直接通信，而一旦被选为中继时，中继终端的两个天线将进入中继模式，一个天线用于接收前一节点（或源节点）发送的信号，另一个天线同时发送前一时隙所接收的信号样本给下一级节点（或目的节点），根据需要选择不同的合作协议。这样可以解决收发信号的耦合问题，若能合理分配信道资源，对提高中继合作时的资源利用率是可能的。

我们知道，在多跳无线网络中，中继节点的通信方式将是多种多样的，如中继方式、合作方式和传统的点对点方式，有无中心的局部通信也有基站参与的全局通信。因此，可以想象在未来的蜂窝网中，基站若能获知小区中移动用户位置的变化和它的不同业务需求，结合编码技术在不同应用情景考虑不同的发送方式，构成一个自适应发送机制将是可能的。如以下几种发送方式：

1. 点对点的直接通信。当相互通信的移动节点在其一定功率的发送范围之内时，采用传统 MIMO 的空时编码方式，如 2×2 的传统 Alamouti 编码。
2. 中继通信方式。当通信的双方因移动性使其超出了对方的功率发送范围或一方处于深衰落或阴影区，此时会考虑中继节点的选择，一旦选定最佳中继节点，可采用虚拟 SISO 的编码发送协议，如再生或非再生方式。此时中继节点的两个天线进入中继方式。
3. 合作通信方式。当通信的双方因传输环境的变化，使得接收信号达不到一定的 SNR 要求，这时考虑其它节点的合作，提高分集效应。当然可由一个节点也可由多个节点组成多跳或多路由的局部通信的多跳网络。合作节点的两个天线也进入中继方式。合作协议可根据要求选取虚拟 SIMO、MISO 或 MIMO 等。

但是，建立自适应合作机制是以获知移动节点的位置和业务需求的信息为前提的，这将涉及到整个未来多跳网络结构的实现问题。虽然^[26]提出的 MCN 和^[27]提出的 HCMN 都初步勾画了基站控制下多跳网络结构，给出了中继节点选择和路由建立的协议，但真正建立一个自适应的合作编码机制还需要很长的路要走。

5.4 小结

本章以多跳合作编码在蜂窝网和 ad hoc 的应用为背景, 提出和改进了适合于不同网络结构的合作空时分组编码方案, 给出了非再生中继和再生中继的分析, 并与单跳无编码和传统 Alamouti 分组编码的情况做了比较。仿真分析表明, 合作编码与非合作编码实现了分集效应, 在一定条件下前者的性能优于后者, 这些条件包括网络结构、中继处理方式和编码的发送方式等; 最后本章根据不同的中继需求可选择不同的中继模式, 提出了双天线自适应合作编码的思想。但是要实现真正的自适应合作编码机制, 还有很多工作要做, 如中继节点的选择和路由的优化等。

参考文献

- [1] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperative diversity through Coding," in Proc. IEEE ISIT, Laussane, Switzerland, July 2002, p. 220.
- [2] T. E. Hunter and A. Nosratinia, Coded Cooperation under Slow Fading, Fast Fading, and Power Control, in *Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, November 2002.
- [3] A. Sendonaris, Erkip, E, and B. Aazhang, "Increasing uplink capacity via user cooperation diversity," Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory, 1998. p156.
- [4] A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, "User Cooperation Diversity - Part I: System Description," IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no. 11, November 2003, pp. 1927-1938.
- [5] A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, "User Cooperation Diversity - Part II: Implementation Aspects and Performance Analysis," IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no. 11, November 2003, pp. 1939-1948.
- [6] J. N. Laneman and G. W. Wornell, Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, in Proc. IEEE WCNC, Chicago, IL, Sept. 2000, vol. 1, pp. 7-12.
- [7] M. Janani, A. Hedayat, T. E. Hunter, and A. Nosratinia, Coded cooperation in wireless communications: Space-time transmission and iterative decoding *IEEE Trans. Signal Processing*, accepted for publication. <http://www.utdallas.edu/~thunter/JSAC.pdf>
- [8] J. N. Laneman, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures," PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, September 2002.
- [9] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed Space-Time Coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Networks," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 59, no. 10, pp. 2415-2525, October 2003.
- [10] P. A. Anghel, G. Leus, M. Kaveh, "Multi-user space-time coding in cooperative networks", *Proc. of ICASSP 2003*, Vol. 4, pp. IV-73-IV-76, April 6-10, 2003.
- [11] A. Stefanov and E. Erkip, "on the performance Analysis of Cooperative Space-time Coded Systems", in Proceedings of IEEE WCNC, Mar. 2003 vol.2, pp:729 - 734
- [12] A. Stefanov and E. Erkip, "Cooperative Space-time Coding for wireless networks", the ITW2003, Paris, France, March 31-Apr.4, 2003, pp:50 - 53.
- [13] M. Dohler, E. Lefranc and H. Aghvami, "Space-time Block Codes for Virtual Antenna Arrays," IEEE 13th International Symposium on PIMRC, 2002, Vol.1, pp.414 -417
- [14] M. Dohler, E. Lefranc, H. Aghvami, Virtual Antenna Arrays for Future Wireless Mobile

- Communication Systems, ICT2002, Beijing, China, June 2002, Conference CD-ROM
- [15] M. Dohler, F. Said, H. Aghvami, Higher Order Space-Time Block Codes for Virtual Antenna Arrays, ICT2003, Tahiti, French Pol., Febr 2003, Conference CD-ROM.
- [16] A. Kastrisios, M. Dohler, H. Aghvami, Influence of Channel Characteristics on the Performance of VAA with deployed STBCs, VTC Spring, Jeju, Korea, April 2003, Conference, CD-ROM.
- [17] R. U. Nabar and H. Baolcskei, Space-time signal design for fading relay channels, in *Proc. IEEE GLOBECOM*, San Francisco, CA, Dec. 2003, to appear.
- [18] G. Scutari, S. Barbarossa, "Distributed space time coding for wideband *Communications*, cooperative relay networks", submitted to *IEEE Transaction on Wireless*, August 2003.
- [19] B. Zhao and M. Valenti, "Distributed Turbo Coded Diversity for the Relay Channel", *IEE Electronics Letters*, Vol. 39, pp786-787, May, 2003
- [20] B. Zhao and M. C. Valenti, "Cooperative Diversity using Distributed Turbo Codes," *Proc. Virginia Tech Symp. On Wireless Personal Comm.*, (Blacksburg, VA), June 2003.
- [21] M. C. Valenti and B. Zhao, "Distributed turbo codes: Towards the capacity of the relay channel," *Proc. IEEE VTC*, (Orlando, FL), Oct. 2003, Vol.1, Pages:322 - 326.
- [22] S. M. Alamouti, A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol.16, no. 8, Oct. 1998, pp. 1451-1458.
- [23] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank, Space-time block codes from orthogonal designs, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 5, July 1999, pp. 1456-1467.
- [24] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results ", *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 17, No. 3, Mar. 1999, pp. 451-460.
- [25] V. Eramian and M. Kaveh, "Combating Shadowing Effects for Systems with Transmitter Diversity by Using collaboration among Mobile Users," Proceeding of the International Symposium on Communications, No.9.4, pp105.1-105.4, Nov. 13-16, 2001, Taiwan.
- [26] Y. D. Lin and Y.-C. Hsu, "Multihop Cellular: A new Architecture for Wireless Communications," in Proceedings of IEEE INFOCOM, Tel-Aviv, Israel, Mar 2000.
- [27] M. Lott, M. Weckerle, W. Zirwas, H. Li, and E. Schulz, "Hierarchical Cellular Multihop Networks", EPMCC 2003, March 2003.

第六章 结束语

自从中继技术引入到无线通信系统中，虽然经历了许多通信工作者的探讨，甚至九十年代中期 ODMA 的提出，自组织网络的研究（如无线分组网络和移动 ad hoc 网络）等，但直至合作分集的提出才引起了通信工作者的关注。在这期间，很少有文献涉及中继技术在通信系统物理层上的研究和分析。从目前出现的文献看，有关多跳中继技术的研究已成星星之火可燎原之势，究其根底是由于人们对通信业务日益增长的需求和有限的无线频谱资源矛盾的产物。这种技术不仅可解决高速数据传输和无线覆盖的矛盾，也可降低系统发送功率提高系统容量，甚至可为当前多种通信网络（如蜂窝网和 WLAN）的融合走向统一提供捷径。基于多跳技术的多跳无线网络已被认为是未来通信系统中强有力候选者之一。鉴于以上研究背景，本文试图从通信系统物理层的多个角度对多跳中继技术进行了研究和分析。

文中首先从无线信道衰落特性的角度研究了多跳无线信道及其分集系统的性能。建立了多跳无线信道和多路由分集系统的数学模型，提出了用接收均衡和发送预均衡的方法设计非再生中继时的放大因子，以两跳信道为特例在不同衰落环境下给出了这些系统的性能分析，推导了有关数学闭式解。然后提出用编码增益和分集增益的概念讨论了多跳技术所带来的好处，系统的编码增益主要来自于多跳路径损耗的减少，而分集增益主要来自分集支路的增加，如多路由系统的路由数。但在发送总功率一定的情况下，跳数和路由数的增加并非带来更大的增益好处。再生中继与非再生中继在高信噪比区具有相似的性能，在低信噪比区前者若优于后者，但多跳再生中继系统的性能取决于最弱的情况。最后以三个节点构成的合作系统为模型讨论了节点的移动性对多跳中继系统性能的影响和系统性能的优化问题。在最优功控和不同路耗因子下，给出了功率节省时中继节点的选择范围。路耗因子越大，中继节点的选择范围也越大。在功率优化方面，再生中继取决于最弱跳的接收功率，而非再生中继与第一跳的功率分配有关。

其次从宏分集的角度研究了多跳技术的应用。文中首次把多跳技术引入了传统宏分集系统中，构造了多跳合作宏分集系统。主要研究了两跳宏分集系统上行链路的性能，分析了在不同合并方式中断率和误码率，其性能要优于传统宏分集系统，多跳技术加强了原宏分集系统中移动用户因位置不同而引起性能变化的鲁棒性，可改善宏分集系统无线链路的传输可靠性。

然后从 MIMO 的角度研究了多跳技术的容量问题。文中建立了分布式合作 MIMO 系统中不同合作协议的数学模型，并推导了它们的容量闭式数学描述。分别从容量和分集的角度讨论了这些合作协议带来的好处。仿真分析表明，分布式

合作 MIMO 系统在一定条件下可实现全分集, 性能优于传统的 MIMO 系统。但由于合作 MIMO 系统需要更多的系统资源, 从而降低了因路耗增益所带来的好处。

最后还结合空时编码研究了合作空时分组编码方案。文中以基站蜂窝网和无中心 ad hoc 网的应用为背景, 针对空时分组编码提出了几种合作编码的方案, 并与传统空时分组编码做了比较。仿真分析表明, 合作编码与非合作编码实现相同的分集效应, 在一定条件下前者的性能优于后者, 这些条件包括网络结构、中继处理方式和编码的发送方式等; 最后根据不同的中继需求可选择不同的中继模式, 提出了双天线自适应合作编码的思想。

尽管文中从不同角度探讨了多跳中继技术的特点和应用, 但相对于它未来的应用前景还远远不够。而且文中所涉及的多跳信道模型多限于两跳及其分集的分析, 还缺乏一般模型的推广, 因为这将涉及到数学推导的简化。如多跳技术在莱斯信道下的性能分析还保持未知。在第三章中所提出的多跳宏分集系统虽然改善了传输性能的鲁棒性, 但新宏分集系统的容量需要进一步分析, 因为中继会引入更多的干扰。在分布 MIMO 系统的容量分析中, 多节点的合作协议还需要探讨。由于合作系统要占用更多的系统资源, 在整个小区优化和分配有限的资源及中继干扰的分析都是很有意义的工作。最后在合作编码方面, 还需要涉及更多的编码类型, 寻求合理的自适应合作编码机制。

另外, 多跳合作技术不仅仅表现在物理层上的合作, 还将涉及通信系统更高层的合作, 如媒体接入控制 (MAC) 层和网络层, 只有这样才能发挥它应有的魅力, 在未来的通信技术领域中占有一席之地。

因时间关系, 本文的研究仅仅涉及了物理层方面部分工作, 还保持着很多未知和不足。然而, 随着通信技术发展和科技工作者的努力, 多跳合作技术的研究和应用必将呈现一番新的天地。

致 谢

谁说盛夏不是收获的季节，谁说千日的耕耘仅是论文的完成。虽然三年的博士生活即将载入记忆之中，顿笔回首，令人难以忘怀的仍是浓浓的师生情、亲情和友情。今日所取的每一份喜悦，无不与之戚戚相关。

为此，谨以此文献给所有曾给予我支持和帮助的老师、同学和亲人。

首先衷心感谢恩师胡健栋先生。整个论文工作都离不开胡老师的悉心指导和支持。先生以其渊博的专业知识、严谨的治学态度和勤奋好学、勇于创新的精神使我开阔了视野；先生的悉心教诲、辛勤指导、严格要求和宽松的氛围使我在学术研究和工作方法上受益终生；先生的豁达平易，严以律己，宽以待人的人格魅力在潜移默化中净化了我的思想。先生虽年逾七旬，仍忘我工作，同时还在生活上给予了无微的关心和帮助，我将永远铭记于心——为人师言传身教数十载，育新人留得桃李香人间。

衷心感谢全庆一教授在三年学习期间给予的指导和帮助。全老师学识渊博，思维敏锐，作风务实，在学术问题上不吝指导，为实验室营造了浓厚的学术气氛。

感谢张志美老师对实验室的精心管理，为我们提供了良好的学习环境；也感谢她在生活上给予的关心、帮助和支持。

在三年的学习期间，实验室纪阳博士、田辉博士，郑来波博士，许献国博士，宋文妙博士，陈美娥博士及梁宏琨硕士，罗益硕士、王辉硕士、田开颜硕士、郭春刚硕士、周恩硕士、车进硕士、马春明硕士、谢刚硕士、汤素琪硕士和李潇硕士等其他同学和朋友都给予了十分有益的关心和帮助。在此，向他们表示深深地感谢。

感谢关心和支持我的父母、兄嫂以及所有的亲人。没有他们始终如一的鼓励和理解，求学之路不会如此的顺利。

感谢曾经为论文提供资料的国外学者以及在百忙中为我审阅论文的教授和专家学者。

2004年6月

攻读博士学位期间发表的学术论文和著作

- [1] 程卫军, 胡健栋. “瑞利衰落信道下多跳无线链路分集系统的性能分析”, 北京邮电大学学报, 第 27 卷, 第 3 期, 2004 年 6 月
- [2] 程卫军, 胡健栋. “瑞利衰落信道下多跳无线信道及其分集系统的误码率” 重庆邮电学院学报, 已录用。
- [3] Cheng Weijing and Hu Jiandong, “Performance Analysis of Multi-user Cooperative Diversity Systems in Rayleigh Fading Channels”, Proceedings of ISCIT2003, Vol-1, pp.35-39, Sept.3-5, 2003, Thailand.
- [4] 程卫军, 胡健栋. “无线蜂窝网络中一种新的多跳宏分集”, 2003 通信理论与信号处理年会论文集. 重庆. 11. 1-2, 2003: 248-253 (获优秀论文奖)
- [5] 程卫军, 胡健栋. “无线蜂窝网络中一种新的多跳宏分集”, 通信学报, pp81-86, Vol.24, No.11 [A], 2003.
- [6] Cheng Weijing and Hu Jiandong, “Performance Analysis of the uplink for A Multi-hop Macro-diversity System”, Proceedings of Future Telecommunications conference'2003, Dec.09-10,2003, Beijing, pp.284-287.
- [7] Cheng Weijing and Hu Jiandong, “Multi-hop Relaying Technologies for Wireless Cellular Networks”, Proceedings of Future Telecommunications conference'2003, Dec.09-10, 2003, Beijing, pp.623-627
- [8] 程卫军, 胡健栋. “瑞利-对数正态联合衰落下多跳宏分集的性能分析”, 电子与信息学报, 已录用。
- [9] 程卫军, 胡健栋. “对数正态阴影环境下多跳无线信道的中断率分析”, 电路与系统学报, 已录用。
- [10] Cheng Weijing, Zheng Laibo and Hu Jiandong, “Performance Analysis of Cooperative Macro-diversity in Mobile Cellular Networks”, IEEE 6th CAS Symposium on Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless Communication, Shanghai, China, May 31-June 2, 2004, pp133-136.
- [11] Cheng Weijing, Zheng Laibo and Hu Jiandong, “Performance Analysis of Cooperative Macro- diversity in Rayleigh-Lognormal Composite Fading” The second International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS'04), Chengdu, China. To appear.
- [12] Zheng Laibo, Cheng Weijing and Hu Jiandong, “An Improved Signal Reconstruction CFO Blind Tracking Approach for OFDM System in Multipath Channels”, IEEE 6th CAS Symposium on Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless

Communication, Shanghai, China, May 31-June 2, 2004, pp37-40.

- [13] Zheng Laibo, Cheng Weijing and Hu Jiandong, "A Novel Decision-Directed CFO Blind Tracking Algorithm for OFDM System in Multipath Channels", The second International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS'04), Chengdu, China. To appear.
- [14] 胡健栋, 程卫军, 纪阳等,《现代无线通信技术》, 机械工业出版社, 北京, 2003.6.