

## 摘 要

协作中继技术可以有效的抵抗无线信道的多径衰落,提高覆盖范围和实现盲区覆盖,在未来的无线通信网络中将得到广泛的应用。与传统的单跳网络不同,在协作中继网络中需要信源和中继的共同作用来完成信息的传输,因此根据信源、中继和目的各节点间的信道状态来合理的分配系统的资源,对提升中继系统的性能具有重要作用。本论文主要讨论了优化功率分配和中继节点的选择问题。

首先,给出了 One-way 中继系统和 Two-way 中继系统的系统模型,并分析了其工作原理;接着详细阐述了固定型中继、选择型中继和增强型中继三种协作协议的传输机制和应用环境;然后对 Two-way 中继系统和 One-way 中继系统的信道容量进行了仿真对比,结果表明 Two-way 中继系统可以获得更大的信道容量。

然后,讨论了三节点 Two-way 中继系统的优化功率分配问题。在 Rayleigh 衰落信道下,分别以最小化中断概率和最大化系统总容量为优化准则,推导了各节点的优化功率分配系数;进一步研究了 Nakagami-m 衰落信道下系统的中断性能,经过理论推导得到了中断概率的下界表达式。并在系统总功率受限的条件下,以最小化系统的中断概率为准则进行优化功率分配。通过计算机仿真验证了理论结果的正确性。

最后,在多节点 Two-way 中继系统中,研究了两种联合的中继选择和优化功率分配方法。一种是以最小化中断概率为准则进行中继节点的选择,推导得到了中断概率的闭式解,在最优中继的基础上,进行优化功率分配;另一种是以最大化系统容量为评价标准,在系统总功率受限的条件下,利用最大化最小两终端接收信噪比的方法,应用含有权重因子的信噪比平衡的方法进行求解,得到了优化功率分配解和最佳中继选择策略。同时分析了通过联合的中继选择和优化功率分配,系统的中断概率和信道容量的性能提升。

**关键词:** Two-way 中继系统; One-way 中继系统; 功率分配; 中继选择

## ABSTRACT

Cooperative relay technology has been shown to be effective to mitigate the negative effects of multi-path fading and to attain broader coverage range, which has a wide application prospects in the future wireless communication networks. Differing from traditional single-hop networks, a transmission of cooperative relay networks is implemented cooperatively by the source and its relays, so the system resource needs to be allocated between the source and the relays based on the channel status of the links among the source, the relays and the destination, which have a great effect on the system performance. The choice of relay nodes and optimum power allocation was discussed in this paper.

To begin with, we analyzed the one-way and two-way relay system model and principle of operation. Then, we researched the transmission mechanism and application environment of three collaboration protocol including the fixed relaying, selection relaying and incremental relaying. In addition, compared channel capacity of one-way relay system with two-way relay system, the simulation results show that two-way relay system achieve channel capacity that are substantially larger than the capacity of one-way relay system.

Next, we discussed the optimum power allocation problem of three node of two-way relay system. We first derived each node optimum power allocation coefficient to minimize the outage probability and maximize the total capacity respectively under Rayleigh fading channel; Then, we studied the performance of outage under Nakagami-m fading channel and derived a lower bound of outage probability. Furthermore, considering a total transmit power budget and minimizes the outage probability as the optimization criterion, we discussed an optimum power allocation method. Simulation results verify the accuracy of theoretical analysis.

At last, we studied two optimal joint relay selection and power allocation schemes in the multi-node of two-way relay networks. One is in the principle of minimum outage probability to conduct the selection of relay nodes, derived closed-form solution of outage probability, based on the optimal choice of relay, the optimal power allocation was conducted; the other is based on the maximization of the smaller of the received signal-to-noise-ratios (SNRs) of the two transceivers under a total transmit power budget, maximize the system capacity as the

optimization criterion, and apply SNR balancing scheme with the weighting coefficients to solving, gained optimal power allocation solution and optimal choice of relay scheme. In the mean time, the performance improvements of outage probability and channel capacity with joint relay selection and power allocation schemes is analyzed.

**Key Words:** Two-way relay system; One-way relay system; power allocation; relay selection

## 第1章 绪论

随着互联网和多媒体技术的飞速发展,用户希望无线通信网络能够提供更加丰富的业务内容,比如实时电视节目、图像传送、因特网接入等数据或多媒体业务。对于运营商来说,则更希望下一代的通信系统能够更易加载各类新业务及融合新的技术,而无需频繁地进行系统结构和设备的变动,这些多样化的业务需求都对未来无线通信网络提出了更高的要求。作为4G关键技术之一的协作通信,它通过各协作用户之间共享天线的方式形成一种“虚拟的天线阵列”,充分利用空域信息,提高了系统的频谱利用率<sup>[1,2,3]</sup>。

### 1.1 研究背景和意义

在无线通信系统中,通信信号存在多径传输,信号传输的多径衰落特性严重制约了无线通信系统的性能。而分集技术,通过搜寻和利用无线传播环境中独立的(或至少是高度不相关的)多径信号,可以有效抵抗无线信道的多径衰落特性。分集技术包括:时间分集、极化分集、空间分集和频率分集等,由于空间分集不占据额外的频带和时间资源,还可以与其它分集方式相结合,从而得到了广泛的应用<sup>[4]</sup>。

多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术通过在发射机和接收机端安装多个天线的方式,构建多输入和多输出的信道结构,充分利用空间的资源,节省功率,提高信道的容量和系统的频谱利用率,且能抵抗无线信道的衰落。但是,在实际应用中,MIMO技术仍存在一些问题,现有多天线一般只能设置在基站端,移动终端很难安置多根天线,具体有两方面原因<sup>[5]</sup>:一是移动终端对体积、功耗和质量的要求比较苛刻;二是理想MIMO多天线系统要求相邻天线之间的距离要远大于载波波长,并且不同收发天线之间的传输信道是相互独立的,或至少是不相关的,但是移动终端由于受体积限制,无法满足这点要求。因此,MIMO系统的实用化受到了很大的限制。

在这种情况下,A. Sendonaris<sup>[6]</sup>等人受到中继信道的启发提出了协作分集(Cooperative Diversity)的概念。使单天线的移动终端也可以实现空域分集。它通过各协作用户之间有效天线共享的方式构建虚拟MIMO系统,为MIMO多天线技术走向实用化提供了一条新的途径。协作通信的提出,在确保布网开销较小的条件下,使大幅度提高通信质量成为可能。协作通信技术从协作的角度把无线信道、无线网络、物理层传输技术等综合在一起进行设计和优化,能够给各种无线传输技术和无线网络带来更大的性能增益,是一种极具潜力的技术。其具体特点如下<sup>[7,8,9]</sup>:

(1) 提高系统性能。利用协作通信的传输方式,通过合并接收或空时联合发射,不仅可以提高系统容量、增大数据传输速率,而且可以获得复用增益或者分集增益。

(2) 扩大覆盖范围。通过协作节点之间的协作传输,使得单个节点数据传输的有效半径大大增加。

(3) 实现盲区覆盖。通过多个节点间的协作传输,使得处于通信盲区的两个节点之间形成视距传输,改善通信链路质量。

## 1.2 无线中继系统的历史发展和研究现状

协作通信的基本思想来源于 Cover 和 Gamal 对中继信道的信息论特性的研究。他们在假设所有节点工作频带相同的条件下,研究了一个三节点中继网络的容量,得出了几种特殊情况下的中继信道容量和一般情况下的信道容量界,奠定了中继通信的基础理论<sup>[1]</sup>。Sendonaris<sup>[10,11]</sup>等人描述了用户的协作策略,对用户协作的容量界、中断概率和提高蜂窝覆盖范围的信息理论进行了分析,结果表明用户协作通信不仅增加系统的吞吐量和覆盖范围,而且降低了用户对信道变化的敏感度。同一时期, A.H. Madsen<sup>[12,13]</sup>也对中继技术在衰落信道上系统容量的上、下界进行了讨论,表明中继信道的性能要优于传统的多跳信道的性能。且通过功率分配后,系统可以获得更大的增益。

Laneman<sup>[14]</sup>等人提出了三种具有较低复杂度的协作分集协议,包括固定型中继协议、选择型中继协议和增强型中继协议。并分别对此三种协作协议下系统的中断性能进行了分析。研究表明,除固定型的解码-转发方案外,其他协作协议都能获得满分集增益。同一时期, Hunter 等人将信道编码的思想与协作通信理论相结合,提出了编码协作 (Coded Cooperation, CC) 协议<sup>[15,16]</sup>,在 CC 协议中,当接收端能够正确解码来自不同信道的信息时,系统可以同时获得分集和编码增益。

功率、频率和时间等无线资源的优化分配,不仅可以节约资源,还可以提高协作通信系统的性能。而目前协作通信中相关研究大都集中于功率分配方面。文献[17]分别基于完全信道状态信息和信道统计信息,以最小化系统的中断概率为目标研究了 AF 协议下系统的功率分配方法,而且证明了提出的功率分配方法能同时最小化系统的符号差错率。文献[18]以最大化目的节点的接收信噪比为准则,分别在 AF 和 DF 协议下对编码系统和非编码系统提出了自适应的功率优化分配策略,仿真结果表明,与等功率分配相比,提出的自适应功率分配方法可以获得约 1-2dB 的信噪比增益。文献[19]研究了 DF 协议下系统的功率分配,以最小化系统的平均符号差错率为目标,提出一种功率分配方法。

另外，中继选择也是提升协作通信系统性能的有效方法。文献[20]在平坦瑞利衰落信道下，研究了编码协作系统中的协作伙伴选择问题，通过设置协作增益的方法来选择最佳中继节点。文献[21]以最小化端到端的比特差错率为目标，提出了基于信噪比门限的中继选择策略。文献[22]对 DF 协议下双向中继系统的中继选择策略进行了研究，并推导得到了比特差错率的闭式解，仿真结果表明，当源节点传输功率大于或等于中继节点传输功率时，此中继选择方案的误码率性能优于所有中继都参加的方案，但当源节点传输功率小于中继节点传输功率时，中继选择方案性能要次于所有中继都参加的情况。

任何一种新技术的出现，必然会带来大量的新问题，协作通信也不例外。协作中继技术作为一种新型组网技术，现在关于它的大部分研究还集中在理论层面。将协作通信技术应用到具体无线网络中时，还有许多实际问题亟待解决<sup>[7]</sup>：

#### (1) 同步问题

目前大部分有关协作分集的研究都是在假设系统能够很好同步的前提下进行的，在协作通信系统中，源节点和中继节点都会向目的节点发送信号，而同步是实现可靠接收的前提，因此同步问题是协作通信亟待解决的问题之一。研究对同步要求较低的协作分集协议或提高网络的同步性能是协作分集能否实用的关键点。

#### (2) 协作伙伴的选择问题

在一个包含任意  $N$  个中继的多节点协作场景中，协作伙伴怎样管理和分配，比如何时进行协作通信、与哪一个中继协作等；协同伙伴由发射端、接收端还是由专门的通信实体来决定；还有在移动环境中，应该隔多久时间重新选择合作伙伴都是必须要解决的问题。

#### (3) 功率优化分配问题

在协作通信系统中，信息传输是由信源和中继节点共同完成的，这将导致系统消耗的功率变大。而功率资源是有限的，因此在总功率受限的通信环境中，研究信源和中继节点之间的优化功率分配，可以达到提高资源利用率的效果。

#### (4) 复杂度的问题

协作通信技术给通信用户带来性能增益的同时，也增加了接收机的复杂度。因此在某些环境下，需要对性能增益和复杂度之间进行权衡。当用户协同带来的增益大于接收机复杂度的增加时，采用协作通信是值得的。实际上，协作通信的最大优点是降低数据速率对信道变化的敏感度。同时对于语音或视频等这些实时业务，协作通信可以降低中断概率，改善通信质量。

### 1.3 论文的主要内容

功率是非常有限的资源，所以如何在系统总功率受限的条件下，对进行通信的各用户节点进行优化功率分配来提高系统的性能，节约功率资源，以及如何在大量的可能合作的中继节点中选择最佳的合作伙伴，都是协作中继技术达到理想效果的基础。为此本文主要研究协作中继系统的优化功率分配和中继节点的选择问题。

论文的结构安排如下：

第一章，简述课题的研究背景和意义，总结协作中继技术的发展历程、研究现状和存在的问题，并给出本文的主要研究内容。

第二章，分析无线衰落信道的传播特性，并对瑞利衰落信道、莱斯衰落信道和 Nakagami-m 衰落信道三种典型的信道统计模型进行讨论；然后阐述了信道容量和网络信息论等协同信息理论的基础知识。

第三章，首先简要分析协作中继系统的系统模型及工作原理；然后着重阐述协作中继技术的三种基本协作协议：固定型中继协议、选择型中继协议和增强型中继协议；最后对 One-way 中继系统和 Two-way 中继系统的信道容量进行仿真对比。

第四章，分别在 Rayleigh 衰落信道和 Nakagami-m 衰落信道下，讨论了三节点 Two-way 中继系统的优化功率分配问题。首先给出典型的三节点 Two-way 中继系统模型；然后，在 Rayleigh 衰落信道下，分别以最小化中断概率和最大化系统总容量为优化准则进行优化功率分配，推导得到了各节点的优化功率分配系数。接着讨论了 Nakagami-m 衰落信道下系统的中断性能，通过理论推导得到了中断概率的下界表达式，并研究了基于信噪比平衡的优化功率分配方法；最后通过计算机仿真验证了优化功率分配给系统带来的性能增益。

第五章，主要讨论多节点 Two-way 中继系统中联合的中继选择和功率优化分配问题。首先给出多节点 Two-way 中继系统的系统模型；然后研究了两种联合的中继选择和优化功率分配策略：一种是以最小化中断概率为准则进行中继节点的选择，并在最优中继的基础上，进行优化功率分配。另一种是在系统总功率受限的条件下，以最大化系统容量为目标进行联合的中继选择和优化功率分配；最后对理论结果进行仿真分析。结果表明：最佳中继选择策略可以提高系统的性能，而联合的中继选择和优化功率分配方案可以更进一步地提高系统性能。

最后对本文研究工作进行总结，并给出了有待进一步深入研究的内容。

## 第2章 协作通信技术的理论基础

无线信道的时变性和不可预见性，导致其特别难以分析。因此深入研究无线信道、掌握其特点对提高通信系统的性能是十分必要的。同时随着无线通信技术的飞速发展以及用户需求的不断增加，使得对无线系统潜在信道容量极限的研究变的越来越重要。

### 2.1 无线衰落信道

移动无线信道中，由于存在多径传输和多普勒频移，使得信号经过移动无线信道传输时，可能会出现剧烈的幅度变化、码间干扰及载频偏移等，导致通信系统的性能明显下降。因此移动无线信道又经常被称为衰落信道。而衰落信道的复杂特性导致了对衰落信道分析方法的复杂性<sup>[4]</sup>。因此对衰落信道特性的学习是至关重要的。

#### 2.1.1 无线信道传播特性

在无线通信系统中，影响信号传播的三种最基本的机制为反射、绕射和散射<sup>[23]</sup>。

##### (1) 反射

当电磁波在传输时遇到比射频载波波长大得多的物体时，会发生反射现象。反射产生于建筑物、地球和墙壁表面等。在通信工程中，电磁波的反射现象经常用几何光学的反射理论来处理。反射波和折射波的电场强度取决于原媒介中的入射波强度和反射系数，而反射系数的大小由波的极化方式、入射角和无线电波的频率所决定。

##### (2) 绕射

当接收机和发射机之间的可视路径上存在密度较大的物体、其尺寸比射频载波波长大许多时，射频信号不能穿透障碍物直接到达接收端，但能在障碍物的表面产生次级波，使射频能量绕过障碍物到达接收端，这种物理现象称为绕射。在接收机和发射机之间存在高大的建筑物、山丘、森林等障碍物时，由于绕射的存在使接收机仍能接收到信号。

##### (3) 散射

当射频载波穿行的介质中，存在小于波长的小物体或其他不规则物体，并且单位体积内阻挡体的个数很大时，会产生散射现象。城市的街灯、路标、植物等都会使信号发生散射。电磁信号传播路径上使信号发生反射的物体，一般都会同时产生散射现象。由于散射，导致移动通信环境中实际接收信号通常比只用反射模型预测的接收信号要强。

由于传输的距离、空间传输介质对电磁波的吸收或地表物的反射与散射等现象的存



在，使得移动无线信号再传输过程中会产生各种衰减。因此当信号经过无线信道传输到达接收端时，一般要比发射信号弱的多。移动通信信号在空间传播中主要经历两类衰落——大尺度衰落和小尺度衰落<sup>[4]</sup>。

大尺度衰落是由于发射机与接收机之间长距离和两者之间的障碍物的遮蔽影响而造成的信号强度的衰减，它反映了移动信号在较大区域中的平均能量的减少，也称为路径损耗。大尺度衰落的统计模型将路径损耗作为距离的函数，平均路径损耗服从距离  $n$  次方律的关系，信号强度采用以围绕均值的对数正态分布变量来描述。 $n$  表示路径损耗指数，它取决于频率、天线高度和传输环境。在自由空间中  $n$  等于 2，而当传播路径上有障碍物时， $n$  就比较大，一般为 3~4。

小尺度衰落是指当移动台在一个较小的范围运动时，引起的接收信号的幅度、相位和到达角度等的快速变化。当存在大量的反射路径，而没有直射路径信号分量时，此时的小尺度衰落为瑞利衰落，接收信号的包络服从瑞利分布。如果在这些多径信号的叠加中存在一条视距传播路径时，即在接收信号中存在一个主要信号分量，则接收信号就服从莱斯分布。移动无线信道中由信号、信道及发送速率的特性引起的的时间色散与频率色散可能产生 4 种显著效应。图 2.1 给出了小尺度衰落的 4 种不同类型衰落的树图。

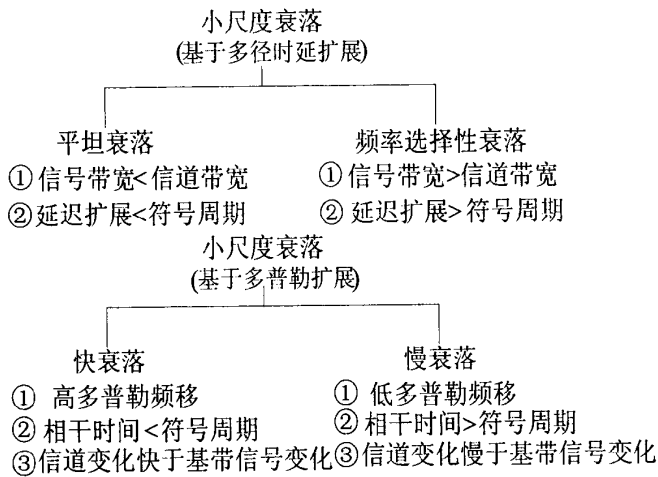


图 2.1 不同类型小尺度衰落的树图

## 2.1.2 典型的衰落信道统计模型

### (1) 瑞利 (Rayleigh) 衰落

Rayleigh 多径衰落信道要求接收机与发射机之间不存在直射路径，且有足够多分布比较均匀的散射体。Rayleigh 分布是一个均值为 0，方差为  $\sigma^2$  的平稳窄带高斯过程，其包络  $A$  服从是瑞利分布，相位  $\Phi$  服从  $(-\pi, \pi)$  区间的均匀分布<sup>[23]</sup>，即：

$$f_A(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), & a \geq 0 \\ 0, & a < 0 \end{cases} \quad (2-1)$$

$$f_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \quad |\phi| \leq \pi \quad (2-2)$$

当信道存在高斯白噪声时, 经过理论推导可知, 多径信号的包络和相位仍是相互独立的, 且分别服从 Rayleigh 分布和均匀分布。与不存在高斯白噪声时的差别在于其同相分量和正交分量的方差不同, 此时方差分别为所有散射多径信号功率之和  $\sigma_s^2$  与窄带加性高斯白噪声功率  $\sigma_N^2$  之和, 所以信噪比表示为:

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_N^2} \quad (2-3)$$

另外, Rayleigh 随机变量的平方服从指数分布。且当一个随机二维向量的两个分量呈独立的、有着相同方差的正态分布时, 这个向量的模呈 Rayleigh 分布。

### (2) 莱斯 (Rice) 衰落

Rice 衰落信道<sup>[4]</sup>具有一条直视路径和多条较弱的散射路径。其概率密度函数为:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A^2 + x^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right), & (A \geq 0, x \geq 0) \\ 0, & (x < 0) \end{cases} \quad (2-4)$$

其中: 参数  $A$  指主信号幅度的峰值,  $I_0(\cdot)$  为第一类零阶修正贝塞尔函数。莱斯分布常用参数  $K$  来描述,  $K$  称为莱斯因子,  $K$  的物理意义是主信号的功率与散射功率之比。  $K = A^2/(2\sigma^2)$ , 它完全确定了莱斯分布。用莱斯因子  $K$  表示概率密度函数, 则可以得到莱斯分布的另一种常用的表示形式为:

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{2(1+K)e^{-K}\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\alpha\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right), \alpha \geq 0 \quad (2-5)$$

其中,  $\Omega = E[\alpha^2]$ ,  $\alpha$  表示莱斯衰落信道的信号包络。当  $K \rightarrow 0$ , Rice 分布逐步转化为 Rayleigh 分布。当  $K \rightarrow \infty$  时, 莱斯分布逐渐趋向于无衰落的点分布。

### (3) Nakagami-m 衰落

Nakagami-m 分布<sup>[23]</sup>是基于曲线拟合方法得到的, 因此 Nakagami-m 分布并没有相应的物理模型。它的特点是具有可调参数  $m$ , 选择不同的  $m$  对应不同的分布。Nakagami-m 分布使衰落信道的数学描述更一般化和定量化, 虽然 Nakagami-m 是近似的分布, 但比使用严格的模型得到过于复杂的精确分布的方法要简便得多。

服从 Nakagami-m 衰落分布的概率密度函数为:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{2 \cdot m^m \cdot x^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right), & x \geq 0, m \geq \frac{1}{2} \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (2-6)$$

其中,  $\Omega = E[x^2]$ ,  $\Gamma(\cdot)$  为完全伽玛函数, 定义式为  $\Gamma(z) = \int_0^{\infty} t^{z-1} e^{-t} dt$ ,  $\text{Re}(z) > 0$ 。

当  $m=1/2$  时, Nakagami- $m$  分布变成单侧高斯分布;  $m=1$  时, Nakagami- $m$  分布转化为 Rayleigh 分布。对于较大的  $m$  值 ( $m > 1$ ), Nakagami- $m$  分布和 Rice 分布形状相似, 所以两者可以通过 Rice 因子  $K$  和 Nakagami- $m$  因子  $m$  之间的关系得到近似关系:

$$K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, \quad m > 1 \quad (2-7)$$

$$m = \frac{(K+1)^2}{2K+1}, \quad K \geq 0 \quad (2-8)$$

由分析可知, 对 Nakagami- $m$  分布而言, 小的  $m$  值对应大的方差, 大的  $m$  值对应小的方差, 所以具有较小  $m$  值的 Nakagami- $m$  信道具有更强的衰落特性。

## 2.2 信道容量

随着无线通信需求的不断增加, 对各种无线系统潜在信道容量极限的研究变的越来越重要。在不考虑编译码时延和复杂度的条件下, 信道容量给出了使误码率趋于无限小的最高的传输速率。信道容量的基础概念是信道输入和信道输出之间的互信息量。香农将信道容量定义为这个互信息量在不同信道输入分布下的最大值<sup>[24]</sup>。由于我整个研究过程都假设用户是单天线系统, 所以在此我们只讨论单天线系统的信道容量。

### 2.2.1 高斯信道容量

下面介绍最为常见的满足高斯随机分布的连续信道模型, 如图 2.2 所示。

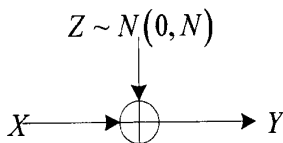


图 2.2 高斯信道示意图

图中,  $X$  为输入信号,  $Y$  为输出信号,  $Z$  为信道噪声, 且假设  $Z$  与  $X$  相互独立。其中  $Z$  是服从均值为零、方差为  $N$  的高斯分布, 即  $Z \sim N(0, N)$ 。则有  $Y = X + Z$ 。因此当输入平均功率限制为  $P$  时, 高斯信道容量  $C$  为:

$$C = \max_{p(x): E(X^2) \leq P} I(X; Y) \quad (2-9)$$

将上式中的互信息  $I(X;Y)$  展开, 由于  $Z$  和  $X$  相互独立, 可以得到:

$$\begin{aligned} I(X;Y) &= h(Y) - h(Y|X) \\ &= h(Y) - h(X+Z|X) \\ &= h(X+Z) - h(Z|X) \\ &= h(X+Z) - h(Z) \end{aligned} \quad (2-10)$$

因为  $Z$  是服从方差为  $N$  的高斯分布, 所以有  $h(Z) = 1/2 \ln 2\pi e N$ <sup>[24]</sup>。而  $Z$  和  $X$  独立, 且  $E(Z) = 0$ , 所以有:

$$\begin{aligned} E(Y^2) &= E[(X+Z)^2] \\ &= E(X^2) + 2E(X)E(Z) + E(Z^2) \\ &= P + N \end{aligned} \quad (2-11)$$

根据已有定理可知当输入信号功率受限时, 正态分布具有最大熵, 可以得到  $h(Y)$  的上界为  $1/2 \log_2 2\pi e (P+N)$ 。利用此结论, 则可以得到:

$$\begin{aligned} I(X;Y) &= h(Y) - h(Z) \\ &\leq \frac{1}{2} \log_2 2\pi e (P+N) - \frac{1}{2} \log_2 2\pi e N \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N} \right) \end{aligned} \quad (2-12)$$

其中的等号在  $X \sim N(0, P)$  时取得, 综上所述, 可以得到下面的定理:

输入功率限制为  $P$  且噪声方差为  $N$  的高斯信道容量为:

$$C = \max_{p(x): E(X^2) \leq P} I(X;Y) = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N} \right) \quad \text{bit/传输} \quad (2-13)$$

其最大值在  $X \sim N(0, P)$  时取得。

### 2.2.2 加性噪声信道容量

在实际的通信系统中, 很多噪声虽然是加性噪声, 但其分布并不满足高斯分布, 此时不能计算出确切的信道容量, 但可以确定其上下界<sup>[4]</sup>。

对于一般的加性噪声信道, 若信道的输入功率为  $P$ , 输出功率为  $S$ , 噪声  $n$  的方差为  $N$ , 则其信道容量满足以下不等式:

$$\frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N} \right) \leq C \leq \frac{1}{2} \log_2 2\pi e S - h(n) \quad (2-14)$$

由式 (2-14) 可以看出, 在同样输入功率受限的情况下, 非高斯干扰下的信道容量大于高斯信道下的信道容量。

在实际通信系统中, 信道一般是限时、限带宽的。设信道的带宽为  $W$ , 则可以用  $1/2W$

间隔的抽样序列来表示输入和输出信号。若传输时间为  $T$ ，输入信号的功率为  $P$ ，则每个样本的输入功率为  $PT/2WT = P/2W$ 。噪声的双边功率谱密度为  $N_0/2$ ，则噪声的功率为  $(N_0/2)2W = N_0W$ ，在时间  $T$  内，噪声共有  $2WT$  个抽样值，每一个抽样值的方差均为  $(N_0WT)/(2WT) = N_0/2$ ，同时，噪声的每个抽样序列都是一个独立同分布的高斯随机变量。每一个输出抽样值是由对应的输入抽样值被噪声干扰后产生。所以，每个样本的容量为：

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{\frac{2W}{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0W} \right) \quad \text{单位: bit/样本} \quad (2-15)$$

由于每秒中有  $2W$  个样本，所以此信道的容量为：

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0W} \right) \quad \text{单位: bit/s} \quad (2-16)$$

式 (2-16) 即为著名的香农公式。限时 ( $T$ )、限带宽 ( $W$ ) 的信道容量为：

$$C = WT \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0W} \right) \quad \text{单位: bit} \quad (2-17)$$

## 2.3 网络信息论

2.2 节分析的信道中，都只有一个发送端和一个接收端。当有多个接收端和发送端时，那么信道能否把所有的信源信息传输到目标接收端，则是网络信息论需要解决的问题。本节主要讨论常见的多接入信道和广播信道的信道容量，因为协同中继信道是基于这两种信道而产生的，协同中继信道的容量将在 3.3 节中讨论。

### (1) 最大流-最小割定理

最大流-最小割定理（又被称为 Ford-Fulkerson 定理）：即在任一网络中，最大流的值等于最小割的容量。

以一个交通图为例来说，对于图中任意两个节点来说，它们之间有很多条不同的可达路径，而每条路径上权重最小的那条边所能承载的流量就是这条路径负载的最大流量，所以这两个节点之间能通过的最大流就是所有的路径上的负载流量之和。如果去掉图中的一些边，刚好让这两个节点间无法连通时，这些被去掉的边组成的集合就叫做割，而最小割就是指所有割中权重之和最小的那个值<sup>[1]</sup>。

### (2) 多接入信道

具有多个发送端、一个接收端的信道被称为多接入信道，其信道模型如图 2.3 所示。

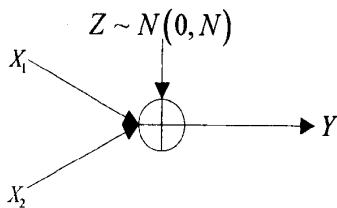


图 2.3 高斯多接入信道示意图

设  $X_1$  和  $X_2$  为两个独立的发送端，都向接收端  $Y$  发送信息。且发射功率分别限制为  $P_1$  和  $P_2$ ，干扰噪声  $Z \sim N(0, N)$ ，因此有  $Y = X_1 + X_2 + Z$ ，应用最大流-最小割定理，可以得到：

$$\begin{aligned} R_1 &\leq C_1 = \max I(X_1; Y | X_2) \\ R_2 &\leq C_2 = \max I(X_2; Y | X_1) \\ R_1 + R_2 &\leq \max I(X_1, X_2; Y) \end{aligned} \quad (2-18)$$

其中  $R_1$  表示  $X_1$  的最大可达速率， $R_2$  表示  $X_2$  的最大可达速率。根据互信息的定义，将上式展开，可以得到：

$$\begin{aligned} I(X_1; Y | X_2) &\leq 1/2 \log_2 (1 + P_1/N) \\ I(X_2; Y | X_1) &\leq 1/2 \log_2 (1 + P_2/N) \\ I(X_1, X_2; Y) &\leq 1/2 \log_2 (1 + (P_1 + P_2)/N) \end{aligned} \quad (2-19)$$

所以，当  $X_1$  和  $X_2$  独立、且  $X_1 \sim N(0, P_1)$ ， $X_2 \sim N(0, P_2)$  时，上述最大值可以达到。根据上面的结论，可以得到高斯多接入信道容量区域，如图 2.4 所示。图中  $C(x) = 1/2 \log_2 (1 + x)$ 。

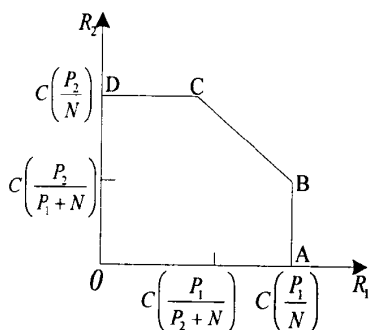


图 2.4 高斯多接入信道容量区域

### (3) 广播信道

具有单个发送端和多个接收端的信道称为广播信道。其信道模型如图 2.5 所示。

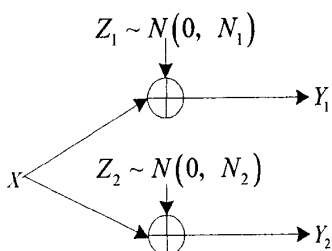


图 2.5 广播信道示意图

设有一个发送端  $X$  和两个接收端  $Y_1$  和  $Y_2$ ， $N_1$  和  $N_2$  分别表示  $Y_1$  和  $Y_2$  端的高斯噪声功率，且  $X \sim N(0, P)$ 。为了不失一般性，假设  $N_1 < N_2$ ，则有：

$$Y_1 = X + Z_1 \quad Y_2 = X + Z_2 \quad (2-20)$$

分析最为简单的正交高斯广播信道。此广播信道由到接收端的两个独立正交信道构成，信源可以在这两个正交信道上发送独立的信息，且互不干扰。以图 2.5 为例，设源  $X$  发送的信号分别为  $X_1$  和  $X_2$ ，输出信号分别为  $Y_1$  和  $Y_2$ ，最大可达速率分别为  $R_1$  和  $R_2$ ， $X_1$  和  $X_2$  相互独立， $Z_1$  和  $Z_2$  表示加性白噪声。因此两条链路信道容量分别满足：

$$R_1 \leq C_1 = \max I(X_1; Y_1) \quad R_2 \leq C_2 = \max I(X_2; Y_2) \quad (2-21)$$

利用互信息的定义，将其展开，可以得到：

$$I(X_1; Y_1) \leq \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P_1}{N_1} \right) \quad (2-22)$$

$$I(X_2; Y_2) \leq \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P_2}{N_2} \right) \quad (2-23)$$

其容量区域如图 2.6 所示：

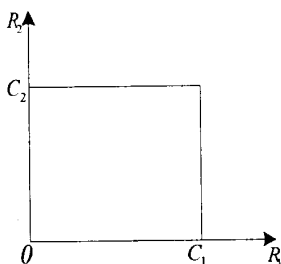


图 2.6 正交高斯广播信道容量区域

## 2.4 本章小结

本章首先对无线信道中电磁波的反射、散射和绕射三种传播机制的产生条件和对信号造成的影响进行了研究；然后分析了瑞利衰落分布、莱斯衰落分布和 Nakagami-m 衰落分布三种典型的衰落信道统计模型的特点；最后分析了高斯信道、加性噪声信道、多接入信道和广播信道的信道容量。本章内容是后续各章节研究内容的理论基础。

## 第3章 协作通信协议及性能分析

### 3.1 协作中继系统模型

本节考虑网络中仅存在一个中继协助源节点发送信息的情况下,讨论了 One-way 和 Two-way 协作中继系统的系统模型及其传输机制。

#### 3.1.1 One-way 协作中继系统模型

三节点 one-way 协作中继系统模型如图 3.1 所示,其传输过程分为两个时隙<sup>[25]</sup>:

时隙 1, 源节点 S 发送信息到目的节点 D, 同时, 中继节点 R 也能接收到源节点 S 发送的信息。

时隙 2, 中继节点 R 对接收到的信源信息按照一定的协作协议转发给目的接收节点 D。此时中继节点 R 既可以向目的节点发送重复的信息或新的信息, 也可以不发送信息。最后目的节点合并经过各独立衰落路径到达的所有信号, 可以选择最大比合并 (MRC, Maximum Ratio Combining)、等增益合并 (EGC, Equal Gain Combining) 或选择合并 (SC, Selective Combining) 中的一种或几种方式, 然后作出判决并进行译码, 恢复出原始发送的信息。

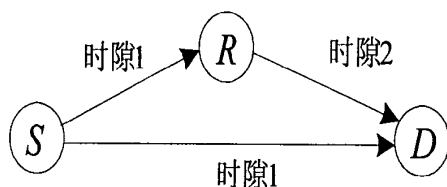


图 3.1 单向协作中继系统示意图

#### 3.1.2 Two-way 协作中继系统模型

双向信道最初是由香农提出来的, 并给出了双向信道的可达速率界和全双工情形下的容量上界, 但此时并没有应用到任何中继。然而当两个传输机之间的直传链路不可用或者它们之间的信道质量非常差时, 这时提出了双向中继信道方案。之后人们对双向中继系统进行了深入的研究。双向协作中继系统模型的发展经历了三个不同的阶段<sup>[26,27]</sup>, 如图 3.2 所示。



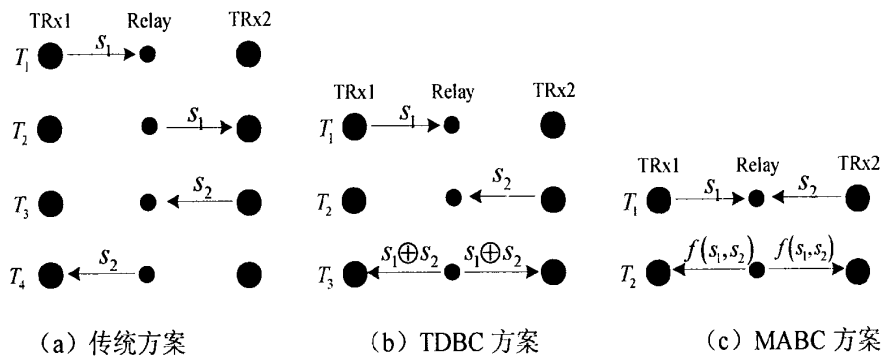


图 3.2 双向协作中继系统示意图

传统的 Two-way 中继方案需要四个时隙来完成两个目的节点之间的信息交换,此时可以把 Two-way 中继系统看成是两个成功的 One-way 中继系统,如图 3.2 的 (a) 所示,虽然避免了中继节点之间的相互干扰,但是这种方案带宽利用率不高。因此提出了单中继的时分广播 (time division broadcast, TDBC) 方案<sup>[28]</sup>,如图 3.2 中的 (b) 所示,通过应用网络编码的方法,使两个信息的交换减小到三个时隙来完成,此方案中的中继节点需要解码前两个时隙接收的信息,然后对解码的信号进行异或操作,在第三个时隙广播给两目的节点。每个目的节点接收到广播信号后,用自己发送的信号与接收的广播信号再进行异或操作,解出自己想要的信号。文献[29]对 TDBC 方案的性能进行了分析,并与传统的四时隙方案进行了对比,结果表明 TDBC 方案可以获得更大的吞吐量。

作为第三种方法,如图 3.2 的 (c) 所示,多接入广播 (multiple access broadcast, MABC) 方案<sup>[30,31,32]</sup>,此方案要完成两目的节点之间信息的交换只需要两个时隙:第一时隙两目的节点同时发送信息给中继节点,中继节点对接收的信号进行处理。第二时隙,中继把处理后的信号,如 (c) 图中的  $f(s_1, s_2)$ ,广播给两目的节点,两目的节点从接收的信号中解出自己想要的信号。文献[33]中还提出了联合的 TDBC-MABC 方案。因为 MABC 方案是频谱有效的,所以大部分研究都集中于 MABC 方案,设计优化的 MABC 方案对提升 Two-way 协作中继系统的性能有很大影响,因此本文主要研究 MABC 方案下的双向协作中继系统的性能优化。

### 3.2 协作通信协议

对于无线通信系统中的通信终端,存在两种基本的工作模式:半双工模式和全双工模式。在半双工模式下,节点通过不同的时隙或频率接收和发送数据,但节点不能同时接收和发送数据;而在全双工模式下,节点可以同时接收和发送数据。研究表明全双工通信系统比半双工通信系统有更大的系统容量,但是由于硬件技术的限制,全双工模式

对于发射接收电路的隔离要求及回声删除技术的实现难度,使得目前对于协同的研究都倾向于半双工模式。在半双工的协作通信系统中,协作通信协议主要包括:固定型中继(Fixed Relaying)协议,选择型中继(Selection Relaying)协议和增强型中继(Incremental Relaying)协议等<sup>[14]</sup>。之后的许多协作协议比如编码协作<sup>[15]</sup>、压缩前传<sup>[16]</sup>等都是以它们为基础的衍生。

### 3.2.1 固定型中继协议

#### (1) 放大-转发(Amplify and Forward, AF)

AF 是一种“非再生”的中继协议,具体传输机制如图 3.3 所示。中继节点 R 直接放大并转发从源节点 S 接收到的信号,即中继节点对输入信号只进行线性处理。虽然中继放大有用信号的同时,也放大了接收信号中的噪声。但是对于目的节点 D 来说,接收到了 S-D 和 R-D 两个经历独立衰落的信号,可以采用等增益合并或最大比合并的方法对两路信号进行处理并判决,恢复出原始发送符号,然后再进行软解调以及解码,即可获得发送端信号。AF 传输机制的优点在于系统设计简单,且当存在两个协作用户和信噪比较高的情况下,可以获得二阶的分集增益。

在放大-转发中继信道容量中,信息传输不再直接取决于 S-R 的信道容量,而是体现在总信道容量。相对于解码-转发中继而言,放大-转发中继比较适合于 S-R 信道质量较差或者波动较大的情况。

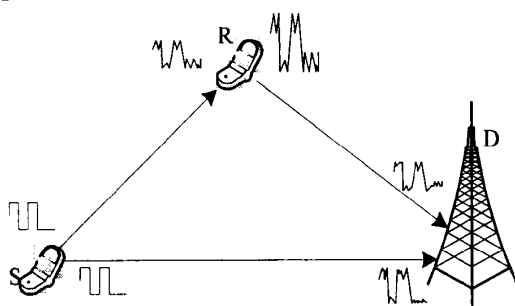


图 3.3 放大-转发传输机制

#### (2) 解码-转发(Decode and Forward, DF)

DF 协议是一种“可再生”的中继方式,具体传输机制如图 3.4 所示。中继节点 R 在接收到源节点 S 发送来的信号之后,对接收的信号进行解码,然后再重新编码(编码方式可以与源相同也可以不同),发送给目标接收节点 D。与 AF 相同,目标节点 D 对接收来自 S-D 和 R-D 两条不同链路的信号进行合并(选择合并或最大比合并方式等),然后做出判决,获取原始发送信息。但是 DF 传输机制的顺利进行需满足两个必要条件:

(1)中继节点可以正确接收来自源节点的信息,对其进行解码然后重新编码转发出去;(2)目的节点对接收的来自S和R链路的信号,将其进行分集合并,且能够正确解码。只有满足以上两个条件,本次传输才能够成功。当中继可以正确译码时,采用DF协议的三节点中继系统可以获得的分集阶数为2,同时降低系统的误码率。但当中继译码不正确时,导致译码错误的信息被转发到了目的端,此时不仅分集为1,还降低了系统的性能。

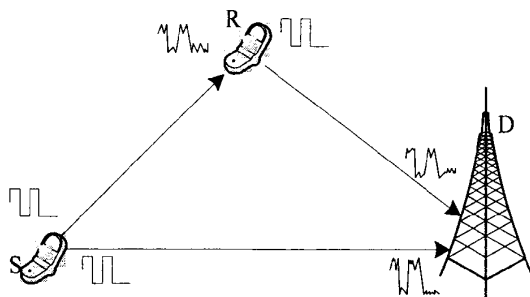


图 3.4 解码-转发传输机制

根据中继节点的不同处理方式,DF协议还可以进一步分为无校验DF协议和有校验DF协议两种<sup>[7]</sup>。无校验DF协议是指中继节点R对接收信号进行译码,但不管译码正确与否,中继都把译码后的信号重新编码转发给D。这种方式实现简单,但会引起误码传播,导致系统性能的下降。而有校验DF协议则要求中继R对接收的信息进行循环冗余校验(CRC, Cyclic Redundancy Check),只有在校验无误码时才进行转发,否则R将丢弃这个错码的信息。这虽然避免了在无检验DF协议下的误码传播,但也增加了实现的复杂度,所以要依据实质情况来综合权衡,不同情形下选择不同的协议。

解码-转发传输机制的信道容量受到源节点S到中继节点R信道容量的制约。所以相对于放大-转发协议而言,解码-转发协议更适合于S-R信道质量较好的环境。

从以上分析可以看出,固定型中继具有易于实施的优势,但在传输速率上有着确定性的损失,例如,在两个阶段的传输中,频谱效率存在50%的损失。特别是当源节点到目的节点之间的信道不是很差时,目的节点基本能正确解码源节点的信息,此时使用中继转发就显得浪费了。因此提出了下面的选择型中继协议和增强型中继协议。

### 3.2.2 选择型中继协议

如前所述,可知源节点到中继节点之间(S-R)的信道状态对解码-转发的性能产生很大影响,有时因此无法提供分集增益。针对解码转发这一缺点提出了选择型中继协议,通过设定门限的方式来决定中继是否参与通信。具体来讲,当S-R信道的接收信噪比低于预设的门限值时,说明S-R信道质量不好,此时AF转发的更多是噪声,DF转发的是

错误的译码符号，为避免错误传播和噪声传播，此时中继不转发信息，可以由源节点S重复发送原信号。而当S-R信道的接收信噪比高于预设的门限值时，由中继节点R采取AF或DF的方式转发信息。

对于选择型中继协议来说，无论是选择AF还是DF中继协议，其信道容量都与预先设置好的门限值有关，所以合理的门限设置，可以获得较高的频谱利用率<sup>[64]</sup>。

### 3.2.3 增强型中继协议

选择型中继方案考虑了S-R信道质量对整个中继信道的影响，如果S-R信道质量较差的时候，则中继不工作。与选择型中继协议类似，在增强型中继方案中，如果目的节点接收信号的信噪比高于某个门限值，即目的节点可以正确解码时，此时中继节点不工作，采用S-D直传的方式；而当目的节点接收信号的信噪比低于门限值时，此时中继节点参与工作，发送前一时隙接收到的信息，帮助目的节点解码信息。因此在增强型中继协议下，中继节点并不是一直工作，而是根据实际信道情况，在需要时才工作。且中继节点既可以采取解码-转发（DF）中继，也可以采用放大-转发（AF）中继。

与选择型中继协议相同，在增强型中继协议中，不论选择AF还是DF协议，其信道容量大小都与预先设置好的门限值有关，所以门限设置的合理，则可以获得较高的频谱利用率<sup>[65]</sup>。

## 3.3 系统容量分析

考虑一个一维线性网络结构，包括一个源节点 $T_1$ 、一个目的节点 $T_2$ 和一个中继节点 $T_3$ ，我们假设源节点和目的节点间没有直传链路。系统模型如图3.5所示， $h_1$ 表示 $T_1 \leftrightarrow T_3$ 的信道系数， $h_2$ 表示 $T_2 \leftrightarrow T_3$ 的信道系数。 $T_1$ 和 $T_2$ 发送的信息符号分别用 $x_1$ 和 $x_2$ 表示， $x_1 \sim CN(0, P_1)$ ， $x_2 \sim CN(0, P_2)$ ，中继传输功率为 $P_3$ 。每一个终端都是单天线和工作在半双工模式下，且具有完全信道状态信息。下面就单向中继系统和双向中继系统分别在AF、DF协议下的系统容量进行理论分析<sup>[66]</sup>和仿真对比。

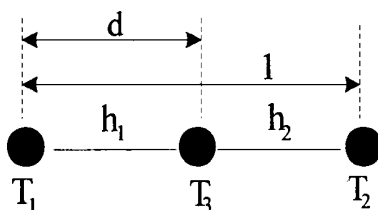


图 3.5 一维线性中继网络

### 3.3.1 AF 中继模式

(1) One-way 中继系统:

不失一般性, 在单向中继系统中, 我们把  $T_1$  作为源节点,  $T_2$  作为目的节点,  $T_3$  作为中继节点。设在第  $k$  个时隙源节点  $T_1$  传输信息给中继节点  $T_3$ , 中继对接收到的含有噪声的信号进行放大处理, 第  $k+1$  个时隙中继把处理后的信号传给目的节点  $T_2$ 。

则第  $k$  个时隙中继接收信号为:

$$y_3[k] = h_1[k]x_1[k] + n_3[k] \quad (3-1)$$

式中, 加性高斯白噪声  $n_3 \sim CN(0, \sigma_3^2)$ , AF 协议下中继对接收到信号只是进行简单的放大转发, 放大系数为:

$$g[k] = \sqrt{\frac{P_3}{P_1|h_1[k]|^2 + \sigma_3^2}} \quad (3-2)$$

在第  $k+1$  个时隙中继传输信息到目的节点, 则目的节点接收的信号为:

$$y_2[k+1] = h_2[k+1]g[k]h_1[k]x_1[k] + h_2[k+1]g[k]n_3[k] + n_2[k+1] \quad (3-3)$$

式中, 加性高斯白噪声  $n_2 \sim CN(0, \sigma_2^2)$ , 根据目的节点处的接收信噪比, 可以得到在独立同分布的衰落信道  $\{h_1[k]\}_k$  和  $\{h_2[k]\}_k$  下的单向 AF 的信道容量为:

$$R_{AF} = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P_1|h_2g h_1|^2}{\sigma_2^2 + \sigma_3^2|h_2g|^2} \right) \quad (3-4)$$

(2) Two-way 中继系统:

与单向 AF 中继系统不同, 在双向中继系统中, 把  $T_1$  和  $T_2$  看做两个不同的源节点,  $T_3$  作为中继节点。设在第  $k$  个时隙, 源节点  $T_1$  和  $T_2$  同时发送信息给中继节点  $T_3$ , 中继对接收到的信号进行放大处理 (包括噪声), 第  $k+1$  时隙中继把处理后的信号广播给两源节点, 两源节点从接收的信号中解出自己想要的信息。

第  $k$  个时隙中继接收信号表示为:

$$y_3[k] = h_1[k]x_1[k] + h_2[k]x_2[k] + n_3[k] \quad (3-5)$$

中继放大系数为:

$$g[k] = \sqrt{\frac{P_3}{P_1|h_1[k]|^2 + P_2|h_2[k]|^2 + \sigma_3^2}} \quad (3-6)$$

第  $k+1$  时隙  $T_1$  和  $T_2$  接收来自中继  $T_3$  的信号,  $T_1$  端接收信号为:

$$y_1[k+1] = h_1[k+1]g[k]h_1[k]x_1[k] + h_1[k+1]g[k]h_2[k]x_2[k] + h_1[k+1]g[k]n_3[k] + n_1[k+1] \quad (3-7)$$

$T_1$ 端接收信号为:

$$y_1[k+1] = h_1[k+1]g[k]h_2[k]x_2[k] + h_1[k+1]g[k]h_1[k]x_1[k] + h_1[k+1]g[k]n_3[k] + n_1[k+1] \quad (3-8)$$

因为  $T_1$  和  $T_2$  端都具有自己发送信息的完整信息和完全信道状态信息, 所以  $T_1$  和  $T_2$  能从接收的信号中完全的移除干扰解出对方信息, 由此求出双向 AF 的容量表达式为:

$$R_{sum}^{AF} = \frac{1}{2} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_2 g h_1|^2}{\sigma_2^2 + \sigma_3^2 |h_2 g|^2} \right) \right\} + \frac{1}{2} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2 g h_1|^2}{\sigma_1^2 + \sigma_3^2 |h_1 g|^2} \right) \right\} \quad (3-9)$$

### 3.3.2 DF 中继模式

与 AF 协议不同的是, DF 协议下中继对接收的信号不再是简单的放大转发处理, 而是要先对接收的信号进行解码, 然后重新编码(编码方式可以和源节点相同也可以不同)在转发给目的接收节点。

#### (1) One-way 中继系统

在第  $k$  个时隙, 源节点  $T_1$  传输信息给中继节点  $T_3$ , 中继接收信号为:

$$y_3[k] = h_1[k]x_1[k] + n_3[k] \quad (3-10)$$

设中继对接收信号  $y_3[k]$  解码再重新编码得到信号  $x_3$ , 在第  $k+1$  时刻传给目的节点, 则目的节点接收的信号为:

$$y_2[k+1] = h_2[k+1]x_3[k+1] + n_2[k+1] \quad (3-11)$$

其中  $x_3 \sim CN(0, P_3)$ , 解码转发传输机制的信道容量取决于第一跳和第二跳容量中的最小值。根据终端接收信号求出 SNR, 由此得到单向 DF 中继系统的容量表达式为:

$$R_{DF} = \frac{1}{2} \min \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{\sigma_3^2} \right), \log_2 \left( 1 + \frac{P_3 |h_2|^2}{\sigma_2^2} \right) \right\} \quad (3-12)$$

#### (2) Two-way 中继系统

第  $k$  个时隙两终端节点  $T_1$  和  $T_2$  同时传输信息给中继节点  $T_3$ , 则中继接收信号为:

$$y_3[k] = h_1[k]x_1[k] + h_2[k]x_2[k] + n_3[k] \quad (3-13)$$

中继对接收到的信号进行解码, 解出  $x_1[k]$  和  $x_2[k]$  信号, 然后重新编码。下一个时隙, 中继以平均功率  $\beta P_3$  传输到  $T_2$  端, 以  $(1-\beta)P_3$  的功率传输到  $T_1$  端。则中继传输的符号为  $x_3[k+1] = \sqrt{\beta}x_1[k] + \sqrt{1-\beta}x_2[k]$ 。在第  $k+1$  时隙广播给两目的节点, 终端  $T_2$  接收的信号为:

$$y_2[k+1] = h_2[k+1]x_3[k+1] + n_2[k+1] \quad (3-14)$$

终端  $T_1$  接收的信号为:

$$y_1[k+1] = h_1[k+1]x_3[k+1] + n_1[k+1] \quad (3-15)$$

在两终端节点无差错解码时，可以得到双向 DF 协议下系统的总容量为：

$$R_{sum}^{DF} = \max_{\beta} \min(R_{MA}, R_1(\beta) + R_2(1-\beta)) \quad (3-16)$$

式中，

$$\begin{aligned} R_{MA} &= \frac{1}{2} C(P_1|h_1|^2 + P_2|h_2|^2) \\ R_1(\beta) &= \frac{1}{2} \min\left(C(P_1|h_1|^2), C(\beta P_3|h_2|^2)\right) \\ R_2(1-\beta) &= \frac{1}{2} \min\left(C(P_2|h_2|^2), C((1-\beta)P_3|h_1|^2)\right) \end{aligned}$$

其中  $C(x) = \log_2(1+x)$ 。而功率分配系数  $\beta$  的取值依赖于中继具有信道状态信息的多少，如果中继不具有任何信道状态信息，则选择  $\beta = 1/2$ ；如果中继具有一定的信道状态信息（当信道变化缓慢时，可以从之前源到中继的传输中得到），在信道容量最大化的条件下求出  $\beta$  的值。我们设所有的节点都是等功率分配，即  $P_1 = P_2 = P_3$ ，最大化系统容量的功率分配系数  $\beta$  的值为：

$$\beta^* = \begin{cases} \min\left(\frac{d^v - (1-d)^v}{2P} + \frac{1}{2}, \frac{(1-d)^v}{d^v}\right), & d \geq \frac{1}{2}; \\ \max\left(\frac{d^v - (1-d)^v}{2P} + \frac{1}{2}, 1 - \frac{d^v}{(1-d)^v}\right), & d < \frac{1}{2}; \end{cases} \quad (3-17)$$

式中， $v$  为路径损耗指数， $d$  为终端  $T_1$  和  $T_3$  的归一化距离， $1-d$  为  $T_2$  到  $T_3$  的归一化距离，如图 3.5 所示。当中继移向终端  $T_1$  时，即  $d \rightarrow 0$ ，更多的中继功率被分配到  $T_1 \rightarrow T_3 \rightarrow T_2$  的链路上，则  $T_1 \leftarrow T_3 \leftarrow T_2$  链路分配的功率就很少。这是因为终端  $T_2$  到中继  $T_3$  的链路容量很小，且这个容量决定了  $T_1 \leftarrow T_3 \leftarrow T_2$  链路的总容量。当中继移向终端  $T_2$  时，正好是相反的过程。需要说明的是式 (3-16) 是指使用高斯码书和所有终端都无差错解码时的容量公式，若要考虑解码差错和差错传播的影响时，就要考虑特殊的码书来代替高斯码书，这里不做介绍。

根据文献 [36] 得知双向半双工系统的容量的上界表达式为：

$$\begin{aligned} C_{sum}^u &= \max_{0 \leq \beta \leq 1} \left( \min\left(C(P_1|h_1|^2), C(\beta P_3|h_2|^2)\right) \right. \\ &\quad \left. + \min\left(C(P_2|h_2|^2), C((1-\beta)P_3|h_1|^2)\right) \right) \end{aligned} \quad (3-18)$$

### 3.3.3 仿真结果与比较

仿真条件为：终端  $T_1$  和  $T_2$  之间的距离归一化为 1。信道增益  $h_1$  和  $h_2$  分别是服从均值

为零、方差为  $\Omega_{h_1}$  和  $\Omega_{h_2}$  的复高斯随机变量。考虑大尺度衰落, 则  $\Omega_{h_1} = d^{-\nu}$ ,  $\Omega_{h_2} = (1-d)^{-\nu}$ , 其中  $d$  为  $T_1$  到  $T_3$  的距离,  $1-d$  为  $T_2$  到  $T_3$  的距离, 路径损耗指数  $\nu = 4$ 。三个节点的噪声方差  $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma_3^2 = 1$ 。

图 3.6 在传输功率  $P_1 = P_2 = P_3 = 10$  dB 时, 对双向 AF 和 DF 模式与单向 AF 和 DF 模式以及双向半双工的容量上界进行了仿真对比, 结果如下图所示。

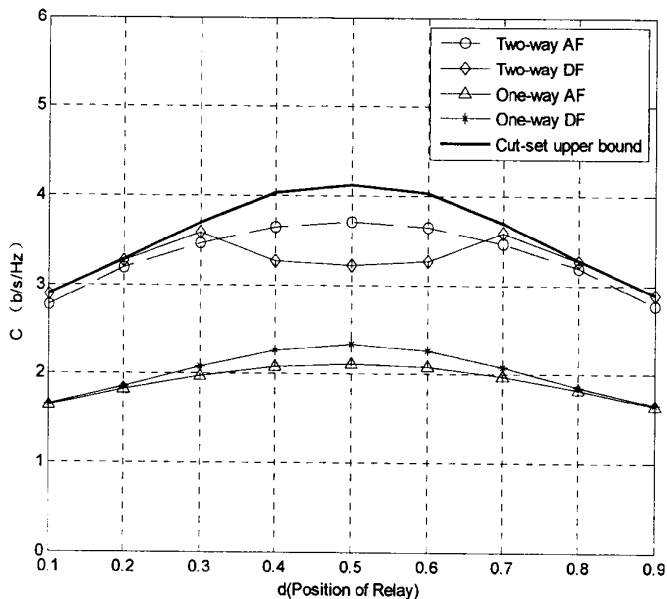


图 3.6 半双工 AF 和 DF 协议下系统容量对比图

从图中可以看出: 不管是 AF 还是 DF 协议双向中继系统容量都大于单向中继系统的容量; 当中继节点靠近  $T_1$  或者  $T_2$  端时, 双向 DF 协议下系统的容量几乎可以达到容量的上界; 在单向中继系统中, 当中继节点位于两目的节点中心位置时, AF 和 DF 协议下系统都获得最高容量, 且 DF 协议比 AF 协议更高; 双向中继系统中, DF 协议在中继靠近其中一个终端时系统容量大于 AF 协议, 但当中继向  $T_1$  和  $T_2$  的中间位置移动时, DF 协议下容量开始下降, 越靠近中心位置容量越低, 且逐步低于 AF 协议, 这是因为 DF 方案必须处理一个多接入信道, 此时在一个不对称的信道条件下获得信道容量, 比如一端信道增益大于另一端信道增益, 而 DF 方案的信道容量取决于两个链路中的较小者, 所以获得的系统容量低于 AF。

图 3.7 在  $d = 0.5$ 、 $P_1 = P_2 = P_3 = P$  的条件下, 仿真对比了图 3.6 中的五种系统容量随功率的变化曲线。从图中可以看出: 这五种情况下系统容量都随功率的增大而增大; 单向中继系统中, AF 协议和 DF 协议之间的容量差距随功率的增大而减小, 这是因为随信噪比的增大, 两种协议下系统的性能都变好, 容量都向最大值靠近; 双向中继系统中, 当功率小于 5dB 时, AF 协议系统容量小于 DF 协议, 但当功率大于 5dB 时, AF 协议系



统容量大于 DF 协议，由此可见，双向中继系统中 AF 和 DF 协议下获得系统容量的大小不仅与距离有关，还与接收端信噪比的大小有关。

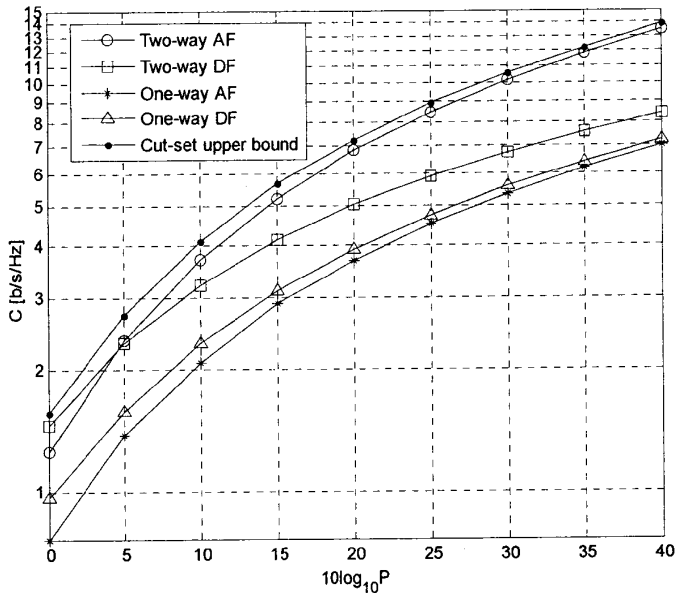


图 3.7 系统容量随功率的变化曲线

从以上仿真对比中可以看出，在不考虑直传链路的条件下，双向中继系统能在单向中继系统的基础上进一步提高频谱效率，因此近年来得到了学者的广泛关注。文献[37]-[40]都对双向中继系统的容量进行了分析，并给出了双向中继系统的容量界。文献[41]对使用网络编码的 two-way 中继系统，分析了其在 DF 中继模式下的优化功率分配策略。文献[42]和[43]对双向中继系统的中断性能进行了分析。在上述基础上，本文主要对三节点和多节点的 two-way AF 中继系统的性能进行了研究，讨论了优化功率分配和最佳中继节点的选择问题。

### 3.4 本章小结

本章首先阐述了 One-way 中继系统和 Two-way 中继系统的系统模型及其工作原理；然后，研究了协作分集的三种基本协作协议，给出了各种协作协议应用的环境以及转换条件，并详细讨论了放大-转发（AF）、解码-转发（DF）两种固定型中继策略的工作原理及其优缺点；最后，对 One-way 中继系统和 Two-way 中继系统的信道容量进行了仿真对比，结果表明 Two-way 中继系统的信道容量比 One-way 中继系统的高。

## 第4章 Two-way 中继系统的优化功率分配研究

协作通信系统中,在中继与信源间进行恰当的功率分配不仅可以减少功率消耗和延长网络寿命,还可以提高系统总速率,减小中断概率等。目前大部分的研究工作都集中于 One-way 中继系统<sup>[13,18,21]</sup>,而 Two-way 中继系统的研究相对较少。双向中继系统已提出的功率分配方法有:最小化系统总传输功率的功率分配方法<sup>[27]</sup>、基于信道增益差异的优化功率分配策略<sup>[44]</sup>、基于凸优化的功率分配策略<sup>[45]</sup>、自适应的功率分配策略<sup>[46]</sup>等。

本章主要研究三节点 Two-way 中继系统的优化功率分配问题,多节点的场景将在下章讨论。

### 4.1 三节点中继系统模型

三节点双向中继系统模型如图 4.1 所示,用  $S_1$ 、 $S_2$  和  $R$  分别表示第一个源节点、第二个源节点和中继节点,中继节点采用 AF 的工作模式,且每个节点都是单天线并工作在半双工模式下。 $h$  代表  $S_1$  到  $R$  的信道系数, $f$  代表  $S_2$  到  $R$  的信道系数。 $h$  和  $f$  是均值为零、方差分别为  $\Omega_h$  和  $\Omega_f$  的复高斯随机变量。每个节点接收信号中的加性高斯白噪声都是均值为零、方差为 1 的复高斯随机变量。为简化计算,设两个源节点  $S_1$  和  $S_2$  之间不存在直传链路,且每个节点都具有完全信道状态信息。两源节点  $S_1$  和  $S_2$  要完成信息的交换需要 2 个时隙:第①时隙  $S_1$  和  $S_2$  同时发送信息给  $R$ , $R$  对接收到的信号进行线性放大;第②时隙, $R$  将放大后的信号进行广播,目标节点  $S_1$  和  $S_2$  在接收到广播信号后对其进行译码,解出对方的信息,即完成了信息的交换。

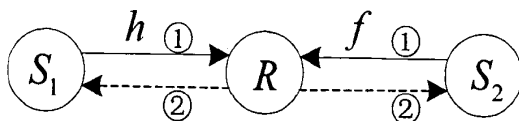


图 4.1 三节点双向中继系统模型

设  $S_1$ 、 $S_2$  发送的信号分别为  $x_1$  和  $x_2$ ,发射功率分别为  $P_1$  和  $P_2$ ,则  $R$  接收到的信号为:

$$y_r = \sqrt{P_1}hx_1 + \sqrt{P_2}fx_2 + n_r \quad (4-1)$$

其中,  $n_r$  是加性高斯白噪声。在第②时隙,中继节点  $R$  对接收到的信号  $y_r$  进行放大处理,放大系数为  $\rho$ ,为了计算的方便,我们取其近似值。

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{P_1|h|^2 + P_2|f|^2 + 1}} \approx \frac{1}{\sqrt{P_1|h|^2 + P_2|f|^2}} \quad (4-2)$$

然后  $R$  以发射功率  $P_r$  将放大后的信号进行广播,则源节点  $S_1$  和  $S_2$  接收到的信号分别为:

$$y_{S_1} = \sqrt{P_1 P_r} h^2 \rho x_1 + \sqrt{P_2 P_r} h f \rho x_2 + \sqrt{P_r} h \rho n_r + n_{S_1} \quad (4-3)$$

$$y_{S_2} = \sqrt{P_1 P_r} h f \rho x_1 + \sqrt{P_2 P_r} f^2 \rho x_2 + \sqrt{P_r} f \rho n_r + n_{S_2} \quad (4-4)$$

式中,  $n_{S_1}$  和  $n_{S_2}$  也是加性高斯白噪声。

从 (4-3) 式可以看出, 源节点  $S_1$  接收的信号  $y_{S_1}$  中包含  $x_1$  和  $x_2$ , 而对于  $S_1$  端来讲仅有  $x_2$  是想要的信号,  $x_1$  是干扰, 因为  $S_1$  端具有  $x_1$  的完整信息和完全信道状态信息, 所以  $S_1$  能从接收的信号中完全的移除  $x_1$  获得一个新的信号:

$$\tilde{y}_{S_1} = \sqrt{P_2 P_r} \rho h f x_2 + \sqrt{P_r} \rho h n_r + n_{S_1} \quad (4-5)$$

同样  $S_2$  从接收的信号中完全的移除  $x_2$  获得一个新的信号:

$$\tilde{y}_{S_2} = \sqrt{P_1 P_r} \rho h f x_1 + \sqrt{P_r} \rho f n_r + n_{S_2} \quad (4-6)$$

根据式 (4-5) 和式 (4-6), 由此得出  $S_1$  和  $S_2$  两端的瞬时信噪比分别为:

$$\gamma_{S_1} = \frac{P_2 P_r |h|^2 |f|^2}{P_r |h|^2 + P_1 |h|^2 + P_2 |f|^2} \quad \gamma_{S_2} = \frac{P_1 P_r |h|^2 |f|^2}{P_r |f|^2 + P_1 |h|^2 + P_2 |f|^2} \quad (4-7)$$

## 4.2 瑞利衰落信道上功率优化分配

### 4.2.1 中断概率最小的功率优化

#### (1) 中断概率的推导

此部分在瑞利衰落信道下, 推导了等功率分配下 Two-way AF 中继系统的中断概率下界表达式。设  $P_1 = P_2 = P_r = P$ 。则公式 (4-7) 简化为:

$$\gamma_{S_1} = \frac{P |h f|^2}{2 |h|^2 + |f|^2} \quad \gamma_{S_2} = \frac{P |h f|^2}{2 |f|^2 + |h|^2} \quad (4-8)$$

由式 (4-8) 可以得到双向 AF 中继系统  $S_1$  和  $S_2$  两端的互信息分别为:

$$I_1 = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{S_1}) \quad I_2 = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{S_2}) \quad (4-9)$$

设整个系统的目标传输速率为  $R$ , 因为 Two-way 中继系统两目的节点是对称的, 所以可以设每个终端的目标传输速率为  $R/2$ , 同时考虑两个方向的信息流, 只要有一个方向的信道容量低于目标传输速率系统就发生中断, 因而系统中断概率的数学表达式为:

$$P_{outage}(R) = \Pr\left(I_1 < \frac{R}{2} \text{ or } I_2 < \frac{R}{2}\right) \quad (4-10)$$

由于两个互信息  $I_1$  和  $I_2$  相关性很大, 所以直接使用公式 (4-10) 来解决中断概率问题是非常困难的, 为了简化计算, 应用边界的分析方法。因此采用下面的不等式, 即两个正数的调和平均数的上界为这两个数中较小的那一个<sup>[47]</sup>。公式表示为:

$$\frac{xy}{x+y} < \min(x, y) \quad (4-11)$$

根据公式 (4-9), 可以得到中断概率公式 (4-10) 的等价公式为:

$$\begin{aligned} P_{\text{outage}}(R) &= 1 - \Pr\left(I_1 > \frac{R}{2}, I_2 > \frac{R}{2}\right) \\ &= 1 - \Pr(\gamma_{s_1} > 2^R - 1, \gamma_{s_2} > 2^R - 1) \\ &= 1 - \Pr(\gamma_{s_1} > 2^R - 1, \gamma_{s_1} < \gamma_{s_2}) - \Pr(\gamma_{s_2} > 2^R - 1, \gamma_{s_2} < \gamma_{s_1}) \end{aligned} \quad (4-12)$$

令  $X = |h|^2$ ,  $Y = |f|^2$ , 则  $X$  和  $Y$  是均值分别为  $\Omega_h$  和  $\Omega_f$  的指数随机变量, 其概率密度函数为:

$$f_X(x) = \frac{1}{\Omega_h} \exp\left(-\frac{x}{\Omega_h}\right), \quad f_Y(y) = \frac{1}{\Omega_f} \exp\left(-\frac{y}{\Omega_f}\right) \quad (4-13)$$

利用不等式 (4-11), 可以得到两目的节点瞬时信噪比的上界表达式为:

$$\begin{aligned} \gamma_{s_1} &= \frac{P|hf|^2}{2|h|^2 + |f|^2} < \frac{P}{2} \min(2X, Y) \\ \gamma_{s_2} &= \frac{P|hf|^2}{2|f|^2 + |h|^2} < \frac{P}{2} \min(X, 2Y) \end{aligned} \quad (4-14)$$

把 (4-14) 式代入 (4-12) 式, 由此推导出中断概率的下界表达式为:

$$\begin{aligned} P_{\text{outage}}(R) &> 1 - \Pr\left(\frac{P}{2} \min(2X, Y) > 2^R - 1, \min(2X, Y) < \min(2Y, X)\right) \\ &\quad - \Pr\left(\frac{P}{2} \min(2Y, X) > 2^R - 1, \min(2Y, X) < \min(2X, Y)\right) \\ &\triangleq 1 - P_1 - P_2 \end{aligned} \quad (4-15)$$

利用  $X$  和  $Y$  的概率密度函数公式 (4-13), 通过定积分求出概率  $P_1$  的表达式为:

$$\begin{aligned} P_1 &= \Pr\left(\frac{P}{2} \min(2X, Y) > 2^R - 1, \min(2X, Y) < \min(2Y, X)\right) \\ &= \Pr\left(Y > \frac{2(2^R - 1)}{P}, \min(2Y, X) > Y, 2X > Y\right) \\ &= \Pr\left(Y > \frac{2(2^R - 1)}{P}, X > 2Y\right) + \Pr\left(Y > \frac{2(2^R - 1)}{P}, 2Y > X > Y\right) \\ &= \Pr\left(Y > \frac{2(2^R - 1)}{P}, X > Y\right) \\ &= \frac{\Omega_h}{\Omega_h + \Omega_f} \exp\left(-\frac{2(\Omega_h + \Omega_f)(2^R - 1)}{P\Omega_h\Omega_f}\right) \end{aligned} \quad (4-16)$$

同理求得概率  $P_2$  的表达式为:

$$\begin{aligned} P_2 &= \Pr\left(\frac{P}{2} \min(2Y, X) > 2^R - 1, \min(2Y, X) < \min(2X, Y)\right) \\ &= \frac{\Omega_f}{\Omega_h + \Omega_f} \exp\left(-\frac{2(\Omega_h + \Omega_f)(2^R - 1)}{P\Omega_h\Omega_f}\right) \end{aligned} \quad (4-17)$$

把式 (4-16) 和 (4-17) 带入式 (4-15) 化简, 最终得到中断概率的下界表达式为:

$$P_{outage}(R) > 1 - \exp\left(-\frac{2(\Omega_h + \Omega_f)(2^R - 1)}{P\Omega_h\Omega_f}\right) \quad (4-18)$$

## (2) 优化功率分配

设系统总功率为  $P_{tot}$ , 考虑以中断概率最小作为优化标准, 优化问题表示为:

$$\begin{cases} (P_1, P_2, P_r) = \arg \min_{P_1, P_2, P_r} P_{outage}(R) \\ s.t. P_1 + P_2 + P_r = P_{tot} \end{cases} \quad (4-19)$$

根据式 (4-9) 和 (4-10), 式 (4-19) 的优化问题等价于下式:

$$\begin{cases} (P_1, P_2, P_r) = \arg \max_{P_1, P_2, P_r} \min(\gamma_{s_1}, \gamma_{s_2}) \\ s.t. P_1 + P_2 + P_r = P_{tot} \end{cases} \quad (4-20)$$

在此设  $P_1 = \alpha P_{tot}$ ,  $P_2 = \beta P_{tot}$ , 则  $P_r = (1 - \alpha - \beta) P_{tot}$ , 且  $0 \leq \alpha \leq 1$ ,  $0 \leq \beta \leq 1$  和  $\alpha + \beta \leq 1$ 。

因此式 (4-7) 用  $\alpha$  和  $\beta$  表示为:

$$\gamma_{s_1} = |hf|^2 P_{tot} \frac{\beta(1 - \alpha - \beta)}{|h|^2(1 - \beta) + |f|^2\beta}, \gamma_{s_2} = |hf|^2 P_{tot} \frac{\alpha(1 - \alpha - \beta)}{|f|^2(1 - \alpha) + |h|^2\alpha} \quad (4-21)$$

为解决式 (4-20) 的极小极大问题, 采用信号检测与估计中的极小极大假设检验的方法, 构建一个新的函数  $M(\pi_0, \alpha, \beta) = \pi_0 \gamma_{s_1} + (1 - \pi_0) \gamma_{s_2}$ ,  $0 \leq \pi_0 \leq 1$ 。则优化问题变成最大化  $M(\pi_0, \alpha, \beta)$ <sup>[48,49]</sup>。通过数学推导求解, 最终得到优化功率分配解为:

$$P_1 = \frac{|f| P_{tot}}{2(|h| + |f|)}, P_2 = \frac{|h| P_{tot}}{2(|h| + |f|)}, P_r = \frac{1}{2} P_{tot} \quad (4-22)$$

## 4.2.2 系统总容量最大的功率优化

根据公式 (4-9), 得到系统总的容量为:

$$\begin{aligned} I_{sum} &= I_1 + I_2 \\ &= \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{s_1}) + \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{s_2}) \\ &= \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{s_1})(1 + \gamma_{s_2}) \end{aligned} \quad (4-23)$$

故在总功率为  $P_{tot}$  时, 最大化系统总容量的功率优化问题用公式描述为:

$$\begin{cases} (P_1, P_2, P_r) = \arg \max_{P_1, P_2, P_r} I_{sum} \\ s.t. P_1 + P_2 + P_r = P_{tot} \end{cases} \quad (4-24)$$

因为对数函数是单调递增的函数, 所以最大化  $I_{sum}$  等价于最大化  $(1 + \gamma_{S_1})(1 + \gamma_{S_2})$ 。根据文献[55]中的引理: 当  $(1 + x_1)(1 + x_2)$  达到最大时,  $1/x_1 + 1/x_2$  取得最小值。所以式 (4-24) 的优化问题等价于下式:

$$\begin{cases} (P_1, P_2, P_r) = \arg \min_{P_1, P_2, P_r} \left( \frac{1}{\gamma_{S_1}} + \frac{1}{\gamma_{S_2}} \right) \\ s.t. P_1 + P_2 + P_r = P_{tot} \end{cases} \quad (4-25)$$

同样设  $P_1 = \alpha P_{tot}$ ,  $P_2 = \beta P_{tot}$ ,  $P_r = (1 - \alpha - \beta) P_{tot}$ ,  $0 \leq \alpha \leq 1$ ,  $0 \leq \beta \leq 1$ ,  $\alpha + \beta \leq 1$ 。

根据公式 (4-21), 得到  $\frac{1}{\gamma_{S_1}} + \frac{1}{\gamma_{S_2}} = \frac{\alpha |h|^2 + \beta |f|^2}{\alpha \beta (1 - \alpha - \beta) P_{tot} |hf|^2} \triangleq I$ 。在这些条件的限制下, 使  $I$

分别对  $\alpha$  和  $\beta$  求偏导, 即求  $\partial I / \partial \alpha = 0$  和  $\partial I / \partial \beta = 0$ , 即可得到

$$\alpha = \frac{|f|}{2(|h| + |f|)}, \quad \beta = \frac{|h|}{2(|h| + |f|)} \quad (4-26)$$

所以各节点功率分配值为:

$$P_1 = \frac{|f| P_{tot}}{2(|h| + |f|)}, P_2 = \frac{|h| P_{tot}}{2(|h| + |f|)}, P_r = \frac{1}{2} P_{tot} \quad (4-27)$$

可以看出此结果和基于最小化中断概率为优化准则得出的结果相同, 由此我们获得一个能同时最小化中断概率和最大化总信道容量的优化功率分配解。

### 4.2.3 仿真结果与分析

仿真中, 假设三个终端在同一条直线上, 中继节点位于  $S_1$  和  $S_2$  之间, 且距离归一化,  $S_1$  到 R 的距离为  $d_1$ ,  $S_2$  到 R 的距离为  $d_2$ , 即  $d_1 + d_2 = 1$ 。其中  $0 < d_1 < 1$ 、 $0 < d_2 < 1$ , 考虑大尺度衰落, 设置路径损耗指数  $\nu = 4$ , 因此  $\Omega_h = d_1^{-\nu}$ ,  $\Omega_f = d_2^{-\nu}$ 。同时设目标传输速率  $R = 1$ 。

图 4.2 在  $SNR = 20\text{dB}$  的条件下, 对等功率分配和优化功率分配下的中断概率进行了 Monte Carlo 仿真, 得到中断概率随中继位置的变化曲线。从图中可以看出: 在  $d_1 = 0.5$ , 即中继节点位于两源节点中心位置时, 不管是等功率分配还是优化功率分配条件下, 系统的中断概率都达到最低。但与距离的变化无关, 优化功率分配总是比等功率分配的中断概率低。

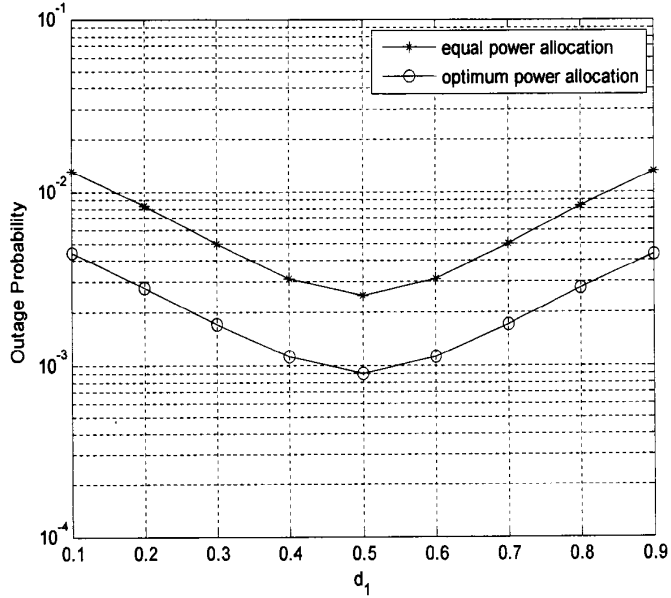


图 4.2 中断概率随中继位置的变化曲线

图 4.3 在  $d_1 = 0.5$  时, 对不同信噪比条件下的中断概率的 Monte Carlo 仿真和中断概率的理论值进行了仿真对比。从图中可以看出, 无论在较高或较低信噪比情况下, 等功率分配下中断概率的 Monte Carlo 仿真值都非常接近于理论值的下界。且优化功率分配下的中断概率明显低于等功率分配。

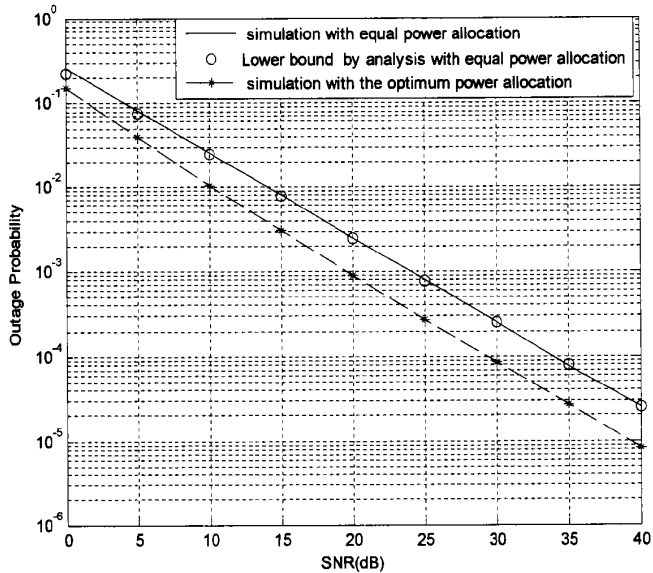


图 4.3 中断概率的仿真值与理论值的对比

文献[44]提出了一种凸优化功率分配的方案, 把整个 Two-way 中继系统看成四个信息流来求解, 在总功率受限的条件下, 通过引入拉格朗日乘数法对该优化模型进行求解, 得到最小化中断概率的优化分配解。图 4.4 仿真对比了此极小极大的功率优化分配方法

和文献[44]提出的凸优化的功率分配方法。仿真条件为： $d_1 = 0.5$ ， $v = 4$ ，门限 $\gamma_{th} = 1/2$ 。

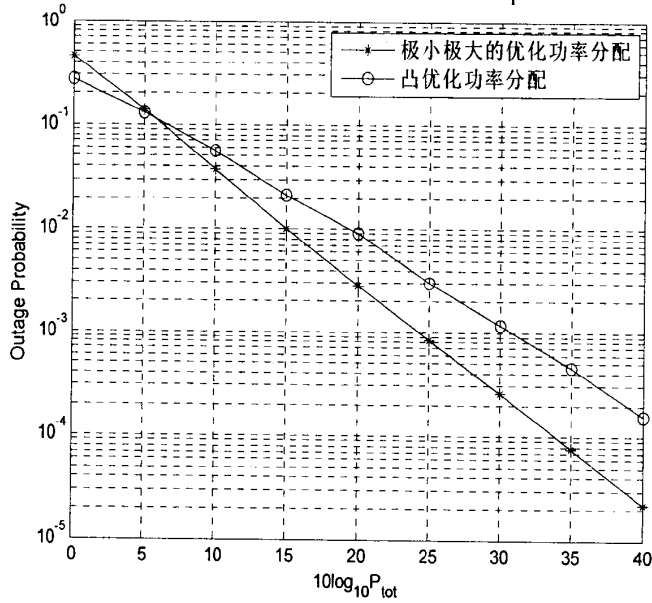


图 4.4 极小-极大功率分配与凸优化功率分配的对比图

从图 4.4 可以看出，当系统总功率小于 5dB 时，应用凸优化的功率分配比极小极大的功率优化分配获得更低的中断概率，而大于 5dB 时，极小极大的功率分配策略性能更优。所以可以依据总发射功率的大小来选择不同的功率优化分配策略，提高系统性能。

图 4.5 在  $v = 4$ ， $SNR = 20\text{dB}$  时，仿真对比了等功率分配和优化功率分配下系统总容量随距离的变化曲线，可以看出应用优化功率分配策略能明显提高系统的总容量。且在中继节点位于两目的节点中心位置时，系统总容量达到最大。

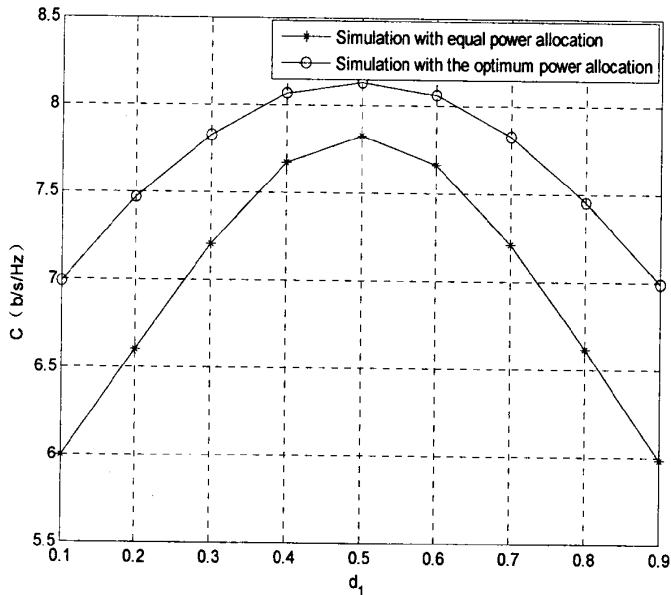


图 4.5 系统总容量随距离的变化曲线



图 4.6 画出了  $d_1 = 0.5$ ,  $v = 4$  时, 系统总容量随信噪比的变化曲线。可以看出, 不管是等功率分配还是优化功率分配系统容量都随信噪比的增大而增大, 但在相同信噪比条件下, 优化功率分配获得更大的容量。

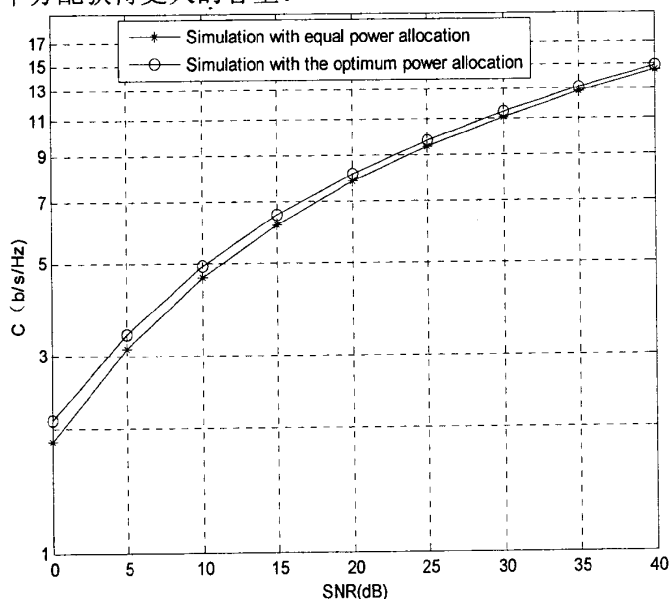


图 4.6 系统总容量随信噪比的变化曲线

### 4.3 Nakagami-m 衰落信道上优化功率分配

Nakagami-m 衰落信道是一种通用的统计分布, 能够模拟各种各样的衰落环境, 更好地描述实际衰落信道。因此人们开始研究 Nakagami-m 衰落信道下双向中继系统的性能。文献[50]在 Nakagami-m 衰落信道下给出了中断概率的精确表达式, 但它仅考虑了双向中继系统中的单方向信息流, 并没有同时考虑两相反方向的信息流。文献[51]同时考虑了两相反方向的信息流, 推导了中断概率的精确表达式。但这两文献都只考虑了等功率分配, 没有考虑优化功率分配问题。

本节在 Nakagami-m 衰落信道条件下, 同时考虑两个方向的信息流来分析双向中继系统的中断概率, 只要有一个方向的信道容量低于目标传输速率系统就发生中断。推导了中断概率的下界, 并在系统总功率受限的条件下, 以最小化系统的中断概率为优化准则, 应用信噪比平衡的方法对优化模型进行求解, 仿真结果表明基于该方案系统的中断概率明显低于基于等功率分配的中断概率。

本节中使用符号  $\Pr$  代表概率。  $\Upsilon(z, w) = \int_0^w t^{z-1} e^{-t} dt$ ,  $\Gamma(z, w) = \int_w^\infty t^{z-1} e^{-t} dt$ ,  $\Gamma(z) = \int_0^\infty t^{z-1} e^{-t} dt$ , 分别代表下界、上界不完全 gamma 函数和完全 gamma 函数。信道

系数  $h$  和  $f$  分别经历独立、但不需要同分布的 Nakagami- $m$  衰落, 且具有相同的路径损耗指数。  $n_r$  是均值为零、单边功率谱密度为  $N_0$  的加性高斯白噪声。

### 4.3.1 中断概率的推导

此部分在 Nakagami- $m$  衰落信道下, 推导了等功率分配下 Two-way AF 中继系统的中断概率下界表达式。

设  $P_1=P_2=P_r=P$ , 根据式 (4-7) 得到  $S_1$  端的瞬时信噪比, 并取其近似值为:

$$\gamma_{S_1} = \frac{\gamma_1\gamma_2}{2\gamma_1+\gamma_2+1} \approx \frac{\gamma_1\gamma_2}{2\gamma_1+\gamma_2} \quad (4-28)$$

式中,  $\gamma_1 = P|h|^2/N_0$ ,  $\gamma_2 = P|f|^2/N_0$ , 令  $SNR = P/N_0$ 。用同样的方法可以得到  $S_2$  端的瞬时信噪比为:

$$\gamma_{S_2} = \frac{\gamma_1\gamma_2}{2\gamma_2+\gamma_1+1} \approx \frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1+2\gamma_2} \quad (4-29)$$

Two-way 中继系统 AF 模式下系统的单方向信道容量公式为:

$$I_1 = \frac{1}{2} \log_2(1+\gamma_{S_1}) \quad I_2 = \frac{1}{2} \log_2(1+\gamma_{S_2}) \quad (4-30)$$

$I_1$  表示从  $S_2 \rightarrow R \rightarrow S_1$  链路的信道容量,  $I_2$  表示从  $S_1 \rightarrow R \rightarrow S_2$  链路的信道容量。

设整个系统的目标传输速率为  $R$ , 因为 Two-way 中继系统两目的节点是对称的, 所以可以设每个终端的目标传输速率为  $R/2$ , 同时考虑两个方向的信息流, 只要有一个方向的信道容量低于目标传输速率系统就发生中断, 因而系统中断概率的数学表达式为:

$$P_{outage}(R) = \Pr(I_1 < R/2 \text{ or } I_2 < R/2) \quad (4-31)$$

由于两个互信息  $I_1$  和  $I_2$  相关性很大, 所以直接使用公式 (4-31) 来解决中断概率问题是非常困难的, 因此我们采用下面的不等式<sup>[47]</sup>, 公式表示为:

$$\frac{xy}{x+y} < \min(x, y) \quad (4-32)$$

利用 (4-32) 式我们可以得到两目的节点瞬时信噪比的上界表达式为:

$$\begin{aligned} \gamma_{S_1} &= \frac{\gamma_1\gamma_2}{2\gamma_1+\gamma_2} < \frac{1}{2} \min(2\gamma_1, \gamma_2) \\ \gamma_{S_2} &= \frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1+2\gamma_2} < \frac{1}{2} \min(\gamma_1, 2\gamma_2) \end{aligned} \quad (4-33)$$

把公式 (4-30) 和 (4-33) 带入公式 (4-31), 可以得到中断概率的下界表达式为:

$$\begin{aligned}
 & P_{\text{outage}}(R) \\
 & = \Pr(I_1 < R/2 \text{ or } I_2 < R/2) \\
 & = 1 - \Pr(I_1 > R/2, I_2 > R/2) \\
 & = 1 - \Pr(\gamma_{S_1} > 2^R - 1, \gamma_{S_1} < \gamma_{S_2}) - \Pr(\gamma_{S_2} > 2^R - 1, \gamma_{S_2} < \gamma_{S_1}) \quad (4-34) \\
 & > 1 - \Pr(\min(2\gamma_1, \gamma_2) > 2(2^R - 1), \min(2\gamma_1, \gamma_2) < \min(2\gamma_2, \gamma_1)) \\
 & \quad - \Pr(\min(2\gamma_2, \gamma_1) > 2(2^R - 1), \min(2\gamma_2, \gamma_1) < \min(2\gamma_1, \gamma_2)) \\
 & \triangleq 1 - P_1 - P_2
 \end{aligned}$$

其中概率  $P_1$  的求解过程如下:

$$\begin{aligned}
 P_1 & = \Pr(\min(2\gamma_1, \gamma_2) > 2(2^R - 1), \min(2\gamma_1, \gamma_2) < \min(\gamma_1, 2\gamma_2)) \\
 & = \Pr(\gamma_2 > 2(2^R - 1), 2\gamma_1 > \gamma_2, \min(\gamma_1, 2\gamma_2) > \gamma_2) \\
 & = \Pr(\gamma_2 > 2(2^R - 1), \gamma_2 < \gamma_1 < 2\gamma_2) \\
 & \quad + \Pr(\gamma_2 > 2(2^R - 1), \gamma_1 > 2\gamma_2) \quad (4-35) \\
 & = \Pr(\gamma_2 > 2(2^R - 1), \gamma_1 > \gamma_2) \\
 & = \int_{2(2^R-1)}^{\infty} f_{\gamma_1}(\gamma_1) d\gamma_1 \int_{2(2^R-1)}^{\gamma_1} f_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2
 \end{aligned}$$

因为  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  均是  $h$  和  $f$  的二次函数, 所以  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  都是服从 gamma 分布的随机变量, 它们的概率密度函数分别为:

$$\begin{aligned}
 f_{\gamma_1}(\gamma_1) & = \left(\frac{m_1}{\gamma_1}\right)^{m_1} \frac{\gamma_1^{m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left(-\frac{m_1\gamma_1}{\gamma_1}\right) \\
 f_{\gamma_2}(\gamma_2) & = \left(\frac{m_2}{\gamma_2}\right)^{m_2} \frac{\gamma_2^{m_2-1}}{\Gamma(m_2)} \exp\left(-\frac{m_2\gamma_2}{\gamma_2}\right) \quad (4-36)
 \end{aligned}$$

式中,  $\bar{\gamma}_1 = P\Omega_h/N_0$ ,  $\bar{\gamma}_2 = P\Omega_f/N_0$ ,  $\Omega_h$  和  $\Omega_f$  分别为信道  $h$  和  $f$  的方差, 考虑大尺度衰落, 所以设  $\Omega_h = d_1^{-\nu}$ ,  $\Omega_f = d_2^{-\nu}$ ,  $\nu$  为路径损耗指数,  $d_1$  和  $d_2$  分别为  $S_1$  到  $R$  和  $S_2$  到  $R$  的距离, 把 (4-36) 式带入 (4-35) 式, 并利用指数积分公式<sup>[52]</sup>:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} x^n e^{-\mu x} dx & = \mu^{-n-1} \Gamma(n+1, \mu u) \\
 \int_u^{\infty} x^n e^{-\mu x} dx & = \mu^{-n-1} \Gamma(n+1, \mu u) \\
 \int_0^{\infty} x^n e^{-\mu x} dx & = n! \mu^{-n-1} \quad (4-37)
 \end{aligned}$$

式中,  $u > 0, \text{Re } \mu > 0, n = 0, 1, 2, \dots$ 。

最后计算得到概率  $P_1$  的表达式为:

$$\begin{aligned}
 P_1 = & \left[ 1 - \frac{1}{\Gamma(m_2)} \Upsilon \left( m_2, \frac{2(2^R - 1)m_2}{\gamma_2} \right) \right] \\
 & \times \frac{1}{\Gamma(m_1)} \Gamma \left( m_1, \frac{2(2^R - 1)m_1}{\gamma_1} \right) \\
 & - \frac{1}{\Gamma(m_1)} \left( \frac{m_1}{\gamma_1} \right)^{m_1} \sum_{m=0}^{m_2-1} \left( \frac{m_2}{\gamma_2} \right)^m \frac{1}{m!} \left( \frac{m_1}{\gamma_1} + \frac{m_2}{\gamma_2} \right)^{-m_1-m} \\
 & \times \Gamma \left( m_1 + m, 2(2^R - 1) \left( \frac{m_1}{\gamma_1} + \frac{m_2}{\gamma_2} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{4-38}$$

用同样的方法可以得到概率  $P_2$  的表达式为:

$$\begin{aligned}
 P_2 = & \Pr(\min(2\gamma_2, \gamma_1) > 2(2^R - 1), \min(2\gamma_2, \gamma_1) < \min(2\gamma_1, \gamma_2)) \\
 = & \frac{1}{\Gamma(m_2)} \Gamma \left( m_2, \frac{2(2^R - 1)m_2}{\gamma_2} \right) \left[ 1 - \frac{1}{\Gamma(m_1)} \Upsilon \left( m_1, \frac{2(2^R - 1)m_1}{\gamma_1} \right) \right] \\
 & - \frac{1}{\Gamma(m_2)} \left( \frac{m_2}{\gamma_2} \right)^{m_2} \sum_{n=0}^{m_1-1} \left( \frac{m_1}{\gamma_1} \right)^n \frac{1}{n!} \left( \frac{m_2}{\gamma_2} + \frac{m_1}{\gamma_1} \right)^{-m_2-n} \\
 & \times \Gamma \left( m_2 + n, 2(2^R - 1) \left( \frac{m_2}{\gamma_2} + \frac{m_1}{\gamma_1} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{4-39}$$

需要说明的是中断概率的下界表达式 (4-34) 中的衰落因子  $m_1$  和  $m_2$  可取任意的整数值, 且其中包含的不完全 gamma 函数和完全 gamma 函数都可以应用 Matlab 软件中提供的函数直接进行计算, 所以实现简单方便。

### 4.3.2 优化功率分配策略

现在假设  $S_1$ 、 $S_2$  和 R 端的传输功率分别为  $P_1$ 、 $P_2$  和  $P_r$ 。为了简化计算, 在此我们设  $N_0=1$ , 且中继节点的放大因子  $\rho$  取其近似值。

$$\rho = \sqrt{\frac{1}{P_1|h|^2 + P_2|f|^2 + 1}} \approx \sqrt{\frac{1}{P_1|h|^2 + P_2|f|^2}}$$

此时得到  $S_1$  和  $S_2$  两源端的信噪比如公式 (4-7) 所示。

同样设系统总功率为  $P_{tot}$ , 则有式:

$$P_1 + P_2 + P_r \leq P_{tot} \tag{4-40}$$

成立, 在此条件下, 通过在各节点间进行合理的功率分配, 使系统的中断概率最低, 故优化模型可以表述为:

$$\begin{cases} (P_1, P_2, P_r) = \arg \min_{P_1, P_2, P_r} P_{outage}(R) \\ s.t. \quad P_1 + P_2 + P_r = P_{tot} \end{cases} \tag{4-41}$$

根据式 (4-9) 和 (4-10) 可以得到式 (4-41) 的等价公式为:

$$\begin{cases} (P_1, P_2, P_r) = \arg \max_{P_1, P_2, P_r} \min(\gamma_{S_1}, \gamma_{S_2}) \\ \text{s.t.} \quad P_1 + P_2 + P_r = P_{tot} \end{cases} \quad (4-42)$$

该问题最优解存在的条件是括号里的变量相等<sup>[1]</sup>, 即:

$$\gamma_{S_1} = \gamma_{S_2} \quad (4-43)$$

根据文献[27]中的引理 4: 在信噪比平衡方法中, 优化中继传输的功率总是等于总功率的一半, 即:

$$P_r = 1/2 P_{tot} \quad (4-44)$$

在 (4-40)、(4-43) 和 (4-44) 的条件下, 可以求出公式 (4-42) 的解为:

$$P_1 = \frac{|f| P_{tot}}{2(|h| + |f|)}, P_2 = \frac{|h| P_{tot}}{2(|h| + |f|)}, P_r = \frac{1}{2} P_{tot} \quad (4-45)$$

由式 (4-45) 可以看出, 两目的节点的功率分配系数  $P_1$  和  $P_2$  都是随信道的变化而变化的。

### 4.3.3 仿真结果与分析

仿真中, 设中继节点位于  $S_1$  和  $S_2$  之间, 且距离归一化,  $S_1$  到 R 的距离为  $d_1$ ,  $S_2$  到 R 的距离为  $d_2$ , 即  $d_1 + d_2 = 1$ 。其中  $0 < d_1 < 1$ 、 $0 < d_2 < 1$ , 路径损耗指数  $\nu$  取值为 4,  $N_0 = 1$ , 目标传输速率  $R = 1$ 。

在图4.7中, 我们对  $d_1 = 0.5$ 、系统总功率与噪声功率之比为 0~30dB、衰落因子分别为 (1)  $m_1 = 1$  和  $m_2 = 1$ ; (2)  $m_1 = 1$  和  $m_2 = 2$ ; (3)  $m_1 = 1$  和  $m_2 = 3$ ; (4)  $m_1 = 2$  和  $m_2 = 2$  时的四种情况, 进行了仿真分析, 得到了等功率分配下中断概率的 Monte Carlo 仿真曲线、等功率分配下中断概率理论值的下界和优化功率分配下中断概率的 Monte Carlo 仿真曲线, 分别对应图中的圆圈、实线和点线。从图中可以看出, 不依赖于  $m_1$  和  $m_2$  的取值, 无论在信噪比较高还是较低情况下, 基于等功率分配的中断概率的 Monte Carlo 仿真值都非常接近于理论值的下界, 同时基于优化功率分配的中断性能明显优于基于等功率分配的中断性能, 例如, 在中断概率为  $10^{-3}$  时, 相比较于等功率分配, 优化功率分配可以获得约 3dB 的增益。当  $m_1 = m_2 = 1$  即两信道均为瑞利衰落信道时, 其中断性能最差, 信噪比为 30dB 时, 中断概率仅为  $10^{-3}$ 。另外在较高信噪比条件下, 衰落因子  $m_1 = 1$  和  $m_2 = 2$  得到的仿真曲线与  $m_1 = 1$  和  $m_2 = 3$  得到的仿真曲线基本重合, 这是因为系统的性能主要取决于较差的 ( $m_1 = 1$ ) 那一条链路。

图 4.8 画出了信噪比为 20dB、不同衰落因子条件下中断概率随中继位置的变化曲

线。从图中可以看出当  $m_1 = m_2$  时，中继节点的最佳位置位于两目的节点中心，此时中断概率最小；而当  $m_1 \neq m_2$  时，中继节点的最佳位置应靠近信道衰落严重的一端，但不是越近越好，因为要同时考虑两个方向的信息流，所以靠近的程度由两个信道状态来决定，还与信道的信噪比有关。比如  $m_1 = 1$ 、 $m_2 = 2$  和  $SNR = 20\text{dB}$  时，中继节点的最佳位置位于 0.2~0.3 之间。另外提出的优化功率分配方案始终能使系统获得比等功率分配方案更低的中断概率，且当衰落因子  $m$  变大时，系统的中断性能提高的更为明显。

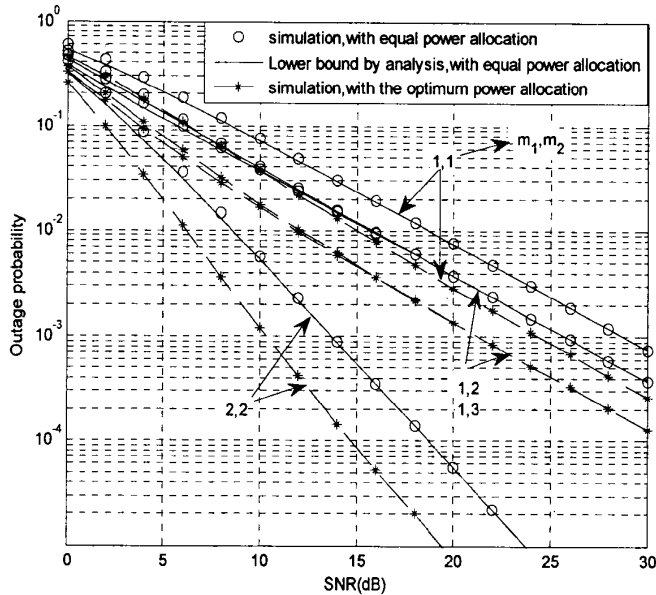


图 4.7 中断概率随信噪比的变化曲线

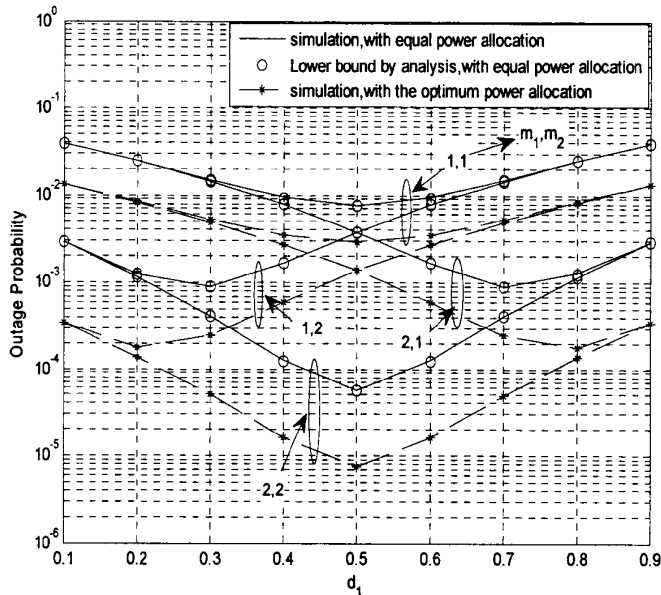


图 4.8 中断概率随中继位置的变化曲线

图 4.9 在  $m_1 = 1$ 、 $m_2 = 2$  和各节点等功率分配时，仿真了  $d_1 = 0.1$ 、 $d_1 = 0.3$  和  $d_1 = 0.5$

三种情况下中断概率随信噪比的变化曲线。可以看出，当信噪比小于 10dB 时，中继节点位于两目的节点中心位置时中断概率最低。当信噪比大于 10dB 小于 27dB 时，中继节点位于  $d_1 = 0.3$  时中断概率最低。而当信噪比大于 27dB 时，中继节点位于  $d_1 = 0.1$  时中断概率最低。可以总结出：当两信道衰落因子不同时，要减小系统的中断概率，就要使中继节点靠近信道衰落严重的一端，但是靠近的程度与信噪比的大小有关，随信噪比的增大，越靠近信道衰落严重的一端中断概率越低，所以可以依照信道信噪比的大小，来选择不同位置的中继节点来降低系统的中断概率。

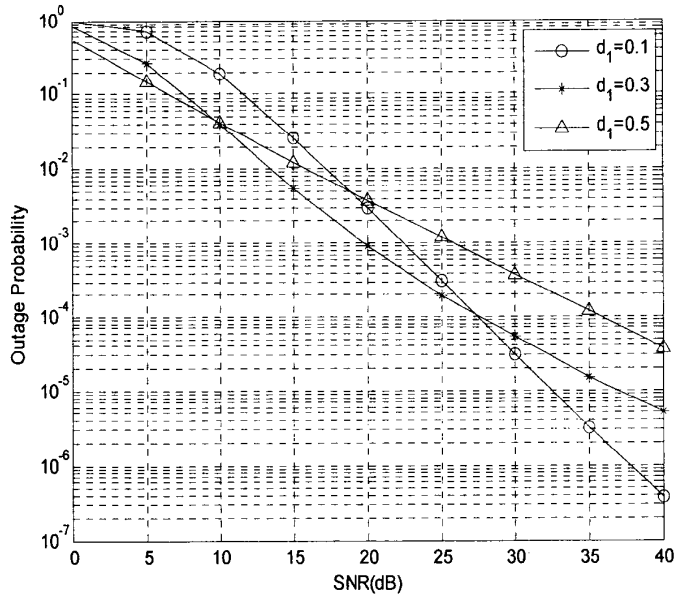


图 4.9 不同中继位置时中断概率随信噪比的变化

图 4.10 取与 4.9 相对称的信道条件，即  $m_1 = 2$ 、 $m_2 = 1$  时，对  $d_1 = 0.6$ 、 $d_1 = 0.7$  和  $d_1 = 0.8$  三种情况下的中断概率进行仿真对比。从图中可以看出，当信噪比小于 15dB 时， $d_1 = 0.6$  时中断概率最低。当信噪比大于 15dB 小于 22dB 时，中继节点位于  $d_1 = 0.7$  时中断概率最低。而当信噪比大于 22dB 时，中继节点位于  $d_1 = 0.8$  时中断概率最低。结果表明：随信噪比的增大，越靠近信道衰落严重的一端中断概率越低。与图 4.9 取得相同的结论，因此从不同的角度验证了图 4.8 结论的正确性。

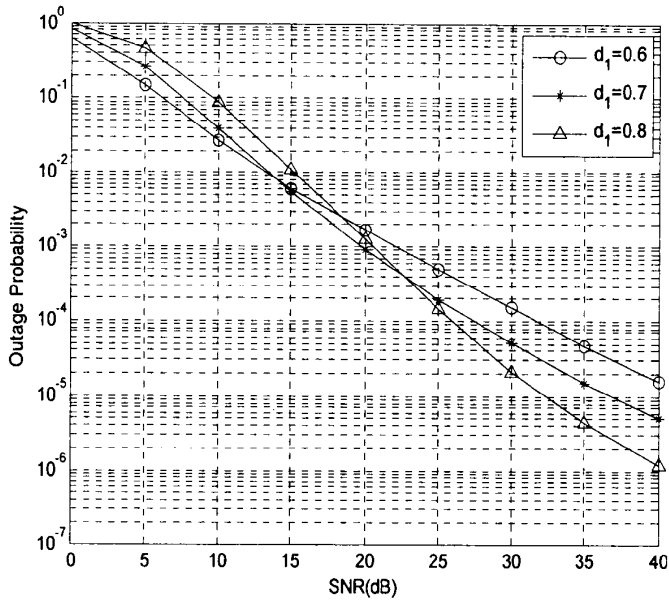


图 4.10 不同中继位置时中断概率随信噪比的变化

图 4.11, 在  $\Omega_h = 1$  和  $\Omega_f = 1$  时, 仿真对比了本节推导的中断概率的下界与文献[51]中推导的中断概率的精确表达式, 结果表明, 不依赖于衰落因子  $m_1$  和  $m_2$  的取值, 在较高信噪比时, 此中断概率的下界非常接近于中断概率的精确表达式, 但计算复杂度更低。以  $m_1 = m_2 = 1$  和  $k = 1$  (即指数函数的泰勒级数展开式取前两项) 为例, 计算一次中断概率的精确表达式需要 92 次乘除运算, 而计算一次中断概率的下界表达式需要 52 次乘除运算。因此当信噪比较高时, 使用此中断概率的下界表达式其计算量减少了大约一半。

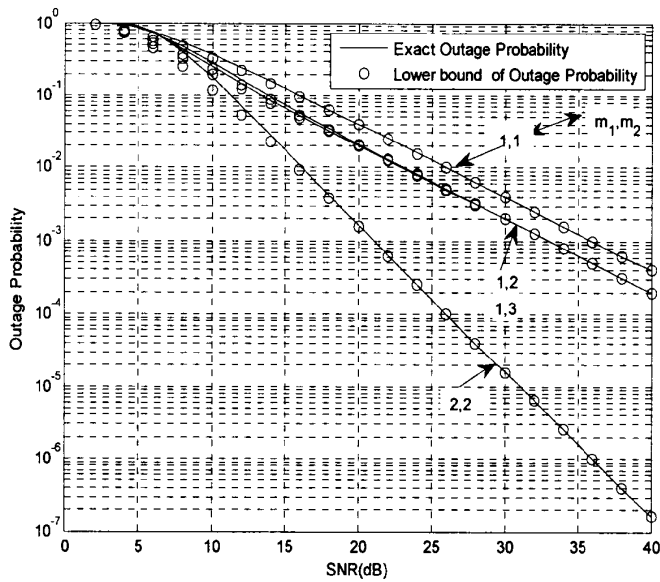


图 4.11 中断概率的下界与精确值对比图



## 4.4 本章小结

本章分别在 Rayleigh 衰落信道和 Nakagami-m 衰落信道下, 研究了三节点 Two-way 中继系统的优化功率分配问题。首先给出了典型的三节点双向协作中继系统模型, 并分析了其工作原理; 然后在 Rayleigh 衰落信道下, 分别以最小化中断概率和最大化系统总容量为目标, 进行优化功率分配, 推导得到了各节点的优化功率分配值, 并通过计算机仿真对理论结果进行了验证; 最后讨论了 Nakagami-m 衰落信道下 Two-way 中继系统的中断性能, 推导得到了中断概率的下界表达式, 并研究了基于信噪比平衡的功率分配方法。仿真结果表明, 基于等功率分配的中断概率的 Monte Carlo 仿真值非常接近于理论值的下界, 同时基于优化功率分配的系统中断概率明显低于等功率分配下系统的中断概率。

## 第 5 章 Two-way 中继系统的中继选择策略

在多中继协作通信系统中，尽管选取更多的中继节点参与信息的传输将导致更好的性能，但随着协作节点数量的增加带来的性能增益将减小，而且协同方案的设计、信号检测以及多址问题等的复杂度会增加，网络成本也会提高，所以选择合适数量的协同节点是一个有待优化的问题。本章就以系统中断概率和容量作为中继选择的两大标准和评价方式，在多中继中选择一个最佳中继用于协作传输，并在总功率受限的条件下，对参与通信的各节点进行功率优化分配，进一步提高系统的性能，改善通信质量。

### 5.1 多节点中继系统模型

多节点双向中继系统模型如图 5.1 所示。用  $S_1$ 、 $S_2$  和  $R_l$  分别表示第一个源节点，第二个源节点和第  $l$  个中继节点，其中  $l=1, \dots, L$ 。系统的中继节点采用 AF 工作方式，图中  $h_{1,l}$  代表  $S_1$  到  $R_l$  的信道系数， $h_{2,l}$  代表  $S_2$  到  $R_l$  的信道系数。且假设  $h_{1,l}$  和  $h_{2,l}$  是均值为零、方差分别为  $\Omega_{1,l}$  和  $\Omega_{2,l}$  的复高斯随机变量，每个信道的加性高斯白噪声都是均值为零、方差为 1 的复高斯随机变量。 $S_1$  和  $S_2$  发送的信息符号用  $x_1$  和  $x_2$  表示，发射功率分别为  $P_1$  和  $P_2$ ，中继发射功率为  $P_r$ 。每一个终端都是单天线和工作在半双工模式下，且具有完全信道状态信息。

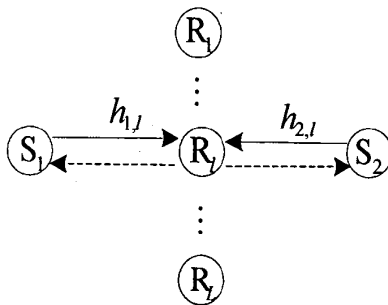


图 5.1 多节点双向中继系统模型

### 5.2 基于中断概率最小的优化

本节以中断概率最小作为中继选择的标准和评价方式，首先在多中继系统中选择一个最佳中继用于协作传输。然后在总功率受限的条件下，对选择的中继节点和两个源节点进行功率优化分配。最后对得到的理论结果进行仿真验证。

### 5.2.1 最佳中继节点的选择

不失一般性, 设第  $l$  个中继节点被选为最佳中继帮助两个源节点完成通信。在第一时隙  $S_1$  和  $S_2$  同时发信息给  $R_l$ , 则  $R_l$  接收到的信号  $y_l$  为:

$$y_l = \sqrt{P_1} h_{1,l} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,l} x_2 + n_l \quad (5-1)$$

其中,  $n_l$  是加性高斯白噪声。在第二时隙, 中继节点  $R_l$  对接收到的信号  $y_l$  进行放大处理, 放大系数为  $\rho_l$ , 为了计算的方便, 我们取其近似值, 表达式为:

$$\rho_l = \frac{1}{\sqrt{P_1 |h_{1,l}|^2 + P_2 |h_{2,l}|^2 + 1}} \approx \frac{1}{\sqrt{P_1 |h_{1,l}|^2 + P_2 |h_{2,l}|^2}} \quad (5-2)$$

然后中继以发射功率  $P_r$  广播处理后的信号, 则两个源节点  $S_1$  和  $S_2$  接收到的信号分别为:

$$y_{1,l} = \sqrt{P_1 P_r} h_{1,l}^2 \rho_l x_1 + \sqrt{P_2 P_r} h_{1,l} h_{2,l} \rho_l x_2 + \sqrt{P_r} h_{1,l} \rho_l n_l + n_{1,l} \quad (5-3)$$

$$y_{2,l} = \sqrt{P_1 P_r} h_{1,l} h_{2,l} \rho_l x_1 + \sqrt{P_2 P_r} h_{2,l}^2 \rho_l x_2 + \sqrt{P_r} h_{2,l} \rho_l n_l + n_{2,l} \quad (5-4)$$

因为源节点  $S_i$  知道自己的传输信息  $x_i$  和所有的信道系数,  $i=1,2$ 。所以能消除自干扰信息, 如  $S_1$  端的  $\sqrt{P_1 P_r} h_{1,l}^2 \rho_l x_1$  和  $S_2$  端的  $\sqrt{P_2 P_r} h_{2,l}^2 \rho_l x_2$ , 因此  $S_1$  和  $S_2$  端获得新的无干扰的信号分别为:

$$\tilde{y}_{1,l} = \sqrt{P_2 P_r} \rho_l h_{1,l} h_{2,l} x_2 + \sqrt{P_r} \rho_l h_{1,l} n_l + n_{1,l} \quad (5-5)$$

$$\tilde{y}_{2,l} = \sqrt{P_1 P_r} \rho_l h_{1,l} h_{2,l} x_1 + \sqrt{P_r} \rho_l h_{2,l} n_l + n_{2,l} \quad (5-6)$$

把式 (5-2) 代入式 (5-5) 和式 (5-6), 得到  $S_1$  端的信噪比  $\gamma_{2,l}$  和  $S_2$  端信噪比  $\gamma_{1,l}$  分别为:

$$\gamma_{2,l} = \frac{P_2 P_r |h_{1,l}|^2 |h_{2,l}|^2}{P_r |h_{1,l}|^2 + P_1 |h_{1,l}|^2 + P_2 |h_{2,l}|^2} \quad (5-7)$$

$$\gamma_{1,l} = \frac{P_1 P_r |h_{1,l}|^2 |h_{2,l}|^2}{P_r |h_{2,l}|^2 + P_1 |h_{1,l}|^2 + P_2 |h_{2,l}|^2} \quad (5-8)$$

根据互信息的定义可知两个源节点的互信息为:

$$I_{1,l} = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{1,l}) \quad I_{2,l} = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{2,l}) \quad (5-9)$$

同时考虑两个相反方向的信息流, 只要有一个方向信道容量低于目标传输速率系统就发生中断, 设整个系统的目标速率为  $R$ , 因为两个终端是对称的, 所以可以设每个终端的目标传输速率为  $R/2$ , 因此第  $l$  个中继节点处的中断概率数学表达式为:

$$P_{out,l}(R) = \Pr \left[ I_{1,l} < \frac{R}{2} \text{ or } I_{2,l} < \frac{R}{2} \right] = \Pr \left[ \min[I_{1,l}, I_{2,l}] < \frac{R}{2} \right] \quad (5-10)$$

基于这个中断概率, 现在考虑多中继时的中继选择。分析式 (5-10) 可知, 要使中断概率最小, 就要使  $\min[I_{1,l}, I_{2,l}]$  最大, 所以选择的中继节点需要满足的条件为:

$$\hat{l} = \arg \max_{l=1, \dots, L} \min [I_{1,l}, I_{2,l}] \quad (5-11)$$

把式 (5-11) 代入式 (5-10), 即得到含有中继选择的系统中断概率的表达式为:

$$P_{out}(R) = \Pr \left[ \max_{l=1, \dots, L} \min [I_{1,l}, I_{2,l}] < \frac{R}{2} \right] \quad (5-12)$$

接下来使用式 (5-12) 来推导含有中继选择的中断概率。把式 (5-9) 代入式 (5-12), 再经过化简后得出中断概率表达式为:

$$\begin{aligned} P_{out}(R) &= \Pr \left[ \max_{l=1, \dots, L} \min [\log_2(1 + \gamma_{1,l}), \log_2(1 + \gamma_{2,l})] < R \right] \\ &= \Pr \left[ \max_{l=1, \dots, L} \log_2(1 + \min[\gamma_{1,l}, \gamma_{2,l}]) < R \right] \\ &= \Pr \left[ \log_2 \left( 1 + \max_{l=1, \dots, L} \min[\gamma_{1,l}, \gamma_{2,l}] \right) < R \right] \end{aligned} \quad (5-13)$$

在此令  $W_l = \min[\gamma_{1,l}, \gamma_{2,l}]$ ,  $X_{1,l} = |h_{1,l}|^2$ ,  $X_{2,l} = |h_{2,l}|^2$ 。所以  $W_l$  的累积分布函数 (CDF)  $F_{W_l}(w)$  为:

$$\begin{aligned} F_{W_l}(w) &= \Pr [W_l < w] \\ &= \Pr [\min(\gamma_{1,l}, \gamma_{2,l}) < w] \\ &= \Pr [\gamma_{1,l} < w, \gamma_{1,l} < \gamma_{2,l}] + \Pr [\gamma_{2,l} < w, \gamma_{2,l} < \gamma_{1,l}] \\ &= P_1 + P_2 \end{aligned} \quad (5-14)$$

下面分别求解概率  $P_1$  和  $P_2$ 。首先把式 (5-7) 和式 (5-8) 代入概率  $P_1$  中, 然后化简得到下式:

$$\begin{aligned} P_1 &= \Pr [\gamma_{1,l} < w, \gamma_{1,l} < \gamma_{2,l}] \\ &= \Pr \left[ \frac{P_1 P_r X_{1,l} X_{2,l}}{(P_2 + P_r) X_{2,l} + P_1 X_{1,l}} < w, \right. \\ &\quad \left. \frac{P_1 P_r X_{1,l} X_{2,l}}{(P_2 + P_r) X_{2,l} + P_1 X_{1,l}} < \frac{P_2 P_r X_{1,l} X_{2,l}}{(P_1 + P_r) X_{1,l} + P_2 X_{2,l}} \right] \\ &= \Pr [X_{1,l} (P_1 P_r X_{2,l} - w P_1) < (P_2 + P_r) X_{2,l} w, X_{1,l} < \alpha X_{2,l}] \end{aligned} \quad (5-15)$$

式中  $\alpha = (P_2(P_r + P_2 - P_1)) / (P_1(P_r + P_1 - P_2))$ 。式 (5-15) 中, 概率  $X_{1,l} (P_1 P_r X_{2,l} - w P_1) < (P_2 + P_r) X_{2,l} w$  分为  $X_{2,l} \leq w/P_r$  和  $X_{2,l} > w/P_r$  两种情况考虑, 因此式 (5-15) 化简为:

$$\begin{aligned} P_1 &= \Pr \left[ X_{1,l} < \alpha X_{2,l}, X_{2,l} \leq \frac{w}{P_r} \right] \\ &\quad + \Pr \left[ X_{1,l} < \min \left( \alpha X_{2,l}, \frac{w(P_r + P_2) X_{2,l}}{P_1 P_r X_{2,l} - P_1 w} \right), X_{2,l} > \frac{w}{P_r} \right] \end{aligned} \quad (5-16)$$

其中第二个概率中的  $\min$  表达式又要分为下面两种情况考虑:

$$\begin{aligned} & \min\left(\alpha X_{2,l}, \frac{w(P_r + P_2)X_{2,l}}{P_1 P_r X_{2,l} - P_1 w}\right) \\ &= \begin{cases} \alpha X_{2,l}, & \frac{w}{P_r} < X_{2,l} \leq \frac{(P_r + P_2 + \alpha P_1)w}{\alpha P_1 P_r} \\ \frac{w(P_r + P_2)X_{2,l}}{P_1 P_r X_{2,l} - P_1 w}, & X_{2,l} > \frac{(P_r + P_2 + \alpha P_1)w}{\alpha P_1 P_r} \end{cases} \quad (5-17) \end{aligned}$$

把 (5-17) 式代入 (5-16) 式, 得到概率  $P_1$  的表达式为:

$$\begin{aligned} P_1 &= \Pr\left[X_{1,l} < \alpha X_{2,l}, X_{2,l} \leq \frac{w(P_r + P_2 + \alpha P_1)}{\alpha P_1 P_r}\right] \\ &+ \Pr\left[X_{1,l} < \frac{w(P_r + P_2)X_{2,l}}{P_1 P_r X_{2,l} - P_1 w}, X_{2,l} > \frac{w(P_r + P_2 + \alpha P_1)}{\alpha P_1 P_r}\right] \quad (5-18) \\ &= \int_{=0}^A \int_{q=0}^{\alpha t} f_{X_{1,l}}(q) f_{X_{2,l}}(t) dq dt + \int_{=A}^{\infty} \int_{q=0}^{\frac{w(P_r + P_2)t}{P_1 P_r t - P_1 w}} f_{X_{1,l}}(q) f_{X_{2,l}}(t) dq dt \\ &= P_{11} + P_{12} \end{aligned}$$

其中  $A = \frac{w(P_r + P_2 + \alpha P_1)}{\alpha P_1 P_r}$ , 因为  $X_{1,l}, X_{2,l}$  都是服从指数分布的随机变量, 所以其概率密度

函数分别为:

$$f_{X_{1,l}}(q) = \frac{1}{\Omega_{1,l}} \exp\left(-\frac{q}{\Omega_{1,l}}\right), \quad f_{X_{2,l}}(t) = \frac{1}{\Omega_{2,l}} \exp\left(-\frac{t}{\Omega_{2,l}}\right) \quad (5-19)$$

把 (5-19) 式带入 (5-18) 式, 经过定积分得到概率  $P_{11}$  和  $P_{12}$  的表达式分别为:

$$\begin{aligned} P_{11} &= 1 - \exp\left(-\frac{A}{\Omega_{2,l}}\right) + \frac{\Omega_{1,l}}{\Omega_{1,l} + \alpha \Omega_{2,l}} \left( \exp\left(-\frac{\Omega_{1,l} + \alpha \Omega_{2,l}}{\Omega_{1,l} \Omega_{2,l}} A\right) - 1 \right) \quad (5-20) \\ P_{12} &= \exp\left(-\frac{A}{\Omega_{2,l}}\right) - \frac{1}{\Omega_{2,l}} B \left[ \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{z}{\Omega_{2,l}} - \frac{(P_r + P_2)w^2}{P_1 P_r^2 \Omega_{1,l} z}\right) dz \right. \\ &\quad \left. - \int_0^{\frac{(P_r + P_2)w}{(\alpha P_1 P_r)}} \exp\left(-\frac{z}{\Omega_{2,l}} - \frac{(P_r + P_2)w^2}{P_1 P_r^2 \Omega_{1,l} z}\right) dz \right] \quad (5-21) \end{aligned}$$

其中  $B = \exp\left(-\frac{(P_r + P_2)w}{P_1 P_r \Omega_{1,l}} - \frac{w}{P_r \Omega_{2,l}}\right)$ 。应用公式  $\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\beta}{4x} - \gamma x\right) dx = \sqrt{\frac{\beta}{\gamma}} K_1(\sqrt{\beta\gamma})$ , 指数

函数的级数展开式  $\exp(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{x^i}{i!}$ , 指数积分递归公式

$E_{i+1}(\mu) = \frac{1}{i} (\exp(-\mu) - \mu E_i(\mu))$ <sup>[52]</sup>。化简式 (5-21) 为:

$$P_{12} = \exp\left(-\frac{A}{\Omega_{2,l}}\right) - B \left[ \sqrt{\frac{4w^2(P_r + P_2)}{P_1 P_r^2 \Omega_{1,l} \Omega_{2,l}}} K_1 \left( \sqrt{\frac{4w^2(P_r + P_2)}{P_1 P_r^2 \Omega_{1,l} \Omega_{2,l}}} \right) - \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!} \left( \frac{w(P_r + P_2)}{\alpha P_1 P_r \Omega_{2,l}} \right)^{i+1} E_{i+2} \left( \frac{\alpha w}{P_r \Omega_{1,l}} \right) \right] \quad (5-22)$$

将式 (5-20) 和 (5-22) 代入式 (5-18), 经化简得到概率  $P_1$  的最终表达式为:

$$P_1 = \frac{\alpha \Omega_{2,l}}{\Omega_{1,l} + \alpha \Omega_{2,l}} + \frac{\Omega_{1,l}}{\Omega_{1,l} + \alpha \Omega_{2,l}} \exp\left(-\frac{\Omega_{1,l} + \alpha \Omega_{2,l}}{\Omega_{1,l} \Omega_{2,l}} A\right) - B \left[ \sqrt{\frac{4w^2(P_r + P_2)}{P_1 P_r^2 \Omega_{1,l} \Omega_{2,l}}} K_1 \left( \sqrt{\frac{4w^2(P_r + P_2)}{P_1 P_r^2 \Omega_{1,l} \Omega_{2,l}}} \right) - \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!} \left( \frac{w(P_r + P_2)}{\alpha P_1 P_r \Omega_{2,l}} \right)^{i+1} E_{i+2} \left( \frac{\alpha w}{P_r \Omega_{1,l}} \right) \right] \quad (5-23)$$

其中  $K_1(\cdot)$  是二类一阶调制贝塞尔函数,  $E_i(\cdot)$  是指数积分函数,  $i=1,2,\dots$ 。且无穷级数展开式是收敛的<sup>[53]</sup>。

同理得到概率  $P_2$  的表达式为:

$$P_2 = \frac{\bar{\alpha} \Omega_{1,l}}{\Omega_{2,l} + \alpha \Omega_{1,l}} + \frac{\Omega_{2,l}}{\Omega_{2,l} + \alpha \Omega_{1,l}} \exp\left(-\frac{\Omega_{2,l} + \bar{\alpha} \Omega_{1,l}}{\Omega_{1,l} \Omega_{2,l}} \bar{A}\right) - \bar{B} \left[ \sqrt{\frac{4w^2(P_r + P_1)}{P_2 P_r^2 \Omega_{1,l} \Omega_{2,l}}} K_1 \left( \sqrt{\frac{4w^2(P_r + P_1)}{P_2 P_r^2 \Omega_{1,l} \Omega_{2,l}}} \right) - \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!} \left( \frac{w(P_r + P_1)}{\bar{\alpha} P_2 P_r \Omega_{1,l}} \right)^{i+1} E_{i+2} \left( \frac{\bar{\alpha} w}{P_r \Omega_{2,l}} \right) \right] \quad (5-24)$$

其中  $\bar{A} = \frac{w(P_r + P_1 + \bar{\alpha} P_2)}{\bar{\alpha} P_2 P_r}$ ,  $\bar{B} = \exp\left(-\frac{(P_r + P_1)w}{P_2 P_r \Omega_{2,l}} - \frac{w}{P_r \Omega_{1,l}}\right)$ ,  $\bar{\alpha} = 1/\alpha$ 。

若  $U_1 = \max_{i=1,\dots,L} W_i$ , 那么  $U_1$  的 CDF  $F_{U_1}(w) = \prod_{i=1}^L F_{W_i}(w)$ , 根据式 (5-13) 和式 (5-14), 由此得到中继选择条件下的中断概率表达式为:

$$P_{\text{out}}(R) = \prod_{i=1}^L F_{W_i}(2^R - 1) \quad (5-25)$$

## 5.2.2 优化功率分配

当在多个中继节点中选择了最佳中继进行通信时, 为进一步降低系统的中断概率, 对选择的中继节点和两个源节点再进行优化功率分配。设系统总功率为  $P$ , 即在

$P_1 + P_2 + P_r \leq P$  的条件下, 对各节点的发射功率进行优化分配, 故优化模型可以表述为:

$$\begin{cases} (P_1, P_2, P_{r,j}) = \arg \min_{P_1, P_2, P_{r,j}} P_{out}(R) \\ s.t. \quad P_1 + P_2 + P_r = P \end{cases} \quad (5-26)$$

可以看出式 (5-26) 优化模型与 4.3.2 节的式 (4-41) 相同, 因为我们在多中继系统中只选择一个最佳中继进行通信, 所以中继选择后进行功率优化分配, 就变成了三节点的功率优化分配问题。同时 4.3.2 节提出的基于信噪比平衡的功率分配方案的推导过程并不依赖于信道的形式, 所以也同样适用于瑞利衰落信道, 且计算简单。在此可以直接应用 4.3.2 节得到的优化功率分配值:

$$P_1 = \frac{|f|P}{2(|h|+|f|)}, P_2 = \frac{|h|P}{2(|h|+|f|)}, P_r = \frac{1}{2}P \quad (5-27)$$

### 5.2.3 性能分析与仿真

下面分两种情况对上述理论结果进行仿真分析: 一种是只考虑中继选择对中断概率的影响; 另一种是考虑联合的中继选择和功率优化分配对中断概率的影响。

#### (1) 中继选择对系统中断概率的影响

图 5.2 画出了等功率分配下、不同中继节点数量时, 中断概率随功率的变化曲线。仿真条件为:  $P_1 = P_2 = P_r = P$ ,  $R = 1$ ,  $\Omega_{1,l} = \Omega_{2,l} = 1$ ,  $l = 1, \dots, L$ ,  $L = 1, 2, 3, 4$ 。从图中可以看出, 随着功率的增加中断概率减小, 且相同功率条件下, 可供选择的中继个数越多, 中断概率越小。但是随着中继节点数目的增加带来的性能增益增大的幅度将减小, 例如在功率  $P$  为 20dB 时,  $L = 2$  比  $L = 1$  时中断概率约降低了 1.5 个数量级, 但是  $L = 4$  比  $L = 3$  的中断概率仅降低约一个数量级。

图 5.3 考虑中继位置对系统中断概率的影响, 画出了不同中继节点数量、等功率分配下中断概率随中继位置的变化曲线。仿真条件为: 路径损耗指数  $\nu = 4$ ,  $P_1 = P_2 = P_r = P = 10\text{dB}$ ,  $R = 1$ ,  $\Omega_{1,l} = d_1^{-\nu}$ ,  $\Omega_{2,l} = (1 - d_1)^{-\nu}$ 。从图中可以看出: 当中继位于两源节点中心位置时中断概率最小, 且随着可供选择的中继个数的增多, 系统的中断概率更低。

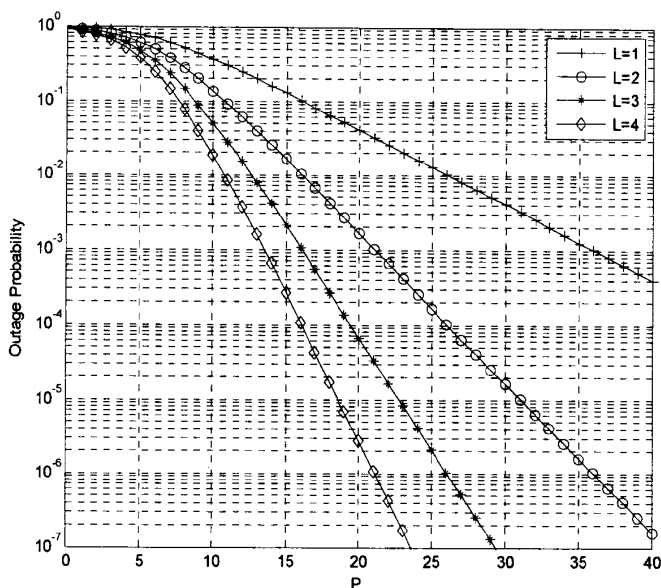


图 5.2 中断概率随功率的变化曲线

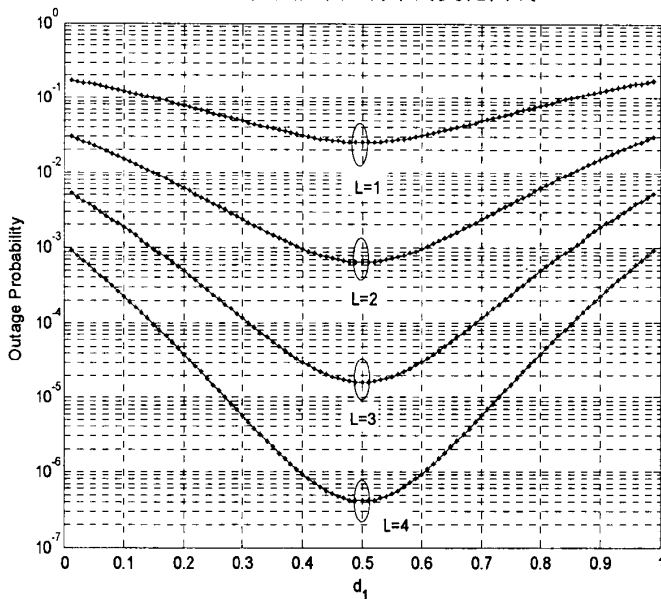


图 5.3 中断概率随中继位置的变化曲线

(2) 联合的中继选择和优化功率分配对系统中断概率的影响

图 5.4 对联合中继选择和优化功率分配下的中断概率进行了仿真分析。仿真条件为： $R=1$ ， $\Omega_{1,l}=\Omega_{2,l}=1$ ， $l=1,\dots,L$ ， $L=1,2,3,4$ 。等功率分配下  $P_1=P_2=P_r=1/3P$ ，优化功率分配值如式 (5-27) 所示。从图中可以看出联合的中继选择和优化功率分配可以在中继选择的基础上进一步降低系统的中断概率。例如在  $L=4$ 、中断概率为  $10^{-4}$  时，与等功率分配相比优化功率分配还可以获得约 3dB 的增益。



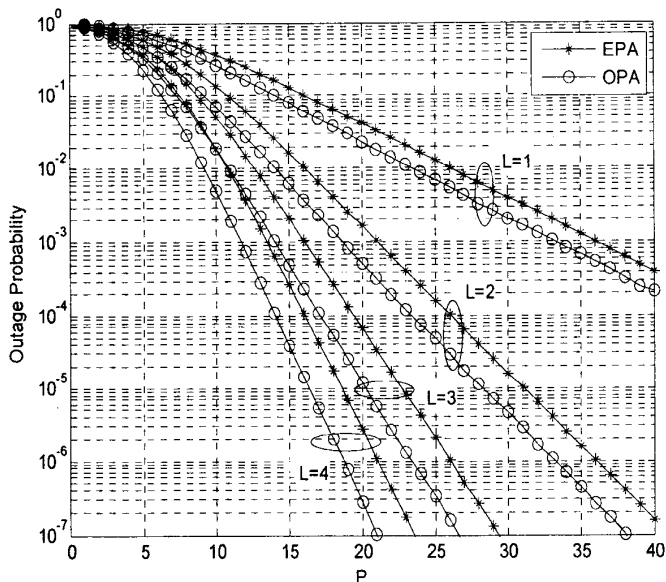


图 5.4 中断概率随功率的变化曲线

### 5.3 基于系统容量最大的优化

此部分在系统总功率受限的条件下，以最大化系统容量为准则，提出了一个联合的中继选择和功率优化分配方案。

#### 5.3.1 数学模型

不失一般性，假设第  $l$  个中继节点被选为最佳中继帮助两个源节点完成通信。在第一时间隙，两个源节点  $S_1$  和  $S_2$  同时发送数据到第  $l$  个中继节点，则  $R_l$  接收到的信号  $y_l$  为：

$$y_l = \sqrt{P_1} h_{1,l} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,l} x_2 + n_l \quad (5-28)$$

其中， $n_l$  是加性高斯白噪声。在第二时间隙，中继节点  $R_l$  对接收到的信号  $y_l$  乘以权重因子  $w_l$ ，然后发送给目的节点，发射信号  $t_l$  为：

$$t_l = w_l y_l \quad (5-29)$$

则两目的节点  $S_1$  和  $S_2$  接收的信号分别为：

$$y_{1,l} = \sqrt{P_1} h_{1,l}^2 w_l x_1 + \sqrt{P_2} h_{1,l} h_{2,l} w_l x_2 + h_{1,l} w_l n_l + n_{1,l} \quad (5-30)$$

$$y_{2,l} = \sqrt{P_1} h_{1,l} h_{2,l} w_l x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,l}^2 w_l x_2 + h_{2,l} w_l n_l + n_{2,l} \quad (5-31)$$

两目的节点对接收到的信号进行解码，消除自干扰，如  $S_1$  端的  $\sqrt{P_1} h_{1,l}^2 w_l x_1$  和  $S_2$  端的  $\sqrt{P_2} h_{2,l}^2 w_l x_2$ ，因此  $S_1$  和  $S_2$  端获得新的无干扰的信号分别为：

$$\tilde{y}_{1,l} = \sqrt{P_2} h_{1,l} h_{2,l} w_l x_2 + h_{1,l} w_l n_l + n_{1,l} \quad (5-32)$$

$$\tilde{y}_{2,l} = \sqrt{P_1} h_{1,l} h_{2,l} w_l x_1 + h_{2,l} w_l n_l + n_{2,l} \quad (5-33)$$

令  $X_{1,l} = |h_{1,l}|^2$ ,  $X_{2,l} = |h_{2,l}|^2$ 。则两目的节点  $S_1$  和  $S_2$  接收信噪比分别为:

$$\gamma_{1,l} = \frac{P_2 X_{1,l} X_{2,l} |w_l|^2}{|w_l|^2 X_{1,l} + 1}, \gamma_{2,l} = \frac{P_1 X_{1,l} X_{2,l} |w_l|^2}{|w_l|^2 X_{2,l} + 1} \quad (5-34)$$

根据式 (5-28) 和式 (5-29) 得到第  $l$  个中继的发射功率  $P_{r,l}$  为:

$$P_{r,l} = (P_1 X_{1,l} + P_2 X_{2,l} + 1) |w_l|^2 \quad (5-35)$$

所以系统总的发射功率为:

$$\begin{aligned} P_{tot,l} &= P_1 + P_2 + P_{r,l} \\ &= P_1 (1 + X_{1,l} |w_l|^2) + P_2 (1 + X_{2,l} |w_l|^2) + |w_l|^2 \end{aligned} \quad (5-36)$$

根据最大流-最小割定理, 即在任一网络中, 最大流的值等于最小割的容量。所以双向中继系统中系统的容量取决于较小的那条链路容量, 即  $I_l = \min(I_{1,l}, I_{2,l})$ 。则最大化中继网络的容量应该最大化两条链路容量中的较小者, 所以最大化系统容量的优化问题表示为:

$$\max I_l = \max_{P_1, P_2, w_l} \min(I_{1,l}, I_{2,l}) \quad (5-37)$$

根据容量公式 (5-9), 在系统总功率受限的条件下, (5-37) 优化问题用数学公式表示为:

$$\begin{cases} \max_{P_1, P_2, w_l} \min(\gamma_{1,l}, \gamma_{2,l}) \\ \text{s.t. } P_{tot,l} \leq P_{TOT} \end{cases} \quad (5-38)$$

下面把功率分配和中继选择分开来讨论, 先考虑优化功率分配问题, 再考虑中继选择方法。

### 5.3.2 优化功率分配

此时设第  $l$  个中继节点为选择的最佳中继节点。利用信噪比平衡的方法来解决式 (5-38) 的优化问题, 即  $\gamma_{1,l} = \gamma_{2,l}$ , 根据公式 (5-34) 所以有:

$$P_1 (1 + X_{1,l} |w_l|^2) = P_2 (1 + X_{2,l} |w_l|^2) \quad (5-39)$$

根据文献[27]推导结果可知, 基于信噪比平衡的方法中, 式 (5-38) 的优化问题最终导致了下面的优化问题:

$$\max_w \frac{(P_{TOT} - \mathbf{w}^H \mathbf{w}) \mathbf{w}^H \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{w}}{(1 + \mathbf{w}^H \mathbf{D}_1 \mathbf{w})(1 + \mathbf{w}^H \mathbf{D}_2 \mathbf{w})} \quad (5-40)$$

其中  $\mathbf{f} = \mathbf{H}_1 \mathbf{h}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{h}_1$ ,  $\mathbf{D}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H$ ,  $\mathbf{D}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H$ ,  $\mathbf{H}_k = \text{diag}(\mathbf{h}_k)$ , 而  $\mathbf{h}_k$  表示多中继系统中信道系数的向量,  $k=1,2$ 。

我们是选择一个最佳中继进行传输, 而不是像文献[27]中的所有中继都参加, 因此

在我们的分析中不涉及相位自适应和同步的问题，这就大大简化了计算的复杂度和减小了系统开销。所以式 (5-40) 的优化问题就简化为：

$$\max_{|w_l|^2 \geq 0} \frac{(P_{TOT} - |w_l|^2) X_{1,l} X_{2,l} |w_l|^2}{(1 + X_{1,l} |w_l|^2)(1 + X_{2,l} |w_l|^2)} \quad (5-41)$$

从式 (5-41) 可以看出，目标函数与  $w_l$  的相位无关。用上式对  $w_l$  微分，并令其等于 0，计算得到  $w_l$  的正值为：

$$\tilde{w}_l = \sqrt{\frac{\sqrt{1 + P_{TOT} (P_{TOT} X_{1,l} X_{2,l} + X_{1,l} + X_{2,l})} - 1}{P_{TOT} X_{1,l} X_{2,l} + X_{1,l} + X_{2,l}}} \quad (5-42)$$

根据式 (5-35)、式 (5-36) 和式 (5-39) 得到：

$$\begin{aligned} P_{tot,l} &= P_1(1 + X_{1,l} |w_l|^2) + P_2(1 + X_{2,l} |w_l|^2) + |w_l|^2 \\ &= 2P_1(1 + X_{1,l} |w_l|^2) + |w_l|^2 \\ &= 2P_2(1 + X_{2,l} |w_l|^2) + |w_l|^2 \\ &\leq P_{TOT} \end{aligned} \quad (5-43)$$

在此取等号，把式 (5-42) 带入式 (5-43)，得到  $P_1$  和  $P_2$  用  $\tilde{w}_l$  表示的表达式为：

$$\tilde{P}_1 = \frac{P_{TOT} - |\tilde{w}_l|^2}{2(1 + X_{1,l} |\tilde{w}_l|^2)} \quad \tilde{P}_2 = \frac{P_{TOT} - |\tilde{w}_l|^2}{2(1 + X_{2,l} |\tilde{w}_l|^2)} \quad (5-44)$$

### 5.3.3 最佳中继节点的选择

把式 (5-42) 和式 (5-44) 代入式 (5-34)，则选择的第  $l$  个中继节点获得的最大平衡信噪比值为：

$$\gamma_{b,l} = \gamma_{1,l} = \gamma_{2,l} = \frac{(P_{TOT} - |\tilde{w}_l|^2) X_{1,l} X_{2,l} |\tilde{w}_l|^2}{2(1 + X_{2,l} |\tilde{w}_l|^2)(|\tilde{w}_l|^2 X_{1,l} + 1)} \quad (5-45)$$

当系统的优化功率分配解决后，式 (5-38) 的优化问题就简化为下面的中继选择问题：

$$\hat{l} = \arg \max_{l=1, \dots, L} \min[\gamma_{1,l}, \gamma_{2,l}] \quad (5-46)$$

因为  $\gamma_{b,l} = \gamma_{1,l} = \gamma_{2,l}$ ，所以最佳中继节点的选择变为：

$$\hat{l} = \max_{l=1, \dots, L} \gamma_{b,l} \quad (5-47)$$

优化中继选择的过程为：具有完全信道状态信息的两个源节点通过计算平衡信噪比

$\gamma_{b,l}$ ,  $l=1, \dots, L$ , 选择其中具有最大平衡信噪比的中继节点。然后其中一个源节点通过控制信道, 广播选择的信息给所有的中继节点, 没有被选择的中继节点不参与本次通信, 而被选择的中继节点要根据本地信道状态信息来计算优化的权重因子  $\tilde{w}_l$  的值和两源节点的优化功率分配值, 帮助  $S_1$  和  $S_2$  完成通信。

### 5.3.4 性能分析与仿真

图 5.5 仿真对比了不同中继数量时系统容量随总功率的变化曲线。仿真条件: 信道方差  $\Omega_{1,l} = \Omega_{2,l} = 1$ ,  $l=1, \dots, L$ ,  $L=1, 2, 4$ 。等功率分配下  $P_1 = P_2 = P_r = 1/3 P_{TOT}$ , 优化功率分配因子为式 (5-42) 和 (5-44) 所示。

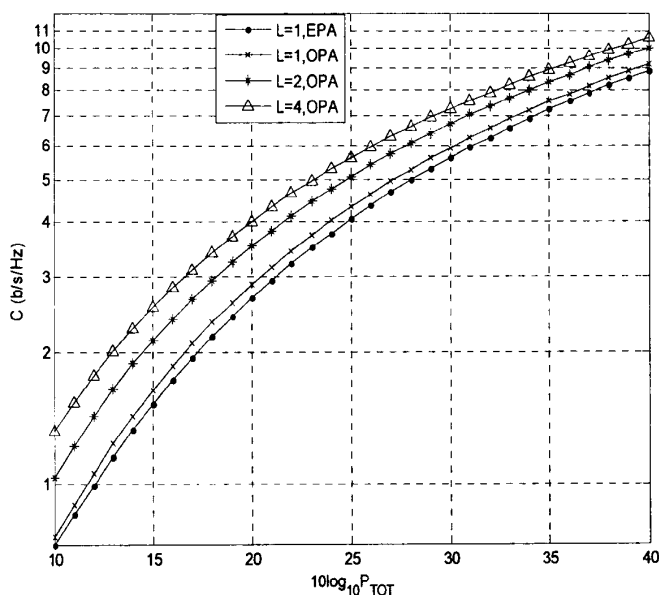


图 5.5 信道容量随系统总功率的变化曲线

从图中可以看出, 当中继节点  $L=1$ , 即没有中继选择时, 优化功率分配与等功率分配相比可以获得约 0.2 bit/s/Hz 的容量增益; 而随着可供选择的中继数量的增加, 系统容量也随着增加。例如在  $P_{TOT}=20$  dB 时,  $L=4$  的优化功率分配与  $L=2$  时的优化功率分配相比可以获得约 0.5 bit/s/Hz 的增益, 而比  $L=1$  的优化功率分配获得的容量大约 1 bit/s/Hz。

考虑中继位置对系统容量的影响, 图 5.6 画出了上述四种情况下系统容量随中继位置的变化曲线。仿真条件: 路径损耗指数  $\nu=4$ ,  $P_{TOT}=10$ ,  $\Omega_{1,l} = d_1^{-\nu}$ ,  $\Omega_{2,l} = (1-d_1)^{-\nu}$ 。  $d_1$  为  $S_1$  到 R 的距离,  $1-d_1$  表示  $S_2$  到 R 的距离。从图中可以看出, 由于信道的对称性, 与功率分配和中继选择无关, 中继节点位于两目的节点中心位置时, 四种情况下系统都获得相应条件下的最大容量。当靠近两终端位置时, 系统容量都开始下降, 且下降的速度两边相同, 每条曲线都具有此特点。以  $L=2$  那条曲线为例,  $d_1 = 0.4$  和  $d_1 = 0.6$  时系统

获得的容量相等。同时优化功率分配性能明显优于等功率分配，且随着可选择中继节点数量的增多系统获得的容量更大。

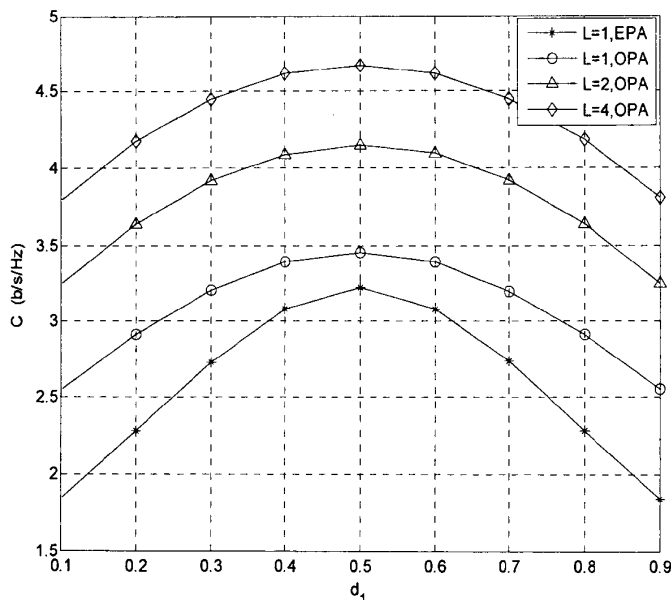


图 5.6 信道容量随中继位置的变化曲线

图 5.7 考虑含有 10 个中继的网络，即  $L=10$ ，且  $\Omega_{1,l} = \Omega_{2,l} = 1$ ， $l=1, \dots, L$  的条件下，对本节改进的联合中继选择和功率优化分配方案与其他两种方案下系统获得的最大容量进行了仿真对比。方案一为 10 个中继都参加的并具有信噪比平衡的优化功率分配策略（如图中的 All-relay, OPA）；方案二为文献[56]中提到的等功率分配下的基于最小的信噪比最大化的中继选择策略（如图中的 Max-min RS, EPA）。方案一中  $R_1 = R_2 = 1/2 \log_2(1 + SNR_{tot})$ ， $SNR_{tot}$  为两个源节点其中一端的所有接收信噪比之和，方案二中  $R = 1/2 \log_2(1 + \max_l \min(\gamma_{1,l}, \gamma_{2,l}))$ ，其中  $\gamma_{1,l}$  和  $\gamma_{2,l}$  如式 (5-7) 和 (5-8) 所示。从图中可以看出：本节改进的信噪比平衡的方法与方案一相比性能较差，如当总功率  $P_{TOT}=20$  时，约损失 1bit/s/Hz 的容量。这是因为改进的方案应用了中继选择，即只有被选择的中继节点才乘以权重因子，其它节点的权重因子等于零，而方案一中的所有节点都拥有权重因子。但是应用方案一需要载波同步和额外的系统开销，因此对移动用户和大的网络来讲实现比较困难，而改进的方案只需要一个表明被选择中继的整数值广播给所有中继节点即可，所以在实际的通信系统中，要对系统的复杂度和性能增益进行综合权衡；但与方案二相比性能较好，可以获得约 0.2 bit/s/Hz 的增益，这是因为方案二中，尽管进行优化中继选择，但是没有进行优化功率分配。

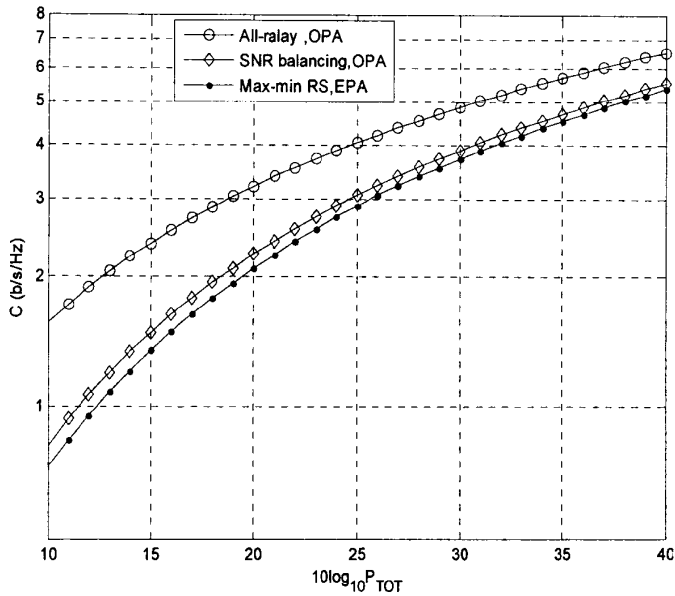


图 5.7 不同准则下系统获得最大容量对比图

## 5.4 本章小结

本章主要讨论了多节点 Two-way 中继系统中联合的中继选择和优化功率分配问题。研究了两种不同的方案：一种是以最小化中断概率为目标进行最佳中继节点的选择，推导出了中断概率的闭式解。然后在中继选择的基础上，对参与通信的各节点进行优化功率分配；另一种是在系统总功率受限的条件下，以最大化系统容量为准则，构建了最大化最小接收信噪比的优化模型，并应用含有权重因子的信噪比平衡的方法进行求解，推导得到了优化功率分配解和最优中继选择策略。通过计算机仿真发现，联合的中继选择和优化功率分配可以在中继选择的基础上进一步降低系统的中断概率。

## 结 论

协作通信是一种新型的无线传输技术，在多用户通信环境中，通过在各协作用户间构建“虚拟天线阵列”的方式，充分利用信号的空域信息。推进了 MIMO 技术的实用化，它大大提高了信道的容量和系统的频谱利用率。

本论文通过理论分析、计算机仿真对 Two-way 中继系统的功率分配和中继选择问题进行了深入研究。主要完成了以下工作：

(1) 对 One-way 中继系统和 Two-way 中继系统的工作原理进行分析比较。然后在瑞利衰落信道下，中继分别采用 AF 和 DF 的协作方式，对 One-way 中继系统和 Two-way 中继系统的信道容量进行了仿真对比。结果表明：同等条件下，Two-way 中继系统可以获得更大的信道容量。

(2) 对三节点 Two-way 中继系统的优化功率分配问题进行了研究。

在 Rayleigh 衰落信道下，分别以最小化中断概率和最大化系统总容量为准则进行优化功率分配，推导了各通信节点的优化功率分配值。仿真结果表明：①当中断概率相同时，与等功率分配相比优化功率分配可以获得约 4dB 的信噪比增益。②相同信噪比条件下，优化功率分配获得的信道容量约提升 0.5 bit/s/Hz。

在 Nakagami-m 衰落信道下分析了系统的中断性能，推导得到中断概率的下界表达式。然后在系统总功率受限的条件下，以最小化中断概率为目标进行了优化功率分配，并通过计算机仿真对理论结果进行了验证。得到结论：不依赖于衰落因子  $m_1$  和  $m_2$  的取值，无论在信噪比较高还是较低情况下，基于等功率分配的中断概率的 Monte Carlo 仿真值都非常接近于理论值的下界。且在相同信噪比和相同衰落因子条件下，优化功率分配与等功率分配相比系统的中断概率约降低半个数量级。当两信道的衰落因子不同时，选择的中继节点应靠近信道衰落严重的一端，但靠近的程度由信噪比的大小决定，随信噪比的增大，越靠近信道衰落严重的一端中断概率越低。

(3) 在多节点 Two-way 中继系统中，研究了两种联合的中继选择和优化功率分配方法。在系统总功率受限的条件下，分别采用最小化系统中断概率和最大化系统容量为评价标准并进行了性能仿真。仿真结果表明联合的中继选择和功率优化分配，与仅进行中继选择的系统相比，当中继数量相同时信道容量可以提升约 0.2bit/s/Hz。而当中继数量和中断概率都相同时系统可以获得约 3dB 的信噪比增益；与所有中继都参加的优化功

率分配相比约损失  $1\text{bit/s/Hz}$  信道容量,但是所有中继都参加时系统需要载波同步和额外的系统开销,所以对移动用户和大的网络来讲实现比较困难,所以在实际的通信系统中,要对系统的复杂度和性能增益进行综合权衡。

本论文虽然对 Two-way 中继系统的功率优化分配和中继选择方法进行了深入研究,并取得了较好的实验结果,但由于时间和精力有限,有些工作有待进一步的研究和分析:

(1) 本论文的讨论是在各节点具有完全信道状态信息的条件下展开的,接下来可以将信道估计和功率分配结合讨论。

(2) 本论文考虑的是系统中断概率和容量的性能,可以进一步讨论系统其他性能,比如误码率等。



## 参考文献

- [1] 彭木根, 王文博. 协同无线通信原理与应用[M]. 北京:机械工业出版社, 2008
- [2] T. M. Cover and A. Gamal. Capacity Theorems for the Relay Channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1979, 25(6):572-584
- [3] H. M. Anders. Capacity bounds for cooperative diversity[J]. IEEE Transactions on Information Theory. 2006, 52(4):1522-1544
- [4] Theodore S.Rappaport 著, 蔡涛等译. 无线通信原理与应用[M]. 北京:电子工业出版社,1999
- [5] 殷勤业, 张莹, 丁乐等. 协作分集:一种新的空域分集技术[J]. 西安交通大学学报, 2005, 39(6):551-557
- [6] A. Sendonaris, E. Erkip and B. Aazhang. Increasing Uplink Capacity via User Cooperation Diversity[C]. IEEE International Symposium on Information Theory, 1998:156
- [7] 郑侃, 彭岳星, 龙航等. 协作通信及其在 LTE-Advanced 中的应用[M]. 北京:人民邮电出版社, 2010
- [8] V. K. Sakarellos, D. Skraparlis, A.D. Panagopoulos, et al. Cooperative diversity performance in millimeter wave wireless mesh networks: Outage analysis[C]. 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009:1410-1414
- [9] Youngpil Song, Hyundong Shin and Een-Kee Hong. MIMO Cooperative Diversity with Scalar-Gain Amplify-and-Forward Relaying[J]. IEEE Transaction on Communications, 2009, 57(7): 1932-1938
- [10] A. Sendonaris, E. Erkip and B. Aazhang. User cooperation diversity-part I: System description[J]. IEEE Transaction on Communications, 2003, 51(11): 1927-1938
- [11] A. Sendonaris, E.Erkip and B.Aazhang. User cooperation diversity-part II: Implementation aspects and performance analysis[J]. IEEE Transaction on Communications, 2003, 51(11): 1939-2003
- [12] A. Host-Madsen. On The Capacity of Wireless Relaying[C]. IEEE 56th Vehicular Technology Conference, 2002, 3(56):1333-1337

- [13] A. Host-Madsen and J. Zhang. Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(6): 2020-2040
- [14] J.Nicholas Laneman, D.N.C. Tse and G.W. Wornell. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2004, 50(12): 3062-3080
- [15] T.E. Hunter and A. Nosratinia. Performance analysis of coded cooperation diversity[C]. IEEE International Conference on Communiications, 2003, 4:2688-2692
- [16] T.E. Hunter and A. Nosratinia. Cooperation Diversity Through Coding[C]. IEEE International Symposium on Information Theory, 2002:220-220
- [17] Yi Zhao, Raviraj Adve and Teng Joon Lim. Improving Amplify-and-Fordward Relay Networks:Optimal Power Allocation versus Selection[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2007, 6(8): 3114-3123
- [18] Yong-hui Li, Branka Vucetic, Zhen-dong Zhou, etal. Distributed Adaptive Power Allocation for Wireless Relay Networks[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2007, 6(3): 948-958
- [19] A. Khabbazibasmenj and S.A. Vorobyov. Power Allocation in Decode-and-Fordward Cooperative Networks via SEP Minimization[J]. 2009 3rd IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing, 2009:328-331
- [20] Lin Zinan, E. Erkip and A. Stefanov. Cooperative Regions and Partner Choice in Coded Cooperative Systems[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2006, 54(7): 1323-1334
- [21] F.A. Onat, A. Adinoyi, Yijia Fan, etal. Threshold Selection for SNR-based Selective Digital Relaying in Cooperative Wireless Networks[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2008, 7(11):4226-4237
- [22] Qimin You, Yonghui Li and Zhuo Chen. Joint Relay Selection and Network Coding Using Decode-and-Forward Protocol in Two-Way Relay Channels[C]. IEEE Global Telecommunications Conference, 2010:1-6
- [23] 张曙, 田园, 刘彤等. 衰落信道数字通信基础[M]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社, 2010
- [24] Andrea Goldsmith 著, 杨鸿文等译. 无线通信[M]. 北京:人民邮电出版社, 2007

- [25] A. Nosratinia and A. Hedayat. Cooperative Communication in Wireless Networks[J]. IEEE Communication Magazine, 2004, 42(10):74-80
- [26] C.E. Shannon. Two-way communication channels[S]. 4th Berkeley Symposium. Math. Statist. Stat. Prob. California, America, 1961:611-644
- [27] V. Havary-Nassab, S. Shahbazpanahi and A. Grami. Optimal distributed beamforming for two-way relay networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3): 1238-1250
- [28] Y. Wu, P. A. Chou, and S.-Y. Kung. Information Exchange in Wireless Networks with Network Coding and Physical-layer Broadcast[C]. 2005 Conference on Information Sciences and Systems, 2005
- [29] P. Larsson, N. Johansson, and K.-E. Sunell. Coded bidirectional relaying[C], IEEE Vehicular Technology Conference, 2006, 2:851-855
- [30] T. Cui and J. Kliewer, Memoryless Relay Strategies for Two-way Relay channels: Performance analysis and optimization[C]. IEEE International Conference on Communication, 2008:1139-1143
- [31] Rui Zhang, Ying-Chang Liang, Chin Choy Chai, et al. Optimal beamforming for two-way multi-antenna relay channel with analogue network coding[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(5):699-712
- [32] I. Hammerstrom, M. Kuhn, C. Esli, et al. MIMO two-way relaying with transmit CSI at the relay[J]. IEEE 8th Workshop on Signal Process Advances in Wireless Communication, 2007:1-5
- [33] S. J. Kim, P. Mitran, C. John, et al. Coded bidirectional relaying in combat scenarios[C], IEEE Military Communication Conference, 2007:1-7
- [34] Q. Li, H.L. Kwok and C.T. Kah. An achievable rate region of cooperative multiple-access channels with hybrid CF and DF cooperation[J]. IEEE Communication letters, 2009, 13(8):591-593
- [35] 李倩. 无线中继系统的性能研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2010
- [36] B. Rankov and A. Wittneben. Spectral efficient protocols for half duplex fading relay channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(2): 379-389
- [37] R. Vaze and R. W. Heath. Capacity scaling for MIMO two-way relaying[C]. IEEE International Symposium on Information Theory, 2007, 1451-1455

- [38] Yang Han, See Ho Ting, Chin Keong Ho, et al. High rate two-way amplify-and-forward half-duplex relaying with OSTBC[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, 2008: 2426-2430
- [39] Nam Wooseok, Chung Sae-young and Lee Y.H. Capacity bounds for two-way relay channels[C]. IEEE International Zurich Seminar on Digital Object Identifier, 2008:144-147
- [40] Sang Joon Kim, N. Devroye, P. Mitran, et al, Comparison of bi-directional relaying protocols[C], IEEE Sarnoff Symposium, 2008: 1-5
- [41] SHINW, LEE N, LIM JB, et al. An optimal transmit power allocation for the two-way relay channel using physical-layer network coding[C]. IEEE International Conference on Communications Workshops, 2009:1-6
- [42] Q. Li, S. H. Ting, A. Pandharipande, et al. Adaptive two-way relaying and outage analysis[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2009, 8(6):3288-3299
- [43] K. S. Hwang, Y. C. Ko and M.-S. Alouini. Performance bounds for two-way amplify-and-forward relaying based on relay path selection[C]. IEEE VTC2009, 2009: 1-5
- [44] 唐伦, 刘通, 陈前彬等. Two-way 中继系统协作节点选择及功率分配[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(9):2077-2082
- [45] 刘通, 陈前彬, 唐伦. Two-way 中继系统中基于最小化中断概率的功率分配策略[J]. 计算机应用研究, 2011, 28(3):1108-1110
- [46] ZHANG Xiaojuan and GONG Yi. Adaptive power allocation in Two-way amplify-and-forward relay networks[C]. IEEE International Conference on Communications, 2009: 1-5
- [47] P.A. Anghel and M.Kaveh. Exact symbol error probability of a cooperative network in a Rayleigh-fading environment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(5): 1416-1421
- [48] Zhihang Yi, MinChul Ju and Il-Min Kim. Outage Probability and Optimum Power Allocation for Analog Network Coding[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2011, 10(2): 407-412
- [49] H. V. Poor. An Introduction to Signal Detection and Estimation[M]. 2nd edition. New York: Springer-Verlag, 1994

- [50] Jing Yang, Pingzhi Fan, Trung Q. Duong, et al. Exact Performance of Two-Way AF Relaying in Nakagami-m Fading Environment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(3): 980-987
- [51] P.K. Upadhyay and S. Prakriya. Performance of Two-Way Opportunistic Relaying With Analog Network Coding Over Nakagami-m Fading[J]. IEEE Transactions on Vehicular technology, 2011, 60(4):1965-1971
- [52] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik. Table of Integrals, Series and Products[M]. 6th edition. New York: Academic Press, 2000
- [53] MinChul Ju and Il-Min Kim. Relay selection with ANC and TDBC Protocols in Bidirectional relay networks[J], IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(12): 3500-3511
- [54] K.J. Ray Liu, Ahmed K.Sadek, Weifeng Su, Andres Kwasinski 著, 任品毅等译. 协作通信及网络[M]. 北京:电子工业出版社.2010
- [55] Quan Yuan, Yajian Zhou, Mingfeng Zhao, et al. Optimal Transmission Power Allocation for Two-way Relay Channel Using Analog Network Coding[C]. International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks, 2011:4243-4246
- [56] S. Atapattu, Y. Jing, H. Jiang, et al. Opportunistic relaying in two-way networks[C]. 5th International ICST Conference on Communications and Networking, 2010:1-8

## 攻读硕士学位期间发表的论文和取得的科研成果

- [1] 孙聚芳, 何忠秋. Two-way 中继系统的中断概率及功率分配策略[J].应用科技. 2011(已录用)

## 致 谢

两年半的研究生生活即将结束，在这两年半的时间里，我得到了许多老师和同学的帮助。在此论文完成之际，我要对所有帮助过我的人表示衷心的感谢。我要特别感谢我的导师何忠秋教授。感谢您两年来对我学习的全面指导和帮助，感谢您对我生活上的关心。您那渊博的学识、严谨的治学态度让我敬仰，您的教诲对我今后的学习和工作都会产生深远的影响，并受益终生。在此，谨向何老师致以最诚挚的谢意。

我还要感谢陈晶，李莹等同学，课题研究过程中与我进行了有益探讨。感谢通信所的所有老师和同学，谢谢你们一直以来对我的支持和帮助，本课题的顺利完成与他们的关心和帮助是分不开的。

在论文完成之际，谨向所有关心、爱护我的人表示深深地谢意！

最后，对评阅本论文的各位专家致以诚挚的谢意！