



摘要

协作通信通过共享无线通信系统的多个相邻节点的天线,构造虚拟的天线阵列以获得与多输入多输出(MIMO)系统相似的分集增益,为 MIMO 技术走向实用提供了一条有效的途径。

本文首先给出了 MIMO、OFDM 技术的基本原理,详细分析了空时分组编码的编解码过程。然后在基本协作方案的基础上结合 OFDM 技术给出了基于 OFDM 的协作传输方案,分析了在不同信道情况下,中继节点对信号的不同处理方式和各协议的中断理论界,并对各协议的中断性能进行比较与评估,通过 Matlab 仿真验证了理论推导的正确性。最后,针对协作通信中异步传输问题,本文给出了一种基于 OFDM 的 Alamouti 异步协作传输方案,详细阐述了中继节点的信号处理过程,并基于此方案提出了一种 OFDM 预编码协作传输方案,相比原有方案,改进的方案通过在源节点进行预编码处理,可以在不牺牲信道利用率的前提下获得多径增益。理论分析和仿真结果验证了改进方案在实现异步传输的前提下可以获得更高的分集增益。

关键词: 空时分组编码 OFDM 协作协议 异步传输

Abstract

Cooperative communication provides an effective way to realize the Multiple Input Multiple Output(MIMO) technology by sharing the antennas on the multiple neighboring nodes in wireless communication system to construct virtual antenna array to achieve the similar diversity gain as the MIMO technology do.

First, the fundamental principles of MIMO and OFDM are introduced briefly, followed by the coding and decoding of the Space Time Block Coding(STBC). Then, on the basis of the basic cooperation strategies, the paper investigates the cooperative schemes based OFDM and analyzes the different signal processing methods at the relay nodes in different channel conditions. The outage performance of the cooperation strategies are compared and assessed. The theoretical derivation is correct verified by the Matlab simulation results. Finally, in order to solve the problem of asynchronous transmission, an Alamouti asynchronous cooperative transmission scheme based OFDM is given, the signal processing is described detailedly. Further, a new precoding cooperative transmission scheme based OFDM is presented in this paper, the new scheme can get the diversity gain without sacrificing the channel utilization compared with the original scheme. The new schemes can achieve higher diversity gain in the premise of asynchronous transmission verified by the theoretical analysis and the simulation results.

Keywords: Space Time Block Coding OFDM Cooperative protocol
Asynchronous transmission

第一章 绪论

1.1 论文背景

移动通信已经成为人类生活必不可少的需求。从上个世纪 90 年代开始,蜂窝系统的通信业务快速发展,手机成为生活、工作的重要工具。另外,数据业务中的无线局域网已经逐步可以在学校、公司、家庭范围内代替有线网络。对更高通信质量、更快速度、更大容量的需求,推动通信技术不断向前发展。

目前移动通信的发展经历了三个阶段:

第一代移动通信系统(1G)出现于 20 世纪 80 年代,模拟调频(FM)加上频分多址接入(FDMA)是它的技术要点。第一代蜂窝移动通信系统存在频带利用率低、保密性差、终端体积大等缺点。

第二代移动通信系统(2G),是以数字信号处理(DSP)为基础,被称为模拟到数字革新的技术。它在关键的空中接口环节上采用了一系列的数字信号处理技术,其中包括信源压缩编码、数字加密、信道编码、数字调制等;在多址方式上,采用了灵活、高效的时分多址(TDMA)和码分多址(CDMA)技术。为人类提供了优质的语音服务。

第三代移动通信系统(3G)是由 ITU 在 20 世纪 90 年代中后期提出的,ITU 将第三代移动通信标准规定为“IMT-2000”(国际移动电话 2000)标准,目前共确定了全球四大 3G 标准,它们分别是由欧洲主导的 WCDMA 标准,由美国主导的 CDMA2000 标准、由中国主导的 TD-SCDMA 标准。3G 系统将会以宽带 CDMA 系统为主,宽带 CDMA 不仅具有 CDMA 所拥有的一切优点,而且运行带宽要宽的多,抗干扰能力也很强,传递信号功能更趋完善,能实现无线系统大容量和高密度的覆盖漫游,也更容易管理系统。

虽然 3G 网络相对于 2G 有了很大提升,但仍不能满足人们更高的需求。例如,传承于 2G 网络的语音交换部分仍采用了电路交换的方式,不支持全网 IP;缺乏统一的标准,给网络的无缝覆盖和全球漫游都带来很大障碍;更高速率需求的带宽限制等等。因此,致力于解决 3G 不足问题的新一代通信系统(4G)已成为目前的研究热点。

新一代移动通信系统(4G)将实现移动化、宽带化、IP 化。移动化将人们从地理的限制上解脱出来,实现无时不在、无所不在的信息传递。宽带化是满足用户对视频业务、流媒体等宽带业务的需求。而下一代网络(NGN)将是全 IP 网,从核心网到用户设备均支持 IP 协议。随着向 4G 演进,趋势将是不同的无线技术在 NGN

架构下融合、共存、发挥各自的优势,形成多层次的无线网络环境。

与本文相关的 4G 物理层关键技术包括:

1) OFDM 技术

OFDM 是一种无线环境下的高速传输技术,其基本原理是把高速数据流分成若干低速数据流并行地在相互正交的子载波上传输,这样,多径衰落的时间弥散相对减少,频率选择性衰落信道转化为若干平坦衰落子信道,极大减少了符号间干扰(ISI)。由于 OFDM 使用正交的子载波划分信道,极大地提高了频谱利用率,同时又可以根据信道环境的优劣采用更适合的调制方式,并通过使用加载算法,将数据集中到条件好的信道上传输。

2) MIMO 技术

多输入多输出(MIMO)即在接收端和发送端都采用多个天线,可以成倍地提高衰落信道下的信道容量。它的基本原理是利用同一信号通过不同天线发射出去,其接收信号不是完全相同的。因此,多个天线可以同时利用相同的频率发射各自不同的信号,然后在接收端通过接收信号恢复出发送信号。

MIMO 技术无疑给解决高速无线通信问题开辟了一条新的思路,因此在此基础上发展起来的空时编码技术是一种很有前途的解决方案。空时编码将编码技术和阵列技术有机地结合在一起,实现了空分多址,从而提高了系统的抗衰落性能,同时它利用衰落信道的多径传播特点以及发射分集和接收分集来提供高速率高质量的数据传输;与不使用空时编码的系统相比,空时编码可以在不牺牲带宽的情况下获得更高的编码增益,提高抗干扰和噪声的能力。

3) 协作技术

MIMO 系统的运行基本上是利用发送/接收端的天线阵列结合空时编码实现的,然而,在蜂窝系统或传感器网络中,由于设计成本和尺寸的限制,每个终端都配备多天线是很不现实的。对于点到点的独立用户来说,没有多个天线就不可能获得空间分集增益。为了打破这种僵局,Sendonaris 等人提出了一种新的空域分集技术——协作分集^[4],使得单天线的移动终端也能实现空域分集。其基本思想是,系统中的每个移动终端都有一个或多个合作伙伴,合作伙伴之间有责任在传输自己信息的同时,帮助其伙伴传输信息。每个移动终端在传输信息的过程中既利用了自己又利用了合作伙伴的空间信道,从而获得了一定的空间分集增益。协作通信是节点通信的策略,而要实现协作分集则要通过有效的编码方案来实现,比如空时编码等。同时这种虚拟 MIMO 技术也同样可以和 OFDM 级联,在解决频率选择性衰落的同时还可以实现多阶分集,提高系统容量。因此,协作通信是下一代通信系统研究的方向之一,对未来通信的发展有着重要的意义。

1.2 国内外研究现状

协作分集, 又名协作通信, 其基本思想就是单天线的移动用户终端通过彼此共享天线, 即用户双方通过某种协作借助对方的天线发送信息, 这种互借的方式在形式上构成了虚拟的多天线阵列, 通过这种虚拟多天线的方式来享受传统 MIMO 技术的各种优势。协作分集技术是促进 MIMO 技术实用化的一种新的思路, 它的发展将给无线通信领域带来巨大的变革。协作分集为小型移动终端享受 MIMO 技术找到了一种新的思路, 是一种很有前途的空间分集技术。

协作分集技术的研究可追溯到 1979 年 Cove 和 Gamal^[5]对中继信道(relay channel)的研究。他们分析了 AWGN 信道中具有三个节点(发射节点、目的节点和中继节点)的无线通信系统的容量, 其中中继节点采用半双工模式, 即中继节点不能同时接收和发送信号。在所有的节点的工作频带相同的情况下, 系统可以分解为一个广播信道(从发射节点看)和一个多址信道(从目的节点看)。在协作分集领域出现的很多思想都在文献^[5]中首次提出。目前, 协作分集技术的研究主要分为中继(Relay)和用户终端间的协作(Cooperative)两种方式。在 Relay 方式中, 中继节点位于发射节点和目的节点之间, 发射节点和目的节点之间均采用无线连接, 它自己并没有信息发送, 而只对接收到的发射节点信息进行转发。这样, 目的节点可以从发射节点和中继节点接收到相同信号的两个独立副本, 从而获得分集增益, 提高系统性能。与 Relay 方式不同, 在 Cooperative 方式中, 每个发射节点均可作为中继节点, 它们不仅要转发信息, 同时自己也有信息需要发送。从中继节点工作的方式来看, 分为再生中继(Regenerative Relay)与非再生中继(Non-Regenerative Relay)。非再生中继仅对从发射节点接收到的信号进行功率放大, 然后转发给目的节点, 也称作放大转发(AF, Amplify and Forward); 而非再生中继对从发射节点接收到的信号进行解调与解码, 获得原始的信息, 然后将原始信息经过重新编码与调制后转发给目的节点, 也称作译码转发(DF, Decode and Forward)。非再生中继还可以转发对原始信息进行编码后的校验信息, 此时称作编码协作(CC, Coded Cooperative)。

现阶段, 在深入研究多用户多址接入技术、中继转发模式、MIMO 自适应传输技术、MIMO 空时编解码技术、联合译码多用户迭代检测技术、高效联合解调迭代译码技术等内容的基础上, 许多学者已对协作分集技术展开了广泛的研究, 主要集中在以下几个方面:

容量理论方向。协作通信的研究最早开始于无线中继信道容量的研究。20 世纪 80 年代左右, T.Cover 最早给出了高斯信道下的单中继容量上限^[5], 从此拉开了中继、协作等特殊信道容量研究的序幕。但随后, 该方向停滞了近二十年, 在这

二十年中移动通信技术得到了迅速发展,此时重新研究中继协作系统就有了新的角度和方法。文献^[6]给出了中继节点在某一时隙或频段接收源端信息,在另一时隙或频段发送源端信息情况下,对应的各态历经容量界。此外考虑到实际应用中的限制,Valenti 等人给出了源节点和中继节点在正交信道(TDMA、FDMA、CDMA)传输条件下,不同协议的容量和中断概率结果^{[7][8]}。

性能分析方向。协作通信理论建立起来之后,关于各种协作方式和结构的系统性能分析也成为研究的热点。文献^[9]分析了协作通信接收机的设计及误码性能。文献^[10]分析了放大转发和译码转发方式下协作系统的中断概率和分集性能。文献^{[11][12]}分别给出了放大转发和译码转发方式下协作通信系统的渐进平均误码率,但其文中的结论适用于已知衰落分布密度函数的某些特定系统。

分布式空时编码设计方向。由于协作系统可以看成虚拟的 MIMO 系统,因此空时码也可以应用在协作系统中,用以获得分集增益。Hunter^[14]等,Stefanov^[15]等和 Nabar^[16]等都讨论了空时编码在协作通信系统中应用的可行性。因为空时码字是由多个地理上分散的无线节点发射形成,所以成为分布式空时编码(Distributed Space-Time Coding)。此后,多种在 MIMO 系统中应用的空时编码被用于协作通信系统中^{[17][18][19][22][23]}。

基于 OFDM 的协作通信方向。OFDM 常用于消除符号间干扰和提高频谱效率,因此被广泛应用于宽带通信系统中。将 OFDM 引入到协作系统中,不仅可以获得协作分集,同时可以利用 OFDM 的优点。文献^{[24]-[26]}对此进行了研究。

异步协作通信系统方向。与 MIMO 多天线系统相比,协作节点要考虑到分布式条件,因此协作节点的同步是一个重要问题。到目前为止,大多数协作通信的研究都是假设协作用户之间的传输是完美同步的,然而在实际协作中,节点间的不同步是不可避免的,这种不同步现象会引起符号间的串扰(ISI),导致接收端的译码错误。因此异步情况下的协作通信更符合实际的要求。

本文对基于 OFDM 的协作通信协议和异步协作通信系统进行了研究。通过对基本协作协议的研究,分析了基于 OFDM 的协作协议的理论上下界,并通过计算机仿真验证了结论的合理性。异步协作通信方案也是本文研究的一个重点,通过对文献^[50]的分析和仿真,提出了一种新的基于 OFDM 异步协作传输方案,改进的方案不仅具有优良的抗异步性能,相对文献^[50]中的方案,可以在不牺牲信道利用率的前提下获得多径增益。

1.3 本文研究的主要内容

本文主要研究基于 OFDM 的协作无线传输技术。论文共分为五章，结构安排如下：第二章介绍了无线信道的传播特性，给出了 OFDM 和 MIMO 技术的基本原理，详细分析了 Alamouti 空时分组码和正交空时分组码的编解码过程和性能。第三章介绍了基本协作协议和基于 OFDM 的协作协议，并给出了不同协作协议的中断性能界和仿真结果对比，通过仿真验证了理论推导的正确性和各协作协议的特点。第四章介绍了异步 OFDM 协作传输技术，首先给出了可以抗异步的 TR-STC 和 STC-OFDM 技术，然后分析仿真了文献^[50]中给出的基于 OFDM 的 Alamouti 异步协作传输方案，对文献^[50]中提出的方案进行了改进，通过对源节点发送的信息进行预编码以获得多径增益，通过理论分析和仿真结果验证了改进的方案可以获得更高的分集增益和良好的抗异步性能。最后一章总结全文内容，并提出了进一步的研究方向。

第二章 基本原理

无线传输信道，尤其是移动环境中的无线传输信道是一个非常复杂的物理现象，未来移动通信要在有限的频谱资源上支持高速率数据和多媒体业务的传输，就必须采取频谱利用率高的抗衰落技术来提高系统的性能，MIMO 和 OFDM 就是其中的两种有效措施，这两种技术相互补充、相得益彰，更成为实现无线信道高速数据传输最希望的解决方案之一。本章简要介绍 OFDM 和 MIMO 技术基本原理，对空时分组编码的编解码过程和性能进行了详细的推导和分析。

2.1 无线信道的传播特性

在移动通信中，发射信号在传播过程中往往会受到环境中的各种物体所引起的遮挡、吸收、反射和衍射的影响，形成多条多径信号到达接收机。不同路径的信号分量具有不同的传播时延、相位和振幅，并附加有信道噪声，它们的叠加会使复合信号相互抵消或增强，导致严重的衰落。此外，如果发射机或接收机处于移动状态，或者信道环境发生变化，会引起信道特性随时间随机变化，接收到的信号由于多普勒(Doppler)效应会产生更为严重的失真。无线信道对传输信号的影响主要表现为多径效应和多普勒效应。

1) 多径时延

在多径传播环境下，由于传播路径的差异导致多径信号以不同的时间到达接收端，如果基站发射的是一个时间宽度极窄的脉冲信号，移动用户接收到的将是多个具有不同时延的脉冲信号的叠加，显然，接收信号的波形比原脉冲展宽了。由于信号波形的展宽是由信道的时延引起的，所以称之为时延扩展。其中记 τ_{\max} 为最大时延扩展。

在传输过程中，由于时延扩展，接收信号中的一个符号的波形会扩展到其他符号当中，造成符号间干扰(ISI)。为了避免产生 ISI，应该使得符号宽度远远大于最大时延扩展，或者符号速率要小于最大时延扩展的倒数。

在频域内，与时延扩展相关的另一个重要概念是相干带宽，通常用最大时延扩展的倒数来定义相关带宽：

$$\Delta B \approx 1/\tau_{\max} \quad (2-1)$$

从频域角度来看，多径信号的时延扩展可以导致频率选择性衰落，即对信号中不同的频率成分，无线传输信道会呈现不同的随机响应。由于信号中的不同频率分量的衰落是不一致的，所以经过衰落以后，信号波形就会发生畸变。由此可

以看到,当信号的速率较高,信号带宽超过无线信道的相干带宽时,信号通过无线信道后各项频率分量的变化是不一样的,引起信号波形的失真,造成 ISI,此时,就认为发生了频率选择性衰落;反之,当信号的传输速率较低,信号带宽小于相干带宽时,信号通过无线信道后各频率分量都受到相同的衰落,则认为信号只是经历了平坦衰落,即频率非选择性衰落。相干带宽是无线信道的一个重要特性,至于信号通过无线信道时,是出现频率选择性衰落还是平坦衰落,这要取决于信号本身的带宽。

2) 多普勒效应

信道的时变性是指信道的传输函数是随时间变化的,即在不同的时刻发送相同的信号,在接收端收到的信号是不相同的。时变性在移动通信系统中的具体体现就是多普勒频移,即单一的频率信号经过时变衰落信道之后会呈现为具有一定带宽和频率包络的信号,这也可以称为信道的频率弥散性。多普勒效应所引起的附加频率偏移可以称为多普勒频移,可以表示为:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = \frac{vf_c}{c} \cos \theta = f_m \cos \theta \quad (2-2)$$

式中, f_c 表示载波, c 表示光速, f_m 表示多普勒频移, v 表示移动台的移动速度。可以看到,多普勒频移与载波频率和移动台的移动速度成正比。由于存在多普勒频移,所以当单一信号 f_0 到达接收端的时候,其频谱不再是位于频率轴 $\pm f_0$ 处的单纯 δ 函数,而是分布在 $(f_0 - f_m, f_0 + f_m)$ 内的、存在一定宽度的频谱。

从时域角度来看,与多普勒频移相关的另外一个概念就是相干时间,即:

$$(\Delta T) \approx \frac{1}{f_m} \quad (2-3)$$

相干时间是信道冲激响应维持不变的时间间隔的统计平均值。也就是说,在一段时间间隔内,两个到达信号有很强的幅度相关性。如果符号宽度大于无线信道的相干时间,那么信号的波形可能会发生畸变,产生时间选择性衰落,也称为快衰落;如果符号宽度小于相干时间,则认为是非时间选择性衰落,即慢衰落。

2.2 OFDM 基本原理

2.2.1 OFDM 调制解调基本原理

OFDM 技术是一种无线环境下的高速传输技术,它将高速串行数据转换成低速的并行数据并对不同的载波进行调制。这种并行传输体制扩展了符号的脉冲宽

度,提高了抗多径衰落的能力。与传统的频分复用方法相比,OFDM 系统频谱在整个符号周期内满足正交性,各子载波上的频谱相互重叠,提高了频谱利用率。若用 N 表示子载波的个数, T 表示 OFDM 符号的持续时间, $d_i (i=0,1,2,\dots,N-1)$ 表示分配给每个子信道的数据符号, f_i 表示第 i 个子载波的载波频率, 则从 $t=t_s$ 开始的 OFDM 符号可以表示为:

$$s(t) = \begin{cases} 0 & t > t_s + T, t < t_s \\ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t - t_s - T/2) \exp(j2\pi f_i(t - t_s)), & t_s \leq t \leq t_s + T \end{cases} \quad (2-4)$$

一个 OFDM 符号之内包含多个相移键控(PSK)或者正交幅度调制(QAM)的子载波,各子载波之间满足正交性:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(jw_n t) \exp(jw_m t) dt = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (2-5)$$

通常采用等效基带信号来描述 OFDM 的输出信号:

$$s(t) = \begin{cases} 0 & t > t_s + T, t < t_s \\ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t - t_s - T/2) \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)), & t_s \leq t \leq t_s + T \end{cases} \quad (2-6)$$

式中, $s(t)$ 的实部和虚部分别对应于 OFDM 符号的同相和正交分量,在实际中可以分别与相应的子载波的 \cos 分量和 \sin 分量相乘,构成最终的子信道信号和合成的 OFDM 符号。对式(2-6)中的第 j 个子载波进行解调,然后在时间长度 T 内积分得:

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= \frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{j}{T}(t - t_s)) \cdot \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)) dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(j2\pi \frac{i-j}{T}(t - t_s)) dt \\ &= d_j \end{aligned} \quad (2-7)$$

由上式可以看到,在接收端对第 j 个子载波进行解调可以恢复出期望信号,而对其他载波来说,由于在积分间隔内,频率差别 $(i-j)/T$ 可以产生整数倍个周期,所以积分结果为零。

对 N 比较大的系统来说,式(2-6)中的 OFDM 复等效基带信号可以采用离散傅里叶逆变换(IDFT)来实现。为使表达简洁,令式(2-6)中的 $t_s = 0$,并且忽略矩形函数 $\text{rect}(t)$,对信号 $s(t)$ 以 T/N 的速率进行抽样,即令 $t = kT/N (k=0,1,2,\dots,N-1)$,可以得到:

$$s_k = s(kT/N) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j \frac{2\pi i k}{N}), 0 \leq k \leq N-1 \quad (2-8)$$

可以看到式(2-8)中, s_k 等效为对 d_i 进行 IDFT 运算。同样在接收端, 为了恢复出原始的数据符号 d_i 可以对 s_k 进行逆变换(即 DFT), 得到:

$$d_i = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp(-j \frac{2\pi i k}{N}), 0 \leq i \leq N-1 \quad (2-9)$$

从上述分析中可以看出, OFDM 系统的调制和解调可以分别用 IDFT 和 DFT 来代替。通过 N 点 IDFT 运算, 把频域数据符号 d_i 变换为时域数据符号 s_k , 每一个 IDFT 输出的数据符号 s_k 都是由所有子载波信号叠加产生, 即对连续的 N 个已调子载波的叠加信号进行抽样得到的。

但在多径传播环境下, 子载波间的正交性容易被破坏, 使得每个子载波上的前后传输符号以及各个子载波间发生相互干扰。为解决这个问题, 在每个 OFDM 传输符号前面插入一段循环前缀(CP), 它可由 OFDM 信号进行周期扩展得到。只要多径时延不超过循环前缀, 子载波之间的正交性就不会被破坏。CP-OFDM 系统的原理框图如图 2.1 所示。

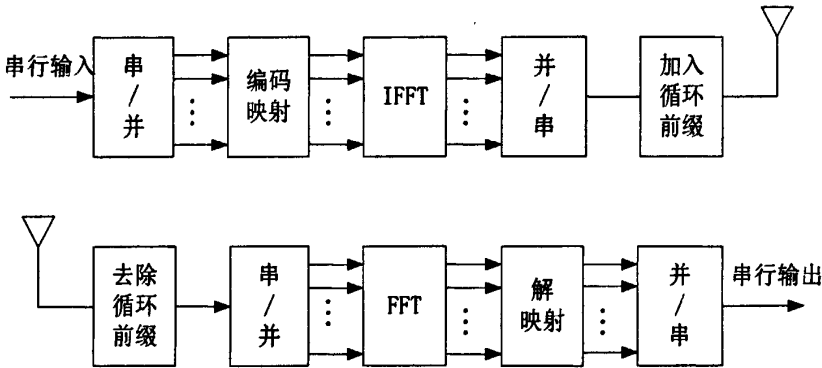


图 2.1 OFDM 系统的原理框图

2.2.2 保护间隔和循环前缀

为了最大程度的消除符号间干扰, 需要在每个 OFDM 符号间插入保护间隔 GI , 一般需要 GI 的长度 T_g 大于无线信道的最大时延扩展 τ_{\max} , 这样上一个符号的多径分量只会对下个符号的保护间隔产生影响, 而不会干扰下一个符号。在这个保护段内可以不插入任何信号, 即一段空闲的传输时段。在这种情况下, 由于多径传播的影响, 会产生子载波间干扰 ICI, 为解决这个问题, Peled 等人提出了循环前缀的概念, 即将每个 OFDM 符号的后面 T_g 时间内的样点复制到 OFDM 符号的前面,

如图 2.2 所示。因为在符号的数据部分，每个子载波内有个整数倍的循环，因此这种循环前缀与数据符号之间没有任何的间断，这样就可以保证在 FFT 周期内，OFDM 符号的延时副本内包含周期个数是整数的波形。循环前缀的引入既克服了多径衰落信道带来的 ISI，又没破坏子载波间的正交性，从而避免了 ICI。

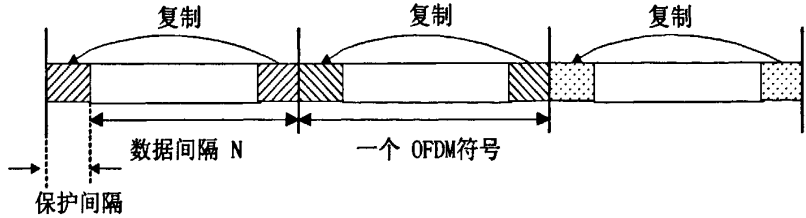


图 2.2 插入保护间隔的 OFDM 符号

在 OFDM 符号中加入循环前缀会带来功率和信息速率的损失，其中功率损失定义为：

$$v_{guard} = 10 \log_{10}(T_g/T + 1) \quad (2-10)$$

其中， T_g 为循环前缀的长度， T 为 OFDM 数据符号的时间长度。加上循环前缀后，信息速率从原始的 R_{bit}/s 下降到 $RT/(T_g + T) bit/s$ 。即当保护间隔占到 20% 的时候，功率损失也不到 1dB，但是会带来 20% 的信息速率损失。尽管循环前缀的引入带来了一些不利因素，然而利用它可以消除 ISI 和 ICI 的影响，同时使接收机中均衡器的设计变得简单，因此这样的损失是值得的。

2.3 MIMO 基本原理

MIMO 系统的基本原理是收端和发端均采用多个天线对信号进行发射和接收，这样可以获得空间复用增益或空间分集增益，增大信道容量。假定发送天线数为 N_t ，接收天线数为 N_r ，在每个天线信号能够被分离的情况下，有如下信道容量公式：

$$C = N_t \log_2(N_r/N_t \cdot SNR) \quad N_r \geq N_t \quad (2-11)$$

其中， SNR 是每个接收天线的信噪比。根据这个公式，对于采用多天线阵发送和接收的系统，在理想情况下信道容量将随 N_t 线性增加，从而提供了其他技术无法达到的容量潜力。其系统结构如下图 2.3 所示。

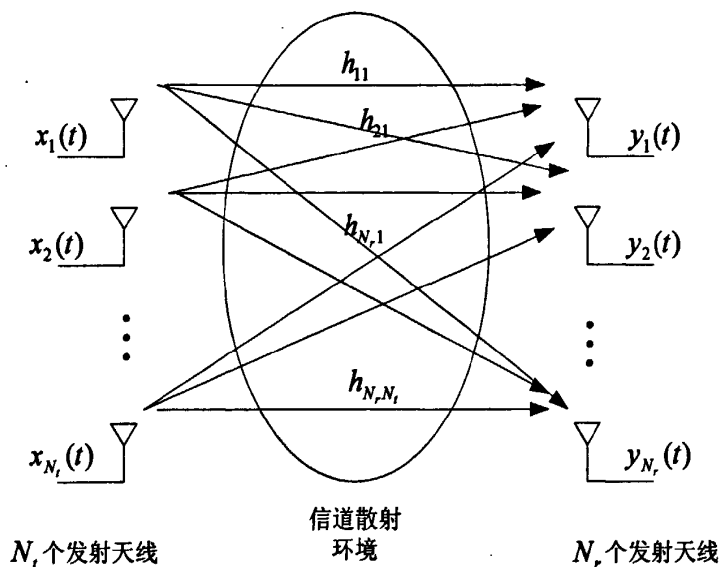


图 2.3 多输入多输出系统

MIMO 系统的收端和发端均采用多天线，传输信息流经过空时编码后形成 N_t 个信息子流，这 N_t 个子流由 N_t 个天线发送出去，经过空间信道后由 N_r 个接收天线接收。多天线接收机利用空时信号处理技术能够分开并解码这些数据子流。

为系统提供空间复用增益和空间分集增益是 MIMO 技术最大的优点，复用技术可以大大提高信道容量，而空间分集则可以提高信道的可靠性，降低信道误码率。MIMO 技术可以有效地利用随机衰落和可能存在的多径传播来成倍地提高业务传输速率。MIMO 技术的成功之处主要是它能够在不额外增加所占用的信号带宽的前提下带来无线通信的性能上的改善。按 MIMO 系统的结构不同，可以分为采用空间复用方案的 MIMO 系统和采用空间分集方案的 MIMO 系统。此外，还有同时追求分集增益和复用增益的 MIMO 系统设计，但要在分集增益和复用增益进行折衷考虑，分集的提高会导致复用降低，反之亦然。

空间复用方案提供了随发射天线数线性增长的数据传输速率，而不需要增加额外的带宽。在空间复用中，要发送的数据比特流被分成若干较低速率的子比特流，在各个发射天线上被同时发送。接收机通过信道信息可以区分并分别提取来自各个发射天线的信号，然后恢复出各个原始的子比特流，合并后就可以得到原始比特流。空间分集方案为 MIMO 系统提供空间分集增益，即在一定的数据传输速率下，可以获得更好的误码率性能。在 MIMO 系统的发端和收端均可以利用分集增益。在收端，各个天线接收到同一个信号的各个独立衰落样本，接收机通过对这些信号进行合并可以使合并信号的衰落明显减小。在发端为了能获得分集，必须对发射信号的形式进行适当的设计。空时编码就是依靠在空间上的编码来获得分集的一种技术。

2.4 空时分组编码

空时编码(Space-Time Coding,STC)最早由 Tarokh^[29]等人提出,其目的是作为实现 MIMO 技术的编码方式。文献^[29]给出了 STC 的两个重要性能指标,分别是分集增益和编码增益,所以 STC 的设计目标就是为了系统获得的分集增益和编码增益最大。

在高速率的无线通信应用中,STC 受到关注的原因有^[30]

1) 能够使接收端在不应用多天线时,改善下行链路的性能,而这正是不对称通信网络的瓶颈。

2) 能够将信道编码很好地与空间传输分集结合,除了获得编码增益之外,更重要的是获得分集增益。

3) 采用 STC 不需要发送端知道 CSI,所以省去了昂贵的反馈链路的搭建。即使搭建反馈链路,由于信道的快速变化,反馈信息也会变得不可靠。

4) 对信道估计错误、天线相干和多普勒效应等情况的鲁棒性。

空时编码主要分为空时网格编码(Space-Time Trellis Code,STTC)和空时分组码(Space-Time Block Code, STBC)。本节主要介绍空时分组编码。

2.4.1 Alamouti 空时分组码

Alamouti 在文献^[31]中构造了一个空时分组码的设计方案,方案的系统包括两个发送天线和一个接收天线(如图 2.4),而系统实现包括三个过程:发送端的编码和发送、接受端的合并接收、最大似然判决。

2.4.1.1 编码和发送

要发送的信号经过调制后变为实数或复数符号,在经过天线发送前,调制符号会经过特殊的规则进行编码。在同一个符号时间,有两个符号同时从两个天线分别发送。在第一个符号时间, s_0 从天线 1 发送, s_1 从天线 2 发送。而在下一个符号时间, $-s_1^*$ 从天线 1 发送, s_0^* 从天线 2 发送。

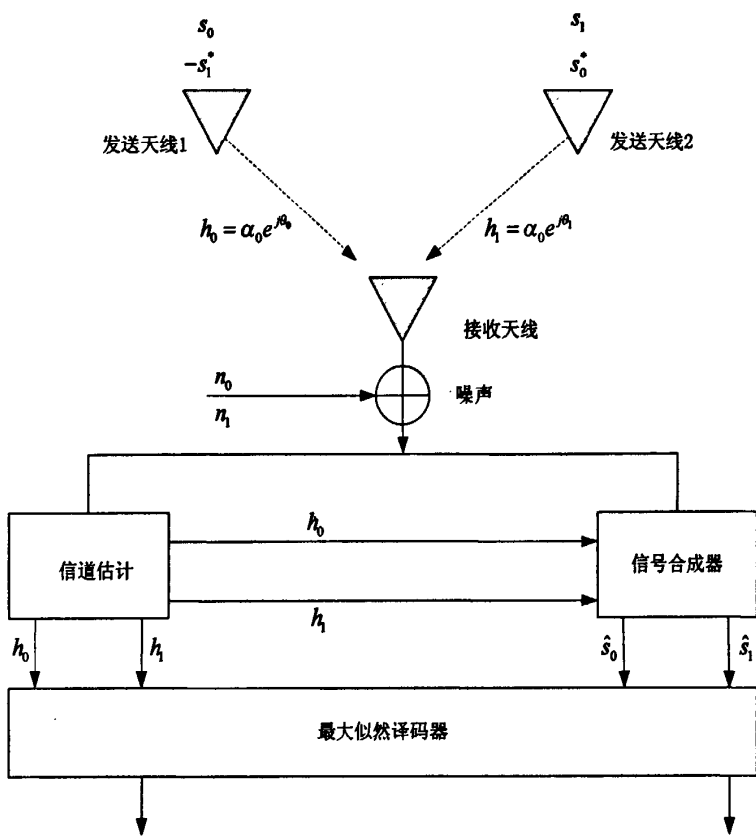


图 2.4 Alamouti 空时分组码系统

由此看出 Alamouti 编码器将两个连续的符号在空间和时间上编码形成了一个 2×2 的矩阵码

$$C(s_0, s_1) = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

从式(2-12)中可以看出两个符号在两个符号时间内发送，系统的码速率仍然为 1。 h_0 , h_1 代表两个发送天线到接收天线之间的信道，设信道为平衰落的瑞利信道，且在连续的两个符号时间内衰落系数保持不变，即准静态衰落。那么，

$$h_i(nT) = h_i((n+1)T), i = 0, 1 \quad (2-13)$$

T 表示符号时间。因此，接收端在连续的两个符号时间的接收信号为

$$r_0 = r(nT) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \quad (2-14)$$

$$r_1 = r((n+1)T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \quad (2-15)$$

或者矢量形式

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2-16)$$

另外，从式(2-12)可以看出 Alamouti 码型矩阵是正交的

$$C^H C = (|s_0|^2 + |s_1|^2) \mathbf{I} \quad (2-17)$$

其中, $(\bullet)^H$ 为 Hermitian 变换, \mathbf{I} 为单位矩阵。

2.4.1.2 合并接收

假设接收端获得了信道状态信息, 接收采用最大比合并方式, 接收向量 \mathbf{r} 左乘信道矩阵 \mathbf{H} 的 Hermitian 变换为

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^H \mathbf{r} = \begin{bmatrix} \hat{s}_0 \\ \hat{s}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_0|^2 + |h_1|^2 & 0 \\ 0 & |h_0|^2 + |h_1|^2 \end{bmatrix} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (2-18)$$

其中, $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{H}^H \mathbf{n}$ 。最终可以获得发送信号的估计值为

$$\hat{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* = (|h_0|^2 + |h_1|^2) s_0 + \tilde{n}_0 \quad (2-19)$$

$$\hat{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* = (|h_0|^2 + |h_1|^2) s_1 + \tilde{n}_1 \quad (2-20)$$

其中, $\tilde{n}_0 = h_0^* n_0 + h_1^* n_1$, $\tilde{n}_1 = h_0^* n_0 - h_1^* n_1$

2.4.1.3 ML 判决译码

设 Ω 为发送信号向量 $\mathbf{s} = [s_0, s_1]^T$ 所有可能的集合。那么, 最优最大似然译码就相当于最小化判决度量

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \Omega} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (2-21)$$

判决式(2-21)也可以更直接地表示为

$$\min_{\mathbf{s} \in \Omega} \left(|r_0 - h_0 s_0 - h_1 s_1|^2 + |r_1 + h_0 s_1^* - h_1 s_0^*|^2 \right) \quad (2-22)$$

采用式(2-22)的判决准则时, 当天线增加, 其译码复杂度呈指数增长。由式(2-19)和(2-20)可以看出, 当接收端合并处理后, 两个符号的估计值是无关系的, 所以我们可以对两个符号单独进行判决, 这样判决度量也就可以变为两个部分

$$|r_0 h_0^* + r_1^* h_1 - s_0|^2 + (|h_0|^2 + |h_1|^2 - 1) |s_0|^2 \quad (2-23)$$

$$|r_0 h_1^* - r_1^* h_0 - s_1|^2 + (|h_0|^2 + |h_1|^2 - 1) |s_1|^2 \quad (2-24)$$

上面的两个判决复杂度相对式(2-22)降低了, 因为它随天线数成线性增长, 而不是指数增长。

2.4.1.4 Alamouti 空时分组码的性能

首先定义成对错误概率(Pair-wise Error Probability, PEP)为当发送的码字为 C^1 , 接收端检测为 C^2 时的错误概率, 用 $P(C^1 \rightarrow C^2)$ 表示, Proakis^[32]给出了多天系统系统的 PEP 为

$$P(C^1 \rightarrow C^2 | \mathbf{H}) = Q \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \text{Tr} \left[\mathbf{H}^H \cdot (C^2 - C^1)^H \cdot (C^2 - C^1) \cdot \mathbf{H} \right] \right) \quad (2-25)$$

式中, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy$, $\text{Tr}(\cdot)$ 为矩阵的迹, γ 为信噪比。

仅仅对于 Alamouti 空时分组码来讲, 式(2-24)可以化为

$$P(C^1 \rightarrow C^2 | \mathbf{H}) = Q \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2} d_E^2 (|h_0|^2 + |h_1|^2)} \right) \quad (2-26)$$

其中, $d_E^2 = \sum_{k=1}^K |s_k^2 - s_k^1|^2$ 为符号之间的欧几里德距离。由文献^[33]中的式(9), 有

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (2-27)$$

将式(2-27)代入式(2-25)得

$$P(C^1 \rightarrow C^2 | \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp\left(-\frac{\gamma d_E^2}{4\sin^2\theta} |h_0|^2\right) \exp\left(-\frac{\gamma d_E^2}{4\sin^2\theta} |h_1|^2\right) d\theta \quad (2-28)$$

由于 h_0 , h_1 为相互独立的瑞利分布, 那么 $|h_0|^2$, $|h_1|^2$ 服从自由度为 2 的 χ^2 分布, 式(2-28)中对所有的信道增益的联合分布积分为

$$P(C^1 \rightarrow C^2) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[\int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma d_E^2}{4\sin^2\theta} x\right) f_x(x) dx \right]^2 d\theta \quad (2-29)$$

其中, $f_x(x) = \exp(-x)$, $x > 0$, 它为信道增益 $|h_0|^2$, $|h_1|^2$ 的 PDF。最终式(2-25)可以化简为闭式形式

$$P(C^1 \rightarrow C^2) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{\alpha}{1+\alpha}} \left(1 + \frac{1}{2(1+\alpha)} \right) \right\} \quad (2-30)$$

其中 $\alpha = \frac{\gamma}{4} d_E^2$, 所以 PEP 取决于 $C^1 \rightarrow C^2$ 的欧氏距离以及信噪比。那么在 BPSK

调制下, Alamouti 编码仅有一个相应的符号出现不同时, 其 $d_E^2 = 2$ 时的 PEP 为

$$P(C^1 \rightarrow C^2) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{\gamma}{2+\gamma}} \left(1 + \frac{1}{2+\gamma} \right) \right\} \quad (2-31)$$

根据 $BER \propto (SNR)^{-d}$, 其中 d 为分集增益, 由式(2-31)可知, Alamouti 空时分组码的分集阶数为 2, 该分组码实现了满分集。

2.4.2 正交空时分组码

Alamouti 编码方式其实就是一种正交空时分组码(Orthogonal space-time block codes, OSTBC), 它的接收端仅需要简单的 ML 译码就可以获得全分集, 但它的系统只有两个发送天线。Tarokh 在 Alamouti 的基础上将以正交设计为基础的空时分组码应用到多天线的系统中, 形成了完整的正交空时分组码理论^[29]。OSTBC 的优势在于性能与复杂度的完美平衡, 由于正交设计准则, 在接收端已知 CSI 的情况下, 可以通过最大比接收方式加权系数作为信道矩阵的正交矩阵, 这样就可以对每个发送符号单独进行 ML 估计, 大大降低了译码复杂度, 同时又可以获得全分集增益。

2.4.2.1 编码和发送

OSTBC 的设计一般由 $T \times N$ 的传输矩阵 Ψ 来表示, 其中 T 为发送所需时隙数, N 为发送天线数。OSTBC 码的传输速率 $R = K/T$, 其中 K 代表一个 Ψ 中的传输符号数, $R \leq 1$ 。假设一个 MIMO 系统有 N 个发送天线和 M 个接收天线, 信道为准静态的瑞利平衰落信道, $h_{n,m}$ 为第 n 个发送天线到第 m 个接收天线的信道衰落系数, 在每一帧 T 个时隙内 $h_{n,m}$ 保持不变。设第 m 个天线在时刻 t 接收信号为 r_t^m , 那么

$$r_t^m = \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,m} s_t^n + \eta_t^m \quad (2-32)$$

其中, η_t^m 为噪声, 为均值为零, 方差为 1 的复高斯随机变量。 s_t^n 为第 n 个发送天线的发送信号, 其平均能量 E_s 归一化。

传输矩阵 Ψ 是由 s_1, s_2, \dots, s_k 等调制符号和它们的共轭线性组合成的, 为了实现正交设计, 传输矩阵 Ψ 需满足的关系为

$$\Psi^H \Psi = (|x_1|^2 + \dots + |x_k|^2) \mathbf{I} \quad (2-33)$$

其中, $(\cdot)^H$ 为 Hermitian 变换, \mathbf{I} 为 $N \times N$ 的单位矩阵。每一个传输矩阵为一个发送帧, Ψ 的每一行符号在同一时间从发送端的 N 个天线分别发送, Ψ 的行数 T 代表发送一个传输矩阵所用时隙数。 Ψ_2 码利用两个发送天线, 可以实现全速率和全分集, Ψ_4 码利用四个发送天线, 码速率为 1/2 时获得全分集增益, 它们的码型如下^[29]

$$\Psi_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

$$\Psi_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

由式(2-34)可以看出, Ψ_2 的码型其实就是 Alamouti 码型。但是接收天线为 M 却与 Alamouti 系统的一个接收天线不同。

2.4.2.2 接收和译码

对于所有的码字

$$s_1^1 s_1^2 \cdots s_1^N s_2^1 s_2^2 \cdots s_2^N \cdots s_T^1 s_T^2 \cdots s_T^N$$

接收端的判决量为

$$\sum_{t=1}^T \sum_{m=1}^M \left| r_t^m - \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,m} s_t^n \right|^2 \quad (2-36)$$

接收端进行简单的线性处理就可以采用 ML 算法进行解码, 以 Ψ_2 码为例说明 OSTBC 的译码过程, 设 Ω 为发送信号向量 $\mathbf{s} = [s_1, s_2]^T$ 所有可能的集合, 此时式(2-36)的判决量可以化为^[12],

$$\arg \min_{\mathbf{s} \in \Omega} \sum_{m=1}^M \left(\left| r_1^m - h_{1,m} s_1 - h_{2,m} s_2 \right|^2 + \left| r_2^m + h_{1,m} s_2^* - h_{2,m} s_1^* \right|^2 \right) \quad (2-37)$$

由于信道增益在传输矩阵时间内恒定不变, 将上式展开得

$$\arg \min_{\mathbf{s} \in \Omega} \left\{ \begin{aligned} & - \sum_{m=1}^M [r_1^m h_{1,m}^* s_1^* + (r_1^m)^* h_{1,m} s_1 + r_1^m h_{2,m}^* s_2^* + (r_1^m)^* h_{2,m} s_2 \\ & \quad - r_2^m h_{1,m}^* s_2 - (r_2^m)^* h_{1,m} s_2^* + r_2^m h_{2,m}^* s_1 + (r_2^m)^* h_{2,m} s_1^*] \\ & + (|s_1|^2 + |s_2|^2) \sum_{m=1}^M (|h_{1,m}|^2 + |h_{2,m}|^2) \end{aligned} \right\} \quad (2-38)$$

若将独立部分分开, 那么式(2-38)可以分为两部分, 它们分别与 s_1 , s_2 有关

$$\arg \min_{s \in \Omega} \left\{ \begin{aligned} & -\sum_{m=1}^M [r_1^m h_{1,m}^* s_1^* + (r_1^m)^* h_{1,m} s_1 + r_2^m h_{2,m}^* s_1 + (r_2^m)^* h_{2,m} s_1^*] \\ & + |s_1|^2 \sum_{m=1}^M (|h_{1,m}|^2 + |h_{2,m}|^2) \end{aligned} \right\} \quad (2-39)$$

$$\arg \min_{s \in \Omega} \left\{ \begin{aligned} & -\sum_{m=1}^M [r_1^m h_{2,m}^* s_2^* + (r_1^m)^* h_{2,m} s_2 + -r_2^m h_{1,m}^* s_2 - (r_2^m)^* h_{1,m} s_2^*] \\ & + |s_2|^2 \sum_{m=1}^M (|h_{1,m}|^2 + |h_{2,m}|^2) \end{aligned} \right\} \quad (2-40)$$

将上面两式整理，式(2-37)最终可化简为

$$\arg \min_{s \in \Omega} \left\{ \begin{aligned} & \left| \sum_{m=1}^M [r_1^m h_{1,m}^* + (r_2^m)^* h_{2,m}] - s_1 \right|^2 \\ & + |s_1|^2 \left[\sum_{m=1}^M (|h_{1,m}|^2 + |h_{2,m}|^2) - 1 \right] \end{aligned} \right\} \quad (2-41)$$

$$\arg \min_{s \in \Omega} \left\{ \begin{aligned} & \left| \sum_{m=1}^M [r_1^m h_{2,m}^* - (r_2^m)^* h_{1,m}] - s_2 \right|^2 \\ & + |s_2|^2 \left[\sum_{m=1}^M (|h_{1,m}|^2 + |h_{2,m}|^2) - 1 \right] \end{aligned} \right\} \quad (2-42)$$

同理，对于其它的 OSTBC 码型，译码方案与上面的过程类似，此处不作详细推导。

2.4.2.3 OSTBC 的性能

Proakis^[32]同样给出了 OSTBC 的条件 PEP，同样式(2-25)仍然适用，此时信道矩阵发生变化，在发送天线为 N ，接收天线为 M 的系统下，某一 OSTBC 码型的 PEP 表示为

$$P(C^1 \rightarrow C^2 | \mathbf{H}) = Q \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2} d_E^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{n,m}|^2} \right) \quad (2-43)$$

其中， d_E^2 为符号之间的欧氏距离，可由式 $d_E^2 = \sum_{k=1}^K |s_k^2 - s_k^1|^2$ 表示。将式(2-27)代

入式(2-43)得

$$P(C^1 \rightarrow C^2 | \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \prod_{m=1}^M \prod_{n=1}^N \exp \left(\frac{-\gamma d_E^2}{4 \sin^2 \theta} |h_{n,m}|^2 \right) d\theta \quad (2-44)$$

其中， $|h_{n,m}|^2$ 服从自由度为 2 的 χ^2 分布，式(2-45))中对所有的信道增益的联合

分步积分为

$$P(C^1 \rightarrow C^2) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\int_0^{\infty} \exp\left(\frac{-\gamma d_E^2}{4 \sin^2 \theta}\right) f_x(x) dx \right]^{MN} d\theta \quad (2-45)$$

其中, $f_x(x) = \exp(-x), x > 0$, 它为信道增益 $|h_{n,m}|^2$ 的 PDF。最终式(2-45)可以化简为闭式形式

$$P(C^1 \rightarrow C^2) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{\alpha}{1-\alpha}} \sum_{i=1}^{MN-1} \binom{2i}{i} \left[\frac{1}{4(1+\alpha)} \right]^i \right\} \quad (2-46)$$

其中, $\alpha = \frac{\gamma}{4} d_E^2$, 当 $N=2, M=1$ 时, OSTBC 采用 Ψ_2 码, 该方式就为 Alamouti 编码策略, 式(2-46)就变为式(2-30)。

第三章 基于 OFDM 的协作协议

OFDM 技术和 MIMO 技术是提升下一代无线通信性能两种高效传输技术。协作技术是对 MIMO 技术应用场景的拓展，为 MIMO 技术走向实用化提供了新的途径。本章通过对基本协作方案和基于 OFDM 的协作方案的理论分析和性能仿真，比较了各种协作传输方案的特点。

3.1 系统模型

为阐明协作分集的概念，以图 3.1 的网络结构为例说明。其中，终端 T_1 传输数据至 T_3 ， T_2 传输数据至 T_4 。分配给两个用户的资源已经由上层网络协议确定。在蜂窝无线网络情况下， T_1 和 T_2 代表手机或移动终端，而 $T_3 = T_4$ 代表基站。而在无线局域网中， $T_3 \neq T_4$ 时可能代表终端之间的一个 ad-hoc 设置， $T_3 = T_4$ 时则代表以 T_3 为接入点的接入网设置。无线介质的广播特性是实现协作分集的关键因素。从理论上讲，一个用户的发射数据可以被网络中任意多个用户接收。因此，除了将数据传输给目的节点外， T_1 和 T_2 还可以相互接收对方的信号，从而联合传播数据。这种用户间相互接收信号的操作，除了增加接收硬件的消耗外，并不增加发射信号的能量。

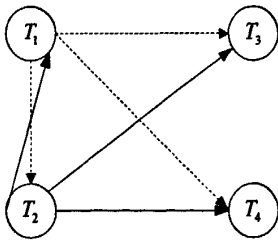


图 3.1 两用户协作示意图

通常情况下， T_1 和 T_2 可以联合它们的资源，例如功率和带宽，相互协作来实现对各自节点的数据传输。极端情况下，可以将 T_2 的全部资源用于 T_1 信号的传输，这相当于一个 T_1 为信源、 T_2 为中继的中继信道。这样就可以实现分集，因为即使 T_1 和 T_3 之间的衰落很严重， T_1 的信息也可能通过 T_2 成功传送。类似的，也可将全部资源用于 T_2 信号的传输，对应于另一中继信道。

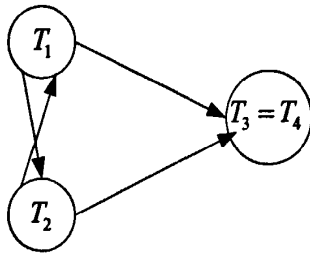
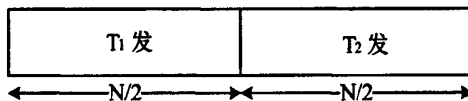
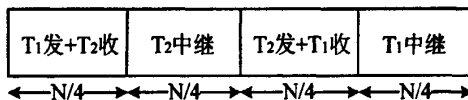


图 3.2 $T_3 = T_4$ 时单载波两用户协作

本文考虑 $T_3 = T_4$ 的情况，它可以是蜂窝网中的基站，也可以代表 ad-hoc 网络中的一个接入点，如图 3.2 所示。所有节点均安置单根天线。假设系统是窄带传输，则各传输路径经历平坦衰落，假设衰落服从瑞利分布。此外，考虑终端慢速移动，则可以假设信道为慢衰落。虽然我们将信道模型假设为平坦慢衰落，但本文的工作均可推广至宽带、高速移动环境(分别对应于频率选择性和时间选择性衰落)。对于协作用户，除了发送自己的信息外，还需要处理来自伙伴的信号。而实际终端的信号处理很难保证全双工操作，即用户终端在同一频率上同时发送和接收信号。因此，本文用户终端采用半双工操作，即用户终端在同一频率上同时发送和接收信号，本章采用时分方式。



(a) 直传



(b) 正交协作

图 3.3 时分方式

图 3.3(b)给出了一种正交的时分分配方式，用户间没有符号干扰(ISI)，每个用户分配 $N/2$ 时间单位，其中 $N/4$ 用户自己传输，另外 $N/4$ 用于中继传输。需要指出的是，图 3.3(b)并不是保证半双工操作的唯一方式，其他信道分配方式也可以保证用户半双工操作，虽然可能会带来 ISI。图 3.3(a)为作为参考的直传模式， T_1 和 T_2 在所分配的 $N/2$ 时隙内直接将各自的信号发送给目的端。

对于单载波系统，直传模式离散基带等效信道模型为：

$$y_d[n] = h_d x_s[n] + z_d[n] \quad (3-1)$$

其中， $n=1, \dots, N/2$ 。 $x_s[n]$ 为 T_1 的发送信号， $y_d[n]$ 为对应接收端的接收信号。

T_1 在 $n = N/2 + 1, \dots, N$ 时的情况类似。

对于协作分集模式，仅考虑前 $N/2$ 时间块，后半块类似。在第一个 $N/4$ 时间块内， T_1 向伙伴 T_2 和目的端发送消息，两者的接收信号为：

$$y_r[n] = h_{sr}x_s[n] + z_r[n] \quad (3-2)$$

$$y_d[n] = h_{sd}x_s[n] + z_d[n] \quad (3-3)$$

第二个 $N/4$ 时间块内，中继 T_2 将先前接收到的信号经过处理后发送至目的端：

$$y_d[n] = h_{rd}x_r[n] + z_d[n] \quad (3-4)$$

其中， $n = N/4 + 1, \dots, N/2$ ， $x_r[n]$ 为中继 T_2 的发送信号。

在式(3-1)至(3-4)中， h_{ij} 代表信道平衰落， $z_j[n]$ 为高斯白噪声， $i \in \{s, r\}$ ， $j \in \{r, d\}$ 。假设相应接收端(r 或 d)已知信道状态信息，发射端(s 或 r)不知道或不采用信道信息。统计上， h_{ij} 相互独立，服从均值为 0，方差为 σ_j^2 的复高斯分布。信道噪声 $z_j[n]$ 相互独立，服从均值为 0，方差为 N_0 的复高斯分布。

由于，两个用户发送消息，中继端和接收端的处理是类似的，因此，在多载波系统时，我们考虑一个用户，多个中继的情况，系统模型如下图

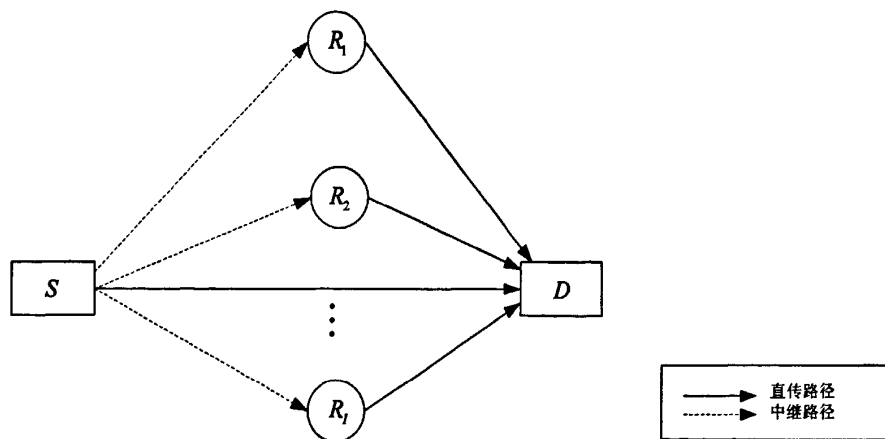


图 3.4 基于 OFDM 的协作传输

如图 3.4 所示，源端到目的端既可以通过直传路径传输数据也可以通过中继路径传输。假设有 I 个中继端，则在第一个时隙，源端向每个中继和目的端发送信号，在接下来的 I 个时隙，各中继端依次向目的端发送信号。目的端合并源端和中继端的信号后，解调得源端发送数据。

对于直传模式，离散基带等效信道模型为：

$$y_{s,d,n} = \sqrt{P_{s,n}} h_{s,d,n} x_n + w_{s,d,n} \quad (3-5)$$

其中， $n=1,\dots,N$ ， N 为子载波数。 x_n 为第 n 个子载波上源端的发送信号， $\sqrt{P_{s,n}}$ 为源端第 n 个子载波上发送信号的功率， $y_{s,d,n}$ 为对应接收端的接收信号。

对于协作分集模式，在第一个时隙，源端向中继端和目的端发送消息，两者的接收信号为：

$$y_{s,i,n} = \sqrt{P_{s,n}} h_{s,i,n} x_n + w_{s,i,n} \quad (3-6)$$

$$y_{s,d,n} = \sqrt{P_{s,n}} h_{s,d,n} x_n + w_{s,d,n} \quad (3-7)$$

$i=1,\dots,I$ ， I 为中继个数。在接下来的时隙内，中继依次将先前接收到的信号经过处理后发送至目的端：

$$y_{i,d,n} = \sqrt{P_{i,n}} h_{i,d,n} \frac{y_{s,i,n}}{\sqrt{E[|y_{s,i}|^2]}} + w_{i,d,n} \quad (3-8)$$

在式(3-5)至(3-7)中， $h_{s,d,n}$ ， $h_{s,i,n}$ ， $h_{i,d,n}$ 分别为源到目的端，源到中继端以及中继端到目的端第 n 个子载波的信道衰落系数，为均值为 0，方差为 1 的循环对称复高斯变量。 $w_{s,d}$ ， $w_{s,i}$ 和 $w_{i,d}$ 为均值为 0，方差为 $N_{s,d}$ ， $N_{s,i}$ ， $N_{i,d}$ 的高斯白噪声。

3.2 协作协议

将 OFDM 技术引入协作系统，可以提高无线通信系统的信道容量和传输速率。本节首先介绍基本协作传输协议，在此基础上介绍基于 OFDM 的协作协议。

3.2.1 基本协作协议

Laneman 将基本协作协议分为固定型中继、选择型中继和增强型中继三种。

3.2.1.1 固定型中继

固定型中继中，中继可以根据自身的功率限制，直接放大并转发接收到的伙伴信息，称为放大转发(Amplify-and-Forward, AF)；或者中继先将接收信号译码，然后再重新编码并转发，称为译码转发(Decode-and-Forward, DF)。

A) AF

在 AF 协议中, 信道模型如式(3-2)至(3-4)所示。式(3-4)中的中继发送信号的具体为:

$$x_r[n] = \beta y_r[n - N/4] \quad (3-9)$$

其中, $n = N/4 + 1, \dots, N/2$, β 为中继的放大系数。为了保证中继功率 P 的限制, β 需满足

$$\beta \leq \sqrt{\frac{P}{|h_{sr}|^2 P + N_0}} \quad (3-10)$$

可见放大系数依赖于用户间信道系数 h_{sr} , 这就需要中继对信道具有较高的估计精度。AF 协议本质上是一种重复编码机制, 只不过中继节点将接收到的噪声也连同信号一起放大转发至目的端了。目的端通过合并两个时刻接收到的信号, 对源端发送信号 $x_s[n]$ 进行估计。分集合并规则有多种, 例如最大比合并、等增益合并、选择合并等, 本文采用最大比合并。

B) DF

在 DF 协议中, 信道模型同前。 $n = 1, \dots, N/4$ 时, 中继对从源端接收到的信号 $y_r[n]$ 译码, 可以采用逐符号译码或完全译码, 然后再进行编码后发送给目的端, 以减小错误扩散。DF 协议的中断性能将在下节进行分析。

3.2.1.2 选择性中继

由于源到中继的信道衰落系数 h_{sr} 可以被中继精确估计。因此, 可以考虑根据 h_{sr} 的实现情况来进行自适应传输。具体来说, 当 $|h_{sr}|^2$ 低于某一门限值时, 表明用户间信道条件并不理想, 此时 AF 中转发的更多的是噪声, DF 中转发的是错误译码符号, 为避免噪声传播或错误传播, 可以由源端继续发送原信号。当 $|h_{sr}|^2$ 高于门限时, 则可由中继以 AF 或 DF 方式转发信息。

从统计上讲, 这种形式的选择型中继可以获得分集增益。因为不论那种情况, 必须要使两个衰落系数同时足够小, 才会使源到目的端的通信中断。具体来说, 当 $|h_{sr}|^2$ 小于门限值时, 必须同时使 $|h_{sd}|^2$ 足够小, 才会造成信息的丢失。当 $|h_{sr}|^2$ 高于门限时, 要使通信失败, $|h_{sd}|^2$ 和 $|h_{rd}|^2$ 必须同时经历深衰落。可见, 两种情况下, 都必须要求两个衰落系数同时足够小才会导致传输失败, 所以选择型中继能够完成二阶的分集增益。

3.2.1.3 增强型中继

虽然固定型中继 AF 和选择性中继均可获得全分集增益, 但它们始终将源端信号发送两遍, 即使是在第一遍已经发送成功的情况下, 可见并没有有效利用信道自由度。增强型中继协议根据目的端的反馈信息来确定直传是否成功, 中继是否

需要转发信息。这种协议可以看作是一种混合式自动请求重传(ARQ, Automatic Request Repeat)。

3.2.2 基于 OFDM 的协作协议

基于前面对基本协作协议的介绍, 基于 OFDM 的协作协议也可以概括为这三种。本文考虑放大转发模式(AF)下的协议分析。

在固定型中继协议中介绍 All-Participate All Subcarrier Scheme(APN)方案, 信道模型如式(3-6)至(3-8)所示。传输时间平均分成 $I+1$ 个时隙, 在第一个时隙, 源端向目的端和各个中继端发送信号。接下来的 I 个时隙, 各中继端依次向目的端发送信息。所有子载波参与信息传输。目的端通过最大比合并两个时刻接收到的信号, 对源端发送信号 x_m 进行估计。接收端合并的信噪比为所有中继和子载波瞬时信噪比之和。

在选择中继协议中介绍 Average Best Relay Selection Scheme(AvgBRS)方案。该方案采用与 APN 方案相同的信道模型, 将传输时间分成两个时隙, 第一个时隙源端向目的端和中继端发送信号, 第二个时隙由中继中信噪比最好的一个向目的端发送信号。所有子载波参与信息传输。目的端合并源和中继发送来的信号, 估计出发送数据 x_m 。

固定型中继和选择型中继始终将源端信号发送两遍, 即使在第一遍已经发送成功的情况下, 没有有效利用信道自由度, 但各个节点处理起来比较简单。增强型中继协议, 根据目的端的反馈信息来确定直传是否成功, 中继是否需要转发信息。但是它需要目的端和源端之间有反馈通路, 比较复杂, 此处不进行详细介绍。

3.3 性能评估

本节对 3.2 节介绍的基本协作协议和基于 OFDM 的协作协议进行中断概率性能分析和仿真, 对各种协作协议的性能进行比较和评估。

3.3.1 基本协作协议性能评估

3.3.1.1 各协作协议的中断概率分析

1) 固定型中继

A) AF

对于固定型 AF 协议, 系统输入和输出之间的最大平均互信息量为

$$I_{AF} = \frac{1}{2} \log(1 + SNR|h_{sd}|^2) + f(SNR|h_{sr}|^2, SNR|h_{rd}|^2) \quad (3-11)$$

其中, $f(x,y) = \frac{xy}{x+y+1}$, 由于式(3-8)取等号, 故(3-9)中未包含 β 项。AF 协

议的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{AF}^{out} &= \Pr(I_{AF} < R) \\ &= \Pr\left(|h_{sd}|^2 + \frac{1}{SNR} f(SNR|h_{sr}|^2, SNR|h_{rd}|^2) < \frac{2^{2R}-1}{SNR}\right) \\ &\sim \left(\frac{1}{2\delta_{sd}^2} \frac{\delta_{sr}^2 + \delta_{rd}^2}{\delta_{sr}^2 \delta_{rd}^2}\right) \left(\frac{2^{2R}-1}{SNR}\right)^2 \end{aligned} \quad (3-12)$$

最后一项为高 SNR 条件下的近似, 可以发现, AF 协议的中断概率和 $1/SNR^2$ 成正比, 分集阶数为 2, 能实现全分集增益。

B) DF

这里考虑重复编码机制, 此时 DF 协议最大平均互信息量为

$$I_{DF} = \frac{1}{2} \left\{ \log(1 + SNR|h_{sr}|^2), \log(1 + SNR|h_{sd}|^2 + SNR|h_{rd}|^2) \right\} \quad (3-13)$$

式中大括号中的第一项为源到中继的最大可靠传输速率, 第二项为在中继重复编码条件下, 源和目的端的最大可靠传输速率。DF 协议的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{DF}^{out}(SNR, R) &= \Pr(I_{DF} < R) \\ &= \Pr\left(\min\{|h_{sr}|^2, |h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2\} < \frac{2^{2R}-1}{SNR}\right) \\ &\sim \frac{1}{\delta_{sr}^2} \frac{2^{2R}-1}{SNR} \end{aligned} \quad (3-14)$$

最后一项为高 SNR 条件下的近似, 可以看出, 中断概率与 $1/SNR$ 成正比, 分集阶数为 1, 并没有分集增益。导致这种现象的原因是 DF 协议受限于源到中继的传输性能, 如果源到中继的信道条件较差时, 中继转发的将是错误译码符号。

2) 选择型中继

下面以选择型 DF(Selection DF, SDF)的中断概率性能来定量说明, 选择型 AF(Selection AF, SAF)的分析类似。将选择门限设为源到中继能直传成功时 $|h_{sr}|^2$ 的最小实现, 为 $g(SNR) = (2^{2R}-1)/SNR$ 。此时, SDF 的最大平均互信息量为

$$I_{SDF} = \begin{cases} \frac{1}{2} \log(1 + SNR[|h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2]), & |h_{sr}|^2 \geq g(SNR) \\ \frac{1}{2} \log(1 + 2SNR|h_{sd}|^2), & |h_{sr}|^2 < g(SNR) \end{cases} \quad (3-15)$$

式中第一项为中继无法正确译码的情形, 此时信号被源端重复发送两次, 故

信噪比 SNR 前有一系数 2。第二项对应于中继能够正确译码, 这时目的端最大比合并从源节点和中继节点接收到的两个独立的信号副本。

系统频谱效率为 R 时, 采用重复编码机制的 SDF 协议的中断概率为

$$\begin{aligned}
 P_{SDF}^{out}(SNR, R) &= \Pr(I_{SDF} < R) \\
 &= \Pr\left[|h_{sr}|^2 < g(SNR)\right] \Pr\left[2|h_{sd}|^2 < g(SNR)\right] \\
 &\quad + \Pr\left[|h_{sr}|^2 \geq g(SNR)\right] \Pr\left[|h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2 < g(SNR)\right] \\
 &\sim \left(\frac{1}{2\delta_{sd}^2} \frac{\delta_{sr}^2 + \delta_{rd}^2}{\delta_{sr}^2 \delta_{rd}^2}\right) \left(\frac{2^{2R} - 1}{SNR}\right)^2
 \end{aligned} \tag{3-16}$$

比较式(3-16)和(3-11), 可以发现在高 SNR 时, SDF 协议和 AF 协议性能相同, 两者都可实现二阶全分集增益。

3) 增强型中继

由于增强型中继的速率可变性, 分析它的中断概率比较复杂。当源端到目的端直传成功时, 频谱效率为 R 。而直传失败时, 由于中继的转发, 频谱效率降为 $R/2$ 。因此, 中断概率应该是信噪比 SNR 和实际频谱效率 \bar{R} 的函数。

对于增强型 AF 协议, 作为 SNR 和直传频谱效率 R 的函数, 中断概率为

$$\begin{aligned}
 P_{LAF}^{out}(SNR, R) &= \Pr(I_D < R) \Pr(I_{AF} < R/2 | I_D < R) \\
 &= \Pr(I_{AF} < R/2) \\
 &= \Pr\left(|h_{sd}|^2 + \frac{1}{SNR} f(SNR|h_{sr}|^2, SNR|h_{rd}|^2) < \frac{2^R - 1}{SNR}\right)
 \end{aligned} \tag{3-17}$$

式中, I_D 为源向目的端直传的最大互信息量, $I_D = \log(1 + SNR|h_{sd}|^2)$; I_{AF} 由式(3-11)给出。式(3-17)第二个等号是由于事件 $I_{AF} < R/2$ 包含于 $I_D < R$, 故其交集取事件 $I_{AF} < R/2$ 。

增强型 AF 协议实际的频谱效率 \bar{R} 为

$$\begin{aligned}
 \bar{R} &= R \Pr\left(|h_{sd}|^2 \geq \frac{2^R - 1}{SNR}\right) + \frac{R}{2} \Pr\left(|h_{sd}|^2 < \frac{2^R - 1}{SNR}\right) \\
 &= R \exp\left(-\frac{2^R - 1}{SNR\delta_{sd}^2}\right) + \frac{R}{2} \exp\left(1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{SNR\delta_{sd}^2}\right)\right) \\
 &= \frac{R}{2} \left[1 + \exp\left(-\frac{2^R - 1}{SNR\delta_{sd}^2}\right)\right]
 \end{aligned} \tag{3-18}$$

可见 \bar{R} 为 R 的函数, 定义为 $\bar{R} = h_{SNR}(R)$ 。现在需要根据 \bar{R} 来求得 $P_{LAF}^{out}(SNR, R)$ 中的 R 。由于一个 \bar{R} 对应于多个 R , 根据中断概率的定义, 需要取所有 R 中的最小值。定义反函数为 $R = h_{SNR}^{-1}(\bar{R})$, 满足条件的最小 R 为 $\tilde{h}_{SNR}^{-1}(\bar{R}) = \min h_{SNR}^{-1}(\bar{R})$ 。

将 $\tilde{h}_{SNR}^{-1}(\bar{R})$ 代入式(3-17)中, 得到增强型 AF 协议中断概率作为 SNR 和实际频谱效率 \bar{R} 的函数, 在高 SNR 时的近似为

$$P_{IAF}^{out}(SNR, \tilde{h}_{SNR}^{-1}(\bar{R})) \sim \left(\frac{1}{2\delta_{sd}^2} \frac{\delta_{sr}^2 + \delta_{rd}^2}{\delta_{sr}^2 \delta_{rd}^2} \right) \left(\frac{2^{\bar{R}} - 1}{SNR} \right)^2 \quad (3-19)$$

比较式(3-19)和(3-11)、(3-15), 可以发现虽然三者均可以获得二阶全分集, 但增强型 AF 中断概率要小于固定型 AF 和 SDF 协议, 这是由于其对信道自由度的有效利用, 当然代价是要求目的端反馈信息。

3.3.1.2 协作协议的性能界

协作通信系统中的用户需要利用额外的信道来交换信息, 而传统的多天线发射分集并不存在此问题, 所以传统发射分集可以是协作分集性能的一个界。实际中的无线信道一般限制为正交信道, 如果将协作用户的分配限制为正交, 则发射分集界变为正交发射分集界。对于两用户协作这个界为

1) 发射分集界: 由于协作分集是一种分布式的多天线发射分集, 故传统的集中式多天线发射分集可以作为协作分集的一个理想界限。信道模型为

$$y_d[n] = [h_{sd} \quad h_{rd}] \begin{bmatrix} x_s[n] \\ x_r[n] \end{bmatrix} + v_d[n] \quad (3-20)$$

其中, $n=1, \dots, N/2$ 。根据文献^[37]中的结果, 容易得到该两发一收天线系统的最大互信息为

$$I_T = \log \left(1 + \frac{SNR}{2} \left[|h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2 \right] \right) \quad (3-21)$$

由于天线由一根变为两根, 为保持功率 P 恒定, 这里分配给每根天线的功率为 $P/2$, 故式(3-21)中的 SNR 有 $1/2$ 的系数。由此可得两发射天线系统的中断概率, 即没有正交条件限制的协作分集性能界为

$$\begin{aligned} P_T^{out}(SNR, R) &= \Pr(I_T < R) \\ &= \Pr \left(|h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2 < \frac{2^R - 1}{(SNR/2)} \right) \\ &\sim \frac{2}{\sigma_{sd}^2 \sigma_{rd}^2} \left(\frac{2^R - 1}{SNR} \right)^2 \end{aligned} \quad (3-22)$$

2) 正交发射分集界: 如果给用户分配正交的子信道, 则源到中继传输不出错时, 离散基带传输模型为:

$$y_d[n] = h_{sd}[n]x_s[n] + v_d[n] \quad n=1, \dots, N/4 \quad (3-23)$$

$$y_d[n] = h_{rd}[n]x_r[n] + v_d[n] \quad n=N/4+1, \dots, N/2 \quad (3-24)$$

这相当于两个并行信道, 假设源和中继的功率分配比为 α 和 $\bar{\alpha}=1-\alpha$, 则源到目的端的最大互信息为:

$$I_o = \frac{1}{2} \log \left[\left(1 + 2\alpha \text{SNR} |h_{sd}|^2 \right) \left(1 + 2\bar{\alpha} \text{SNR} |h_{rd}|^2 \right) \right] \quad (3-25)$$

式中的 $1/2$ 是由于信道正交分配, 信号传输只利用了 $1/2$ 信道自由度。给定频谱效率 R , 则中断概率为

$$\begin{aligned} P_o^{\text{out}}(\text{SNR}, R) &= \Pr(I_o < R) \\ &= \Pr \left[\alpha |h_{sd}|^2 + \bar{\alpha} |h_{rd}|^2 + 2\alpha\bar{\alpha} \text{SNR} |h_{sd}|^2 |h_{rd}|^2 < \frac{2^{2R}-1}{2\text{SNR}} \right] \\ &\sim \frac{1}{4\alpha(1-\alpha)\sigma_{sd}^2\sigma_{rd}^2} \frac{2^{2R} [2R \ln(2) - 1] + 1}{\text{SNR}^2} \end{aligned} \quad (3-26)$$

易知当 $\alpha=1/2$ 时, 式(3-26)取得最小值

$$P_o^{\text{out}}(\text{SNR}, R) \sim \frac{1}{\sigma_{sd}^2\sigma_{rd}^2} \frac{2^{2R} [2R \ln(2) - 1] + 1}{\text{SNR}^2} \quad (3-27)$$

这表明在正交协作分集中, 如果用户间信道条件非常好时, 协作用户的最优功率分配为等功率分配。

当 $R \rightarrow 0$ 时, 式(3-27)收敛于(3-22)。这说明在频谱效率较小时, 正交条件限制影响不大。但当 R 较大时, 相比于无正交限制的发射分集界, 有正交限制的中断概率将引入 $\sqrt{R \ln(2)}$ 的信噪比损失。

3.3.1.3 各协作协议的性能对比与分析

理论分析表明, 在高信噪比条件下, AF、SDF 和 IAF 这些基本协作协议的中断概率与 $1/\text{SNR}^2$ 成正比, 说明它们均可获得二阶全分集。但由于正交性的限制, 以及采用低效的重复码编码方法的等原因, 这些协议的性能相比发射分集界有所损失。

具体来说, 对于 AF 与 SDF, 它们的中断性能在高 SNR 时完全相同。将式(3-11), (3-16), (3-22)比较, 可以得到相比于发射分集界, AF 和 SDF 的性能损失为

$$\frac{2^R+1}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{rd}^2}{\sigma_{sr}^2} \right)} \quad (3-28)$$

在低频谱效率时, 式(3-28)变为 $\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{rd}^2}{\sigma_{sr}^2} \right)}$, 特别是当 $\sigma_{rd}^2 = \sigma_{sr}^2$ 时, 性能损失

仅为 $\sqrt{2}$ (1.5dB)。更进一步, 当源端到中继信道条件较好, 即 $\sigma_{sr}^2 \rightarrow \infty$ 时, AF 和 SDF 将没有任何性能损失。这说明在低频谱效率时, 协作分集可以达到多天线的发射分集界。

而系统频谱效率较高时, R 每升高一个单位(bit/s/Hz), AF 和 SDF 的性能则损失 3dB。引起损失的原因主要是协作用户正交条件限制以及重复编码机制。

图 3.5 中的曲线分别为 AF、SDF 与正交发射分集界相对于发射分集界的信噪比损失, 图中取 $\sigma_{rd}^2 = \sigma_{sr}^2$ 。从图中可见, 在低频谱效率时, 协作分集相比正交发射分集的性能相差仅 1.5dB, 这是由于用户间信道条件非理想导致的, 如果用户间信道状况非常好, 这个性能差异将消失。随着频谱效率升高, 协作分集与正交发射分集的性能差变大, 这是由于在高频谱效率时, 重复编码机制称为影响协作分集性能的主要因素。

与 AF 与 SDF 不同, 比较式(3-19)与(3-22), 可以发现 IAF 的性能损失与频谱效率无关, 恒为 $\frac{1}{2}\sqrt{1+\left(\frac{\sigma_{rd}^2}{\sigma_{sr}^2}\right)}$ 。IAF 的性能与发射分集界很接近, 当源端到中继端信道不严重恶劣于中继到目的端信道时, IAF 甚至要优于多天线分集 $\sigma_{rd}^2 = \sigma_{sr}^2$ 时, IAF 的性能优于发射分集界约 1.5dB。 $\sigma_{sr}^2 \rightarrow \infty$ 时, IAF 优于发射分集界 3 dB。这是由于增强型中继仅在需要的时候才重复发送信号, 信道利用率较两天线的发射分集界还高。

图 3.6 为四种基本协作协议的中断概率曲线。仿真时假设网络为对称网络, 设 $\sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = \sigma_{sd}^2 = 1$ 。系统频谱效率定为 $R=1\text{bit/s/Hz}$ 。从图中可以看出, 对于直传和 DF 协议, SNR 每增加 10dB, 中断概率大约降低 10 倍。而对于 AF、SDF、IAF 以及发射分集界, SNR 每增加 10 dB, 中断概率大约降低 100 倍。这说明 AF、SDF 和 IAF 能获得二阶的全分集增益, 而 DF 无法获得。图 3.6 还清楚表明 AF 和 SDF 相比发射分集界, 大约有 3.5 dB 的信噪比损失, 这和图 3.5 中的结果一致。同样从图 3.6 中还可以发现, IAF 的性能优于发射分集界约 1.5 dB, 这也与上面的分析结果吻合。值得指出的是, DF 协议性能比非协作直传模式还差, 这是由 DF 协议中断错误传播造成的。

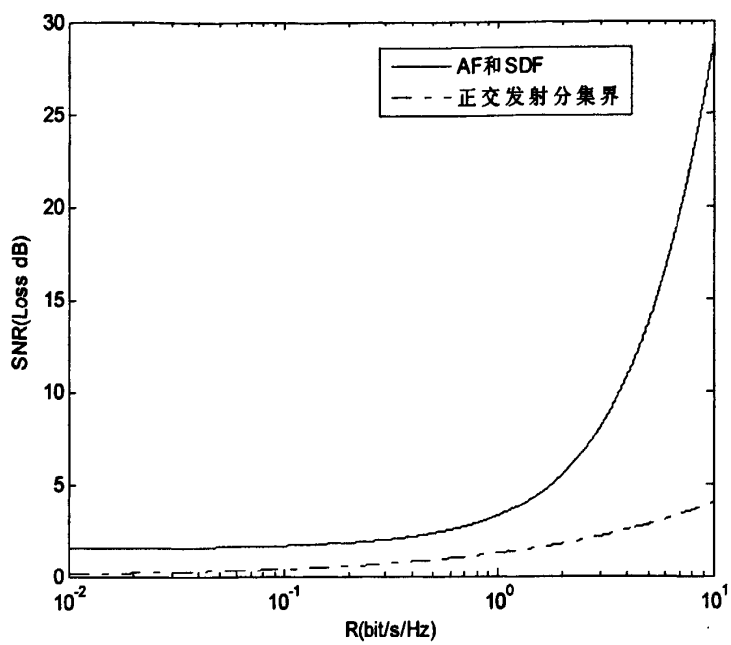


图 3.5 AF、SDF 和正交发射分集界的信噪比损失

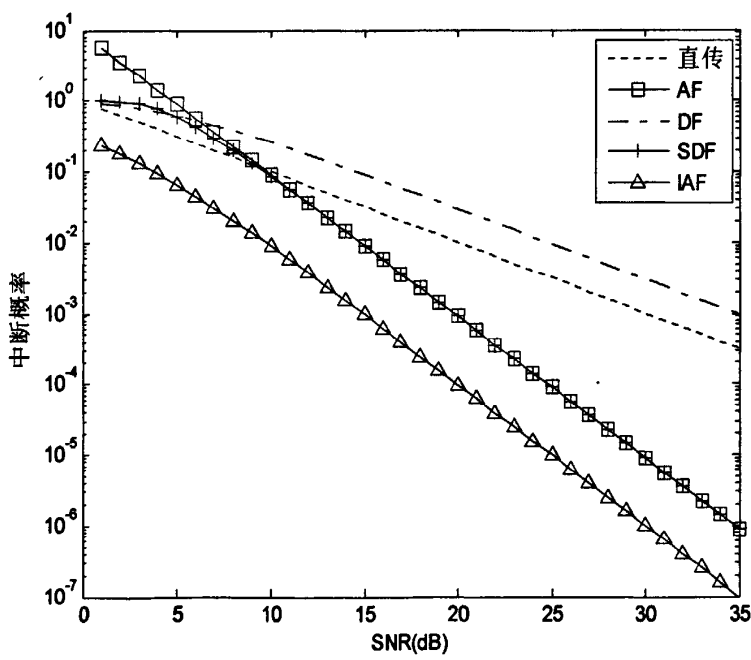


图 3.6 四种协作方案的中断概率性能

3.3.2 基于 OFDM 的协作协议性能评估

3.3.2.1 中断概率分析

1) APN 方案

信道模型如式(3-28)至(3-30)所示, 系统输入和输出之间的最大平均互信息量为

$$C_{APN} = \frac{1}{I+1} \log_2 \left(1 + \sum_{n=1}^N \gamma \alpha_{0,n} + \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^I \frac{\gamma \alpha_{i,n} \gamma \beta_{i,n}}{1 + \gamma \alpha_{i,n} + \gamma \beta_{i,n}} \right) \quad (3-29)$$

其中, $\alpha_{0,n} = P_{s,n} |h_{s,d,n}|^2$, $\alpha_{i,n} = P_{s,n} |h_{s,i,n}|^2 / k_{s,i}$, $\beta_{i,n} = P_{s,n} |h_{i,d,n}|^2 / k_{i,d}$, $\gamma = 1/N_0$, $N_0 = N_{s,d}$, $N_{i,d} = k_{i,d} N_0$, $N_{s,i} = k_{s,i} N_0$ 。给定频谱效率 R , 则中断概率为

$$P_{out}^{APN} = P \left[\sum_{n=1}^N \alpha_{0,n} + \sum_{i=1}^I \sum_{n=1}^N \frac{\gamma \alpha_{i,n} \gamma \beta_{i,n}}{1 + \gamma \alpha_{i,n} + \gamma \beta_{i,n}} < \tilde{d} \right] \quad (3-30)$$

其中, $\tilde{d} = \frac{2^{(I+1)R} - 1}{\gamma}$, 因为 $h_{s,d,n}$, $h_{s,i,n}$, $h_{i,d,n}$ 为均值为 0, 方差为 1 的循环对

称复高斯变量, 所以 $\alpha_{0,n}$, $\alpha_{i,n}$, $\beta_{i,n}$ 分别服从参数为 $\lambda_{0,n} = \lambda_0 = \frac{1}{P_{s,n}}$, $\lambda_{i,n} = \frac{k_{s,i}}{P_{s,n}}$,

$\mu_{i,n} = \frac{k_{i,d}}{P_{s,n}}$ 的指数分布^[38]。 $x = \sum_{n=1}^N \alpha_{0,n}$ 为 N 个相互独立, 且服从参数为 λ_0 的指数

分布变量之和, 其概率密度函数为 $p_x(x) = \frac{\lambda_0^N}{(N-1)!} e^{-\lambda_0 x} x^{N-1}$ 。令 $x' = 1 - x/\tilde{d}$, 则式

(3-30)变为

$$P_{out}^{APN} = \tilde{d}^{(I+1)N} \int_0^1 \frac{P \left[\sum_{i=1}^I \sum_{n=1}^N \frac{\gamma \alpha_{i,n} \beta_{i,n}}{1 + \gamma \alpha_{i,n} + \gamma \beta_{i,n}} < \tilde{d} x' \right]}{(\tilde{d} x')^{IN}} \times \frac{\lambda_0^N}{(N-1)!} e^{-\lambda_0 x' \tilde{d} (1-x')} x'^{IN} (1-x')^{N-1} dx' \quad (3-31)$$

此处先介绍两个不等式^[11]。设 v_n , w_n 是互相独立且服从参数为 λ_n , μ_n 的指数分布的随机变量, δ 为正数, $r_\delta(N) = \sum_{n=1}^N \delta f(v_n/\delta, w_n/\delta)$, 其中 $f(x, y) = (xy)/(x+y+1)$ 。当 $h(\delta) \rightarrow 0$ 时, $h(\delta) > 0$ 为连续的且当 $\delta \rightarrow 0$ 时, $\delta/h(\delta) \rightarrow k < \infty$, 则概率 $P[r_\delta(N) < h(\delta)]$ 满足:

$$\liminf_{\delta \rightarrow 0} \frac{1}{h^N(\delta)} P[r_\delta(N) < h(\delta)] \geq \frac{1}{N!} \prod_{n=1}^N (\lambda_n + \mu_n) \quad (3-32)$$

$$\limsup_{\delta \rightarrow 0} \frac{1}{h^N(\delta)} P[r_\delta(N) < h(\delta)] \leq \prod_{n=1}^N (\lambda_n + \mu_n) \quad (3-33)$$

证明:

对于任意的 $n \in [1 \dots N]$, 服从参数为 λ_n, μ_n 的指数分布的相互独立变量 v_n, w_n , 有

$$r_\delta(N) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{\frac{1}{v_n} + \frac{1}{w_n} + \frac{\delta}{v_n w_n}} = \sum_{n=1}^N u_n \quad (3-34)$$

记 u_n 的概率分布函数为 $p_{u_n}(u_n)$, 按照文献^[11]中的方法, 对于任意的 $x > 0$

$$\Pr[u_n < x] \geq 1 - \exp[-(\lambda_n + \mu_n)x] \quad (3-35)$$

用积分的形式表示为

$$\int_0^x p_{u_n}(u_n) du_n \geq \int_0^x (\lambda_n + \mu_n) \exp[-(\lambda_n + \mu_n)u_n] du_n \quad (3-36)$$

令 $x = \varepsilon u$ ($\varepsilon > 0, u > 0$), 当 $\varepsilon \rightarrow 0$ 时可得极限

$$\begin{aligned} & \liminf_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_0^{\varepsilon u} p_{u_n}(u_n) du_n \\ & \geq \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_0^{\varepsilon u} (\lambda_n + \mu_n) \exp[-(\lambda_n + \mu_n)u_n] du_n \end{aligned} \quad (3-37)$$

即

$$\begin{aligned} & \liminf_{\varepsilon \rightarrow 0} p_{u_n}(\varepsilon u) \\ & \geq \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} (\lambda_n + \mu_n) \exp[-(\lambda_n + \mu_n)\varepsilon u] = \lambda_n + \mu_n \end{aligned} \quad (3-38)$$

因此, $p_{u_n}(u_n)$ 满足文献^[39]中式(30)的条件, 由文献^[39]中式(41)可得式(3-32)

$$\liminf_{\delta \rightarrow 0} \frac{1}{h^N(\delta)} P[r_\delta(N) < h(\delta)] \geq \frac{1}{N!} \prod_{n=1}^N (\lambda_n + \mu_n)$$

对于上限的证明, 由于

$$r_\delta(N) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{\frac{1}{v_n} + \frac{1}{w_n} + \frac{\delta}{v_n w_n}} \geq \max_n \left(\frac{1}{\frac{1}{v_n} + \frac{1}{w_n} + \frac{\delta}{v_n w_n}} \right) \quad (3-39)$$

即

$$P[r_\delta(N) < h(\delta)] \leq \prod_{n=1}^N P\left[\frac{1}{v_n} + \frac{1}{w_n} + \frac{\delta}{v_n w_n} > \frac{1}{h(\delta)}\right] \quad (3-40)$$

从文献^[11]可得

$$\frac{1}{h(\delta)} P \left[\frac{1}{v_n} + \frac{1}{w_n} + \frac{\delta}{v_n w_n} > \frac{1}{h(\delta)} \right] \leq \lambda_n + \mu_n, \forall n \quad (3-41)$$

由于 $\frac{1}{h^N(\delta)} P[r_\delta(N) < h(\delta)]$ 是有界的, 并且上界是单调不增函数, 可得式

(3-33)

$$\limsup_{\delta \rightarrow 0} \frac{1}{h^N(\delta)} P[r_\delta(N) < h(\delta)] \leq \prod_{n=1}^N (\lambda_n + \mu_n)$$

由式(3-32)可得

$$\begin{aligned} & \frac{1}{(IN)!} \prod_{i=1}^I \prod_{n=1}^N (\lambda_{i,n} + \mu_{i,n}) \\ & \leq \liminf_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{P \left[\sum_{i=1}^I \sum_{n=1}^N \frac{\gamma \alpha_{i,n} \beta_{i,n}}{1 + \gamma \alpha_{i,n} + \gamma \beta_{i,n}} < \tilde{d}x' \right]}{(\tilde{d}x')^{IN}} \end{aligned} \quad (3-42)$$

因为在高信噪比时 $\lim_{\gamma \rightarrow \infty} e^{-\lambda_0 x' \tilde{d}(1-x')} = 1$, 因此 P_{out}^{APN} 的下界 L_{APN} 为

$$\begin{aligned} L_{APN} &= \tilde{d}^{(I+1)N} \frac{\lambda_0^N}{(N-1)!} \times \frac{1}{(IN)!} \prod_{i=1}^I \prod_{n=1}^N (\lambda_{i,n} + \mu_{i,n}) \\ &\quad \times \int_0^1 x'^{IN} (1-x')^{N-1} dx' \end{aligned} \quad (3-43)$$

由于, $\int_0^1 x'^{IN} (1-x')^{N-1} dx' = \frac{(N-1)!(IN)!}{(IN+N)!}$, 故 L_{APN} 可化为

$$L_{APN} = \frac{\lambda_0^N}{(IN+N)!} \prod_{i=1}^I \prod_{n=1}^N (\lambda_{i,n} + \mu_{i,n}) \tilde{d}^{(I+1)N} \quad (3-44)$$

同理可得, P_{out}^{APN} 的上界 U_{APN} 为

$$U_{APN} = (IN)! \times L_{APN} \quad (3-45)$$

2) AvgBR 方案

采用与 APN 方案相同的信道模型, AvgBRS 传输方案的信道容量为

$$C_{AvgBRS} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \sum_{n=1}^N \gamma \alpha_{0,n} + \max_{i \in [1 \dots I]} \sum_{n=1}^N \frac{\gamma \alpha_{i,n} \beta_{i,n}}{1 + \gamma \alpha_{i,n} + \gamma \beta_{i,n}} \right) \quad (3-46)$$

其中断概率可表示为

$$P_{out}^{AvgBRS} = P \left[\sum_{n=1}^N \alpha_{0,n} + \max_{i \in [1 \dots I]} \sum_{n=1}^N \frac{\gamma \alpha_{i,n} \gamma \beta_{i,n}}{1 + \gamma \alpha_{i,n} + \gamma \beta_{i,n}} < d \right] \quad (3-47)$$

其中, $d = \frac{2^{2R} - 1}{\gamma}$ 。如 APN 中断概率下界的推导方法, 根据式(3-32), 可得不

等式

$$\prod_{i=1}^I \left(\frac{1}{N!} \prod_{n=1}^N (\lambda_{i,n} + \mu_{i,n}) \right) \leq \liminf_{\gamma \rightarrow \infty} \prod_{i=1}^I \left(\frac{P \left[\sum_{n=1}^N \frac{\gamma \alpha_{i,n} \beta_{i,n}}{1 + \gamma \alpha_{i,n} + \gamma \beta_{i,n}} < dx' \right]}{(dx')^N} \right) \quad (3-48)$$

由此可得 AvgBRS 传输方案中断概率的下界 L_{AvgBRS} 为

$$L_{AvgBRS} = \frac{\lambda_0^N (IN)!}{(IN + N)!} \times \frac{1}{(N!)^I} \prod_{i=1}^I \prod_{n=1}^N (\lambda_{i,n} + \mu_{i,n}) d^{(I+1)N} \quad (3-49)$$

同理可得, 中断概率的上界 U_{AvgBRS} 为

$$U_{AvgBRS} = \frac{\lambda_0^N (IN)!}{(IN + N)!} \prod_{i=1}^I \prod_{n=1}^N (\lambda_{i,n} + \mu_{i,n}) d^{(I+1)N} \quad (3-50)$$

3.3.2.2 中断性能仿真比较

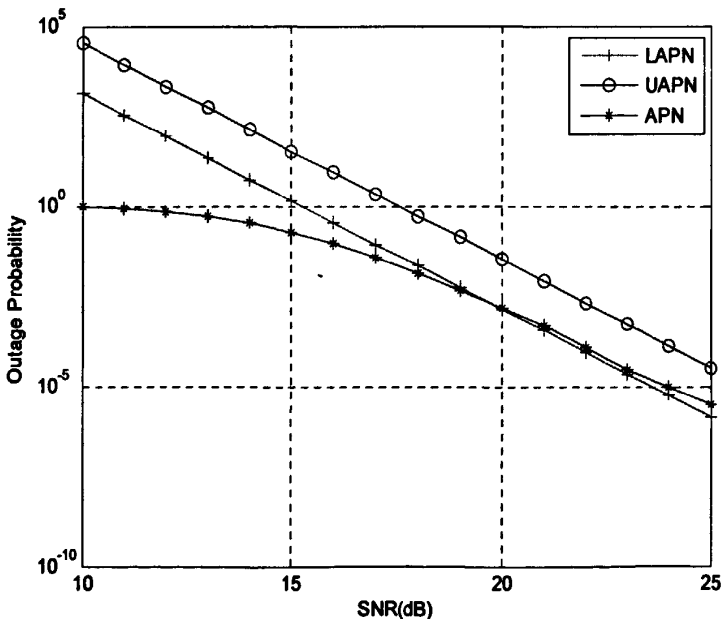


图 3.7 APN 的中断概率仿真

图 3.7 给出了 APN 的理论中断概率界和仿真中断概率曲线, 各参数分别为 $I=2$, $N=2$, $R=2$, $\lambda_0 = \lambda_{i,n} = \mu_{i,n} = 1, \forall(i,n)$ (下面的仿真为相同的参数), 由图中可以看出, 当 SNR 比较高时, 我们推导出的理论上下界是符合实际情况的。

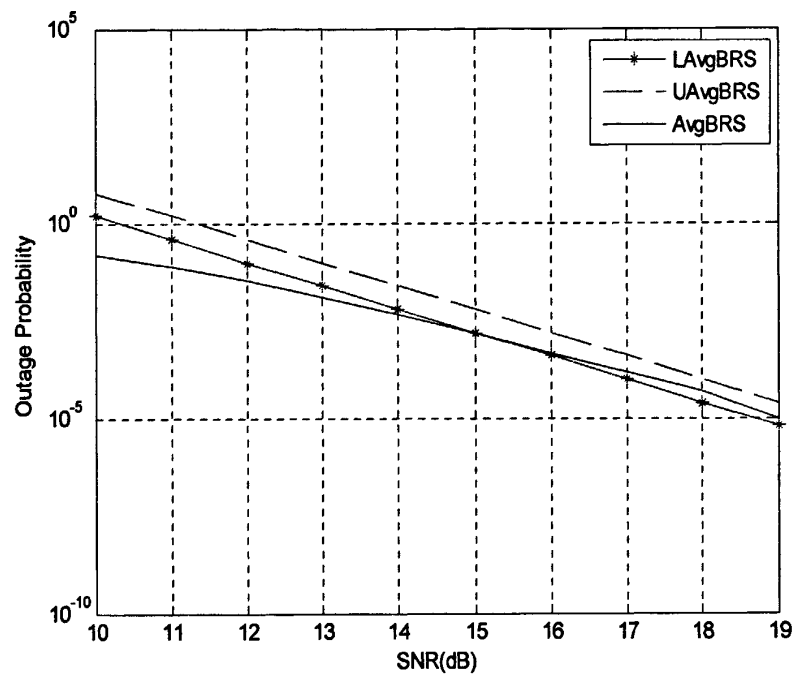


图 3.8 AvgBRS 的中断概率仿真

图 3.8 给出了 AvgBRS 的理论中断概率界和仿真中断概率曲线, 由图中可以看出, 当 SNR 比较高时, 我们推导出的理论上下界是符合实际情况的。

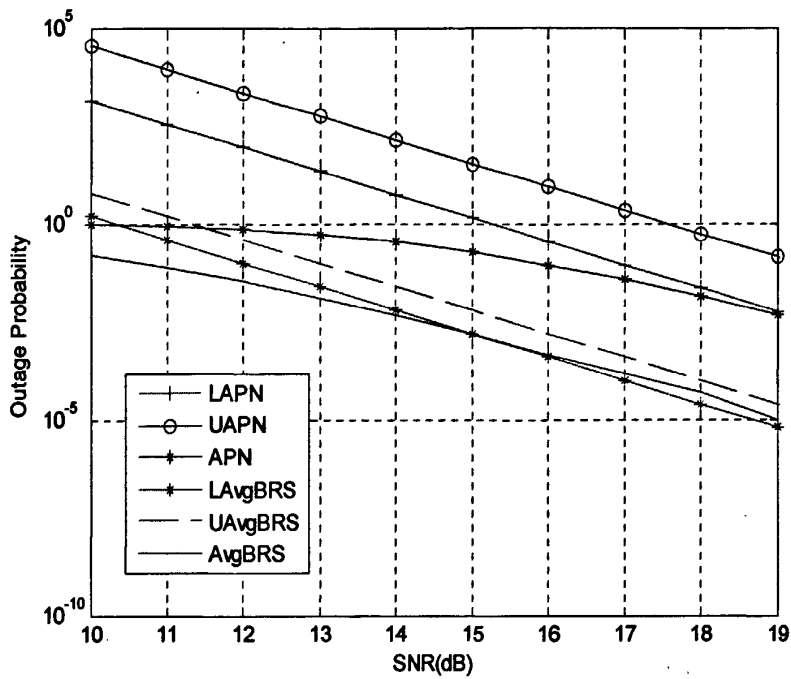


图 3.9 APN 和 AvgBRS 的中断概率比较

图 3.9 给出了 APN 和 AvgBRS 两种传输方案的中断性能比较，由图中可以看出，相比 AvgBRS 来说，APN 的性能要差的多，这是因为，APN 传输方案中，整个传输时间被分成了四个时隙，而 AvgBRS 方案中，只被分成了两个时隙，多余的时隙导致了 APN 传输方案系统容量的下降和中断概率的升高。

第四章 异步 OFDM 协作传输技术

与 MIMO 多天线系统相比,协作节点要考虑分布式条件,因此在空时编码设计中实现协作节点的同步是一个重要问题。到目前为止,为了有效利用空时分组码的优点,大多数协作通信的研究^{[19][20]}都是假设协作用户之间的传输是完全同步的,然而在实际中协作节点间的不同步是不可避免的,这种不同步现象会引起符号间串扰,导致接收端译码错误。因此,准确高效的同步是实现协作无线通信系统的关键。

目前已有不少文献对异步下的协作分集技术进行了研究。文献^[45]提出了分别利用时间反转空时编码(TR-STC)和空时正交频分复用技术(ST-OFDM)来对抗协作节点之间的异步传输。文献^[46]分析了 Alamouti 空时分组编码对异步协作无线通信系统的影响。协作用户之间的异步传输产生的符号间干扰,使得平坦衰落信道变成了频率选择性信道,为了解决这种传输异步问题,文献提出了可以在频率选择性信道下传输的空时编码。文献^[47]针对两中继的系统,应用 Alamouti 码,提出了一种基于 OFDM 的传输方案。该方案仅对接收信号进行反转和放大前传,不仅实现简单,而且在异步传输时可达到 2 阶分集增益。但是该方案仅适用于两中继的情况。文献^{[48][49]}将其扩展到任意 R 个中继的情况,提出了基于 OFDM 和 DSTBC 的传输方案。该方案在异步的情况下可达到 R 阶分集,但是要求码字不仅满足共轭线,其各行还应满足额外的约束条件,限制了 DSTBC 在该结构下的应用。文献^{[47][49]}假设节点间信道为平衰落信道,且所提出的方案并不能直接扩展到多径信道的情况。多径衰落会破坏空时码字的结构,影响系统性能,但为获得多径分集提供了潜力。文献^[50]研究了频率选择性衰落信道下基于 OFDM 和 DSTBC 的异步协作传输方案,在两中继时采用 Alamouti 编码和多中继时采用准正交空时分组编码(OSTBC),再通过发送端重复发送,可以在获得发送分集的同时获得多径分集。但是,由于在发送端要重复发送信号,降低了信道使用率。

由此可见,为了消除协作端处于异步状态给空时协作分集方案带来的影响,可以从两个方面出发。第一个方面是从用于协作的空时码字结构出发,设计不同于 MIMO 系统下的空时码字,使得空时码能够从自身的特点来抵抗异步带来的影响。第二个方面是研究使用 OFDM 方案的空时协作方案,利用 OFDM 技术本身的特点来抵抗异步带来的影响。使用 OFDM 方案来抵抗异步的好处是不仅能够使得使用 OFDM 的空时协作方案能够消除异步带来的影响,还可以很好的在频率选择性信道下工作。

本章首先介绍了同步误差对协作通信系统带来的影响,然后介绍了抗异步编

码 TR-STC 和 ST-OFDM 以及基于 Alamouti 的异步空时协作传输系统。最后, 提出了多径信道下的基于 OFDM 和预编码的可获得多径增益的异步协作传输方案, 并给出了理论分析和计算机仿真。

4.1 同步误差对协作通信系统的影响

4.1.1 同步误差对协作系统的输出信噪比的影响

Raghunath^[44]分析了目的节点 D 的同步误差导致离散傅里叶变换 DFT 输出端产生各种干扰的情况。假设系统只有三个节点, 分别表示为源节点 S, 中继节点 R 和目的节点 D。S 到 D, S 到 R 和 R 到 D 的链路分别服从时延扩展为 L_1-1, L_2-1 和 L_3-1 的瑞利衰落, 且都是频率选择性的。 $h_{sd}[n]$, $h_{sr}[n]$ 和 $h_{rd}[n]$ 分别表示 S 到 D, S 到 R 和 R 到 D 的链路信道脉冲响应 CIR。存在 N 个 OFDM 子载波。在第一个时间间隔内, S 发送一个符号间隔为 $(N+N_g)T_s$ 的 OFDM 符号帧, 其中 T_s 表示采样间隔, N_g 表示循环前缀 CP 的长度, CP 取 L_1-1 与 L_2+L_3-2 的最大值作为其最小值, 组成数据符号 $X[k]$ 的被发送 OFDM 符号帧表示为

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, -N_g \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq N-1 \quad (4-1)$$

目的端与中继端都接收这个 OFDM 符号帧。D 与 R 的接收信号分别表示为

$$y_d[n] = h_{sd}[n] * x[n] + z_1[n] \quad (4-2)$$

$$y_r[n] = h_{sr}[n] * x[n] + z_2[n] \quad (4-3)$$

其中, $*$ 表示线性卷积, $z_1[n]$ 和 $z_2[n]$ 分别表示第一个时间间隔内 S 到 D 与 R 的均方为 N_0 的高斯白噪声(AWGN)。在第二个时间间隔内, R 以增益 G 放大接收信号并转发。在这两个时间间隔内, 目的端的接收信号表示为

$$y[n] = h_{sd}[n] * x[n] + Gh_{rd}[n] * h_{sr}[n] * x[n] + z_1[n] + Gh_{rd}[n] * z_2[n] + z_3[n] \quad (4-4)$$

其中, 第一部分表示第一个时间间隔内的接收信号, 第二部分表示第二个时间间隔内的接收信号。 $z_3[n]$ 表示第二个时间间隔内 S 到 D 的均方为 N_0 的高斯白噪声。理想同步情况下, 第一个时间间隔内, D 的 DFT 输入表示为

$$y_d[n] = h_{sd}[n] * x[n] + z_1[n] \quad (4-5)$$

第 k 个子载波上的对应输出表示为

$$Y_d[k] = H_{sd}[k]X[k] + Z_1[k] \quad (4-6)$$

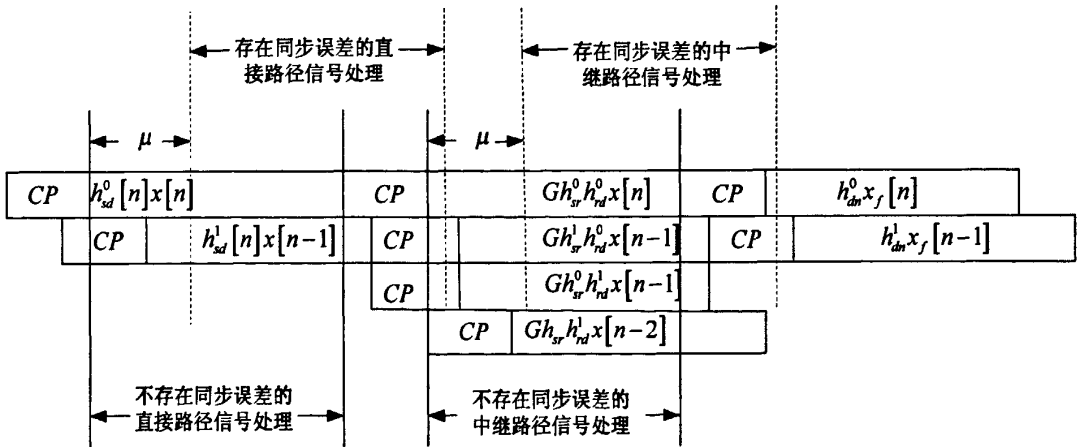
其中, $H_{sd}[k]$ 表示 $h_{sd}[n]$ 的 N 点 DFT。在第二个时间间隔内, D 的 DFT 输入表示为

$$y_r[n] = Gh_{sr}[n] * h_{rd}[n] * x[n] + z_1[n] + h_{rd}[n] * z_2[n] + z_3[n] \quad (4-7)$$

第 k 个子载波上的对应输出表示为

$$Y_r[k] = GH_1[k]H_2[k]X[k] + GH_2[k]Z_2[k] + Z_3[k] \quad (4-8)$$

其中, $H_1[k]$ 与 $H_2[k]$ 分别表示 $h_{sr}[n]$ 与 $h_{rd}[n]$ 的 N 点 DFT, $Z_2[k]$ 与 $Z_3[k]$ 分别表示 $z_2[n]$ 与 $z_3[n]$ 的 DFT 输出噪声。 μ 表示 D 的同步误差。图 4.1 表示 D 分别在有同步误差与无同步误差时的定时与处理窗。无同步误差的处理窗相当于理想处理窗, 即 $\mu = 0$ 。对于 $\mu \neq 0$, 根据 $\mu > 0$ 或 $\mu < 0$, 定义后一帧引起的的符号间干扰(ISI-NF), 前一帧引起的符号间干扰(ISI-PF)和当前帧载波采样值损失引起的符号间干扰(ISI-CF)。



(a) $\mu > 0$

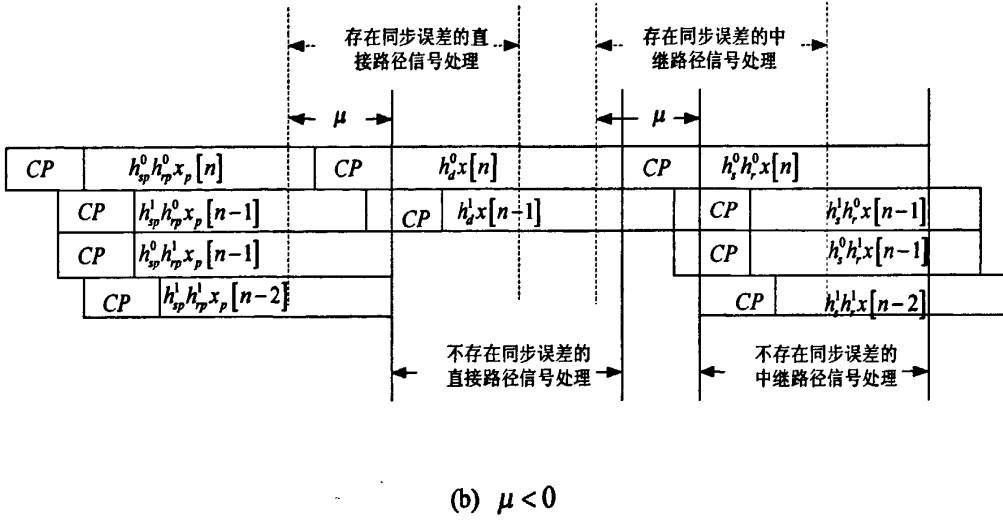


图 4.1 $\mu > 0$ 与 $\mu < 0$ ($L = 2$) 时的不同同步误差情况

根据 μ 值的不同, 分析了六种不同的同步误差。为了便于分析, 假设所有链路存在相同的时延扩展 L 。 W_1 与 W_2 分别表示 S 到 D 与 R 到 D 的信号在 D 的处理窗, 定义

$$\rho_{qk} = \frac{1}{N} \sum_{n=n_a}^{n_b} e^{\frac{j2\pi n(q-k)}{N}} \quad (4-9)$$

(1) 当 $0 < \mu \leq L-1$ 时, 在 W_1 处理窗内, S 到 D 链路的第 j 条路径 ($j < \mu$) 存在当前到达帧的 $\mu-j$ 个采样值损失, 同时, S 到 R 链路的第 j 条路径与 R 到 D 链路的第 1 条路径 ($l+j < \mu$) 在 D 存在当前到达帧的 $\mu-j-1$ 个采样值损失。当前到达帧的采样值损失会引起 ISI-CF。表 4.1 列出了第 k 个子载波在时隙 1 内的 DFT 输出, 期望信号(DS)的平均功率和干扰。其中

$$(n_1, n_2) = \begin{cases} (0, N-1), j \geq \mu \\ (0, N-1-\mu+j), 0 \leq j < \mu \end{cases} \quad (4-10)$$

$$(n_3, n_4) = (N-\mu+j+l, N-1) \quad (4-11)$$

在 W_2 处理窗内, S 到 R 链路的第 j 条路径与 R 到 D 链路的第 1 条路径 ($l+j < \mu$) 在 D 存在当前到达帧的 $\mu-j-1$ 个采样值损失, 引起 ISI-CF, 同时, 直接路径 ($j < \mu$) 在 D 存在下一到达帧的 $\mu-j$ 个采样值损失, 引起 ISI-NF。表 4.1 中列出了第 k 个子载波上在时隙 2 内的 DFT 输出与对应的平均功率。其中

$$(n_1, n_2) = \begin{cases} (0, N-1), j \geq \mu \\ (0, N-1-\mu+j+l), j+l < \mu \end{cases} \quad (4-12)$$

$$(n_3, n_4) = (N-\mu+j, N-1) \quad (4-13)$$

其中, $X_f[n]$ 表示下一帧符号, h_d 表示下一帧 S 到 D 链路的 CIR。

(2) 当 $L-1 < \mu \leq N_g$ 时, 在 W_1 处理窗内, 第 k 个子载波上时隙 1 内的 DFT 输出与平均功率可通过表 4.1 中(1)情况时的表达式得出。其中

$$(n_1, n_2) = (0, N-1-\mu+j), \forall j \quad (4-14)$$

$$(n_3, n_4) = (N-\mu+j+l, N-1) \quad (4-15)$$

在 W_2 处理窗内, 相应表达式类似于表 4.1 中(1)情况时的, 此时不考虑 $j < \mu$ 时的 ISI-NF。

(3) 当 $\mu > N_g$ 时, 在 W_1 处理窗内, 相应表达式类似于表 4.1 中(1)情况时的, 此时

$$(n_1, n_2) = (0, N-1-\mu+j), \forall j \quad (4-16)$$

不考虑 $j+l < \mu$ 时的 ISI-CF。在 W_2 处理窗内, 相应表达式类似于 4.1 中(1)情况时的, 不考虑 j 与 $j+l$ 时的干扰, 此时

$$(n_1, n_2) = (0, N-1+l+\mu+j) \quad (4-17)$$

$$(n_3, n_4) = (N-\mu+j, N-1) \quad (4-18)$$

(4) 当 $0 < -\mu \leq L-1$ 时, 在 W_1 处理窗内, 直接路径到达帧的循环移动补偿了非正交性, 同时, S 到 R 链路的第 j 条路径与 R 到 D 的第 l 条路径在 D 存在上一到达帧 $j+l > N_g + \mu$ 时的 $j+l-\mu-N_g$ 个采样值损失, 引起 ISI-PF。在时隙 1 内, DFT 输出与平均功率类似于表 4.1 中(1)情况时的, $X_p[n]$ 表示 CIR 后的上一到达帧符号, h_{sp} 与 h_{rp} 分别表示 S 到 R 链路与 R 到 D 链路。其中

$$(n_1, n_2) = (0, l+j-\mu-N_g-1) \quad (4-19)$$

在 W_2 处理窗内, S 到 R 链路的第 j 条路径与 R 到 D 链路的第 l 条路径在 D 存在当前到达帧 $j+l < \mu$ 时的 $l+j-\mu-N_g$ 各采样值损失, 引起 ISI-CF。表 4.1 中列出了该情况时的对应表达式。其中

$$(n_1, n_2) = \begin{cases} (l+j-\mu-N_g, N-1), & j+l > N_g + \mu \\ (0, N-1), & j+l \leq N_g + \mu \end{cases} \quad (4-20)$$

(5) 当 $L-1 < -\mu \leq N_g$ 时, 在 W_1 处理窗内, 直接链路到达帧的循环移动补偿了 $j \leq N_g + \mu$ 时的正交性, 直接路径到达帧损失 $j > N_g + \mu$ 时的 $j - N_g - \mu$ 个采样点, 引起 ISI-CF。S 到 R 链路的第 j 条路径与 R 到 D 链路的第 l 条路径在 D 存在上一到达帧 $l+j > N_g + \mu$ 时的 $l+j - N_g - \mu$ 个采样值损失, 引起 ISI-PF。表 4.1 列出了改情况时的表达式。其中

$$(n_1, n_2) = \begin{cases} (j-\mu-N_g, N-1), & j > N_g + \mu \\ (0, N-1), & j \leq N_g + \mu \end{cases} \quad (4-21)$$

$$(n_3, n_4) = (0, l+j-\mu-N_g-1) \quad (4-22)$$

在 W_2 处理窗内, R 到 D 链路的当前到达帧 $l+j \leq N_g + \mu$ 时的循环移动信号与 R 到 D 链路的第 $l+j$ 条路径当前到达帧在 D 存在 $l+j - N_g - \mu$ 个采样值损失, 引起 ISI-CF。直接链路当前到达帧存在 $j > N_g + \mu$ 时的 $j - N_g - \mu$ 个采样值损失, 一起 ISI-CF。表 4.1 列出了该情况时的对应表达式。其中

$$(n_1, n_2) = \begin{cases} (j+l-\mu-N_g, N-1), & l+j > N_g + \mu \\ (0, N-1), & j+l \leq N_g + \mu \end{cases} \quad (4-23)$$

$$(n_3, n_4) = (0, j-\mu-N_g-1) \quad (4-24)$$

(6) 当 $-\mu > N_g$ 时, 相应表达式类似于表 4.1 中(5)情况时的, 不考虑 j 与 $l+j$ 时的干扰。其中

$$(n_1, n_2) = (j+l-\mu-N_g, N-1) \quad (4-25)$$

$$(n_3, n_4) = (0, j-\mu-N_g-1) \quad (4-26)$$

表 4.1 时隙 1 和 2 内第 k 个子载波上的离散傅立叶变换 DFT 输出和期望信号 DS 的平均功率

Case	Window	DFT output on kth subcarrier	Term	Average power
(1)	W_1	$X[k]e^{\frac{j2\pi k}{N}}(\sum_j h_{sd}[j]$ $e^{\frac{-j2\pi k}{N}}\rho_{kk}(n_1, n_2) + \sum_{j+l < \mu}^{j,l} Gh_{sr}[j]$ $h_{rd}[l]e^{\frac{-j2\pi(l+j+N_g)k}{N}}\rho_{kk}(n_3, n_4))$	DS	$\frac{1}{L}\sum_j \rho_{kk}(n_1, n_2) ^2$ $+ \left(\frac{1}{L}\right)^2 \sum_{j+l < \mu}^{j,l} G^2 \rho_{kk}(n_1, n_2) ^2$
		$+ \sum_{q=0}^{N-1} X[q]e^{\frac{j2\pi q}{N}}(\sum_{j < \mu} h_{sd}[j]e^{\frac{-j2\pi i q}{N}}$ $\rho_{qk}(n_1, n_2) + \sum_{j+l < \mu}^{j,l} Gh_{sr}[j]h_{rd}[l]$ $e^{\frac{-j2\pi(l+j+N_g)q}{N}}\rho_{qk}(n_3, n_4))$	ISI-CF	$\sum_{q \neq k}^{N-1} \left(\frac{1}{L}\sum_j \rho_{qk}(n_1, n_2) ^2\right.$ $+ \sum_{j+l < \mu}^{j,l} G^2 \left(\frac{1}{L}\right)^2 \rho_{qk}(n_3, n_4) ^2 \Big)$
	W_2	$GX[k]e^{\frac{j2\pi k}{N}}\sum_{j,l} h_{sr}[j]h_{rd}[l]e^{\frac{-j2\pi(l+j)k}{N}}$ $\rho_{kk}(n_1, n_2) + G\sum_{q=0}^{N-1} X[q]$	DS	$\left(\frac{1}{L}\right)^2 G^2 \sum_{j,l} \rho_{kk}(n_1, n_2) ^2$
		$e^{\frac{j2\pi \mu q}{N}}(\sum_{j+l < \mu}^{j,l} h_{sr}[j]h_{rd}[l]$ $e^{\frac{-j2\pi(l+j)q}{N}}\rho_{qk}(n_1, n_2)\sum_{j+l < \mu}^{j,l} Gh_{sr}[j]$	ISI-CF	$\left(\frac{1}{L}\right)^2 G^2$ $\sum_{q \neq k}^{N-1} \sum_{j+l < \mu}^{j,l} \rho_{qk}(n_1, n_2) ^2$
		$h_{rd}[l]e^{\frac{-j2\pi(l+j+N_g)q}{N}}\rho_{qk}(n_3, n_4))$	ISI-PF	$\sum_{q=0}^{N-1} \frac{1}{L} \sum_{j < \mu} \rho_{qk}(n_3, n_4) ^2$
(4)	W_1	$X[k]e^{\frac{j2\pi k}{N}}\sum_j h_{sd}[j]e^{\frac{-j2\pi jk}{N}}$	DS	1
		$+ G\sum_{q=0}^{N-1} X_p[q](e^{\frac{j2\pi \mu q}{N}} +$ $\sum_{j+l < N_g + \mu}^{j,l} h_{sp}[j]h_{rp}[l]$ $e^{\frac{-j2\pi(l+j-N_g)q}{N}}\rho_{qk}(n_1, n_2))$	ISI-CF	$\left(\frac{1}{L}\right)^2 \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{j+l > N_g + \mu}^{j,l} (G^2$ $ \rho_{qk}(n_1, n_2) ^2)$

Case	Window	DFT output on kth subcarrier	Term	Average power
(4)	W_2	$GX[k]e^{\frac{j2\pi\mu k}{N}}(\sum_{j,l}h_{sr}[j]$ $h_{rd}[l]e^{\frac{-i2\pi(l+j)k}{N}}\rho_{kk}(n_1,n_2))$	DS	$\left(\frac{1}{L}\right)^2 G^2 \sum_{j,l} \rho_{kk}(n_1,n_2) ^2$
		$+G\sum_{q=0}^{N-1}X[q]e^{\frac{j2\pi\mu q}{N}}\sum_{j+l<\mu}h_{sr}[j]$ $h_{rd}[l]e^{\frac{-i2\pi(l+j)q}{N}}\rho_{qk}(n_1,n_2))$	ISI-CF	$\left(\frac{1}{L}\right)^2 G^2$ $\sum_{q=0}^{N-1}\sum_{j+l<\mu} \rho_{qk}(n_1,n_2) ^2$
(5)	W_1	$X[k]e^{\frac{j2\pi\mu k}{N}}\sum_j h_{sd}[j]e^{\frac{-i2\pi jk}{N}}$ $\rho_{kk}(n_1,n_2)+G\sum_{q=0}^{N-1}X[q]e^{\frac{j2\pi\mu q}{N}}$	DS	$\frac{1}{L}\sum_j \rho_{kk}(n_1,n_2) ^2$
		$(\sum_j h_{sd}[j]e^{\frac{-i2\pi jq}{N}}\rho_{qk}(n_1,n_2)+$ $G\sum_{q=0}^{N-1}X_p[q](e^{\frac{j2\pi\mu q}{N}}\sum_{j+l>N_s+\mu}h_{sr}[j]$	ISI-CF	$\frac{1}{L}\sum_{q=0}^{N-1}\sum_j \rho_{qk}(n_1,n_2) ^2$
		$h_{rp}[l]e^{\frac{-i2\pi(l+j-N_s)q}{N}}\rho_{qk}(n_3,n_4))$	ISI-PF	$\left(\frac{1}{L}\right)^2 G^2 \sum_{q=0}^{N-1} (\sum_{j+l>N_s+\mu}$ $ \rho_{qk}(n_3,n_4) ^2)$
	W_2	$X[k]e^{\frac{j2\pi\mu k}{N}}(\sum_{j,l}Gh_{sr}[j]h_{rd}[l]$ $e^{\frac{-i2\pi(l+j)k}{N}}\rho_{kk}(n_1,n_2)+e^{\frac{j2\pi N_s k}{N}}$ $\sum_{j>N_s+\mu}h_{sr}[j]e^{\frac{-j2\pi k}{N}}\rho_{kk}(n_3,n_4))$	DS	$\left(\frac{1}{L}\right)^2 G^2 \sum_{j,l} \rho_{kk}(n_1,n_2) ^2 +$ $\frac{1}{L}\sum_{j>N_s+\mu} \rho_{kk}(n_3,n_4) ^2$
		$+G\sum_{q=0}^{N-1}X[q]e^{\frac{j2\pi\mu q}{N}}(G\sum_{j,l}h_{sr}[j]$ $h_{rd}[l]e^{\frac{-i2\pi(l+j)q}{N}}\rho_{qk}(n_1,n_2)+e^{\frac{j2\pi N_s q}{N}}$ $\sum_{j>N_s+\mu}h_{sr}[j]e^{\frac{-j2\pi q}{N}}\rho_{qk}(n_3,n_4))$	ISI-CF	$\left(\frac{1}{L}\right)^2 G^2 \sum_{q=0}^{N-1} \rho_{qk}(n_1,n_2) ^2 +$ $\frac{1}{L}\sum_{q=0}^{N-1}\sum_{j>N_s+\mu} \rho_{qk}(n_3,n_4) ^2$

通过前面对各种不同同步误差情况时的干扰与期望信号的分析, 可得到处理窗 W_1 与 W_2 内第 k 个子载波上的 DFT 平均输出 SINR。令 Γ_n 表示处理窗 $W_n(1,2)$ 的平均 SINR, 则

$$\Gamma_n = \frac{P_{DS}^n}{P_I^n + P_N^n} \quad (4-27)$$

其中, P_{DS}^n , P_I^n 和 P_N^n 分别表示处理窗 W_n 内第 k 个子载波上的期望信号, 干扰和噪声的平均功率, 且

$$P_N^1 = \begin{cases} N_0 \left(1 + \frac{|\mu|}{N} + \frac{1}{LN} \left(\frac{|\mu|(|\mu|+1)}{2} \right) \right) & |\mu| < L-1 \\ N_0 \left(1 + \frac{|\mu|}{N} + \frac{1}{LN} \left(\frac{(L-2)(L-1)}{2} \right) \right) & |\mu| \geq L-1 \end{cases} \quad (4-28)$$

$$P_N^2 = \begin{cases} N_0 \left(2 + \frac{|\mu|}{N} - \frac{1}{LN} \left(\frac{|\mu|(|\mu|+1)}{2} \right) \right) & |\mu| < L-1 \\ N_0 \left(2 - \frac{|\mu|}{N} - \frac{1}{LN} \left(\frac{(L-2)(L-1)}{2} \right) \right) & |\mu| \geq L-1 \end{cases} \quad (4-29)$$

4.1.2 同步误差对基于 Alamouti 码的协作系统误码率的影响

Mietzner 和 Hoeher 在^[51]中对存在同步误差的基于 Alamouti 空时分组编码的协作无线通信系统的性能作了分析, Mei 在^[46]中假设协作 Alamouti 空时分组编码无线通信系统的两个发送节点使用 Alamouti 编码把一个连续符号序列编码成两个 Alamouti 码符号序列, 然后发送出去。令

$$\mathbf{y} = [y(k), y(k+1)]^T \quad (4-30)$$

$$\mathbf{h} = [h_1^T, h_2^T]^T \quad (4-31)$$

$$\text{其中, } h_1 = [h_1(0), h_1(1), h_1(2)]^T = [h_1 p_0, h_1 p_1, h_1 p_2]^T$$

$$h_2 = [h_2(0), h_2(1), h_2(2)]^T = [h_2 p_2, h_2 p_1, h_2 p_0]^T$$

$$p_0 = p\left(T - \frac{\tau}{2}\right), \quad p_1 = p\left(-\frac{\tau}{2}\right), \quad p_2 = p\left(-T - \frac{\tau}{2}\right), \quad p(t) \text{ 为升余弦函数, 在 } T \text{ 的整数倍点处取值为 } 0, \text{ 且 } p(t) = p(-t), T \text{ 为符号持续时间, } \tau \text{ 为同步误差。}$$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2] \quad (4-32)$$

$$\text{其中, } \mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} 0 & x(k) & x(k+1) \\ x(k) & x(k+1) & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} 0 & x^*(k+1) & -x^*(k) \\ x^*(k+1) & -x^*(k) & 0 \end{bmatrix}$$

接收节点接收到的两个连续符号序列为

$$y = Xh + n \quad (4-33)$$

其中, $n = \begin{bmatrix} h_1(0)x(k-1) - h_2(0)x^*(k-2) \\ h_1(2)x(k+2) + h_2(2)x^*(k+2) \end{bmatrix} + n_0$, n 包括干扰与公共噪声。

假设干扰符号 $x(i)$ 服从均值为 0, 方差为 σ_s^2 的高斯分布。公共噪声信号 n_0 是均值为 0, 方差为 σ^2 的高斯白噪声。合成噪声向量 n 服从均值为 0, 协方差矩阵为 $C = \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2)$ 的高斯分布, 其中

$$\sigma_1^2 = (|h_1(0)|^2 + |h_2(0)|^2)\sigma_s^2 + \sigma^2 \quad (4-34)$$

$$\sigma_2^2 = (|h_1(2)|^2 + |h_2(2)|^2)\sigma_s^2 + \sigma^2 \quad (4-35)$$

一般情况下, C 的对角线元素不相等, 且依赖于信道衰落因子 h_i 。为了得到成对差错概率(PEP), 定义

$$P_e = P(X \rightarrow \hat{X} | h) \quad (4-36)$$

$$E = \hat{X} - X \quad (4-37)$$

可以得到

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{h^H E^H C^{-1} E h}{2}}\right) \quad (4-38)$$

其中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (4-39)$$

因此, 平均 PEP 为

$$P(X \rightarrow \hat{X}) = E_h \left(Q\left(\sqrt{\frac{h^H E^H C^{-1} E h}{2}}\right) \right) \quad (4-40)$$

4.2 抗异步编码

Larsson 在文献^[45]中提出了利用时间反转空时编码(TR-STC)和空时正交频分复用(ST-OFDM)来对抗协作节点之间的异步传输问题。

4.2.1 TR-ST 编码

假设天线 1 发送的两个相邻符号块为

$$[0, x(0), x(1), \dots, x(N-1), 0, 0, -x(N), \dots, -x(2N-1), 0] \quad (4-41)$$

天线 2 发送的符号块是天线 1 发送的符号块的时间反转复共轭, 为

$$[0, x^*(2N-1), \dots, x^*(N), 0, 0, x^*(N-1), \dots, x^*(0), 0] \quad (4-42)$$

其中, 0 用于消除符号间的干扰。当符号块够长时, 0 所导致的协作无线通信系统的数据速率的损失可以忽略不计。在 $t=0$ 到 $t=N+3$ 时间间隔内, 目的节点接收到的信号表示为

$$y = Xh + n_0 \quad (4-43)$$

其中, $h = [h_1(2), h_1(1), h_1(0), h_2(2), h_2(1), h_2(0)]^T$

$$X = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix}$$

$$X_{11} = \begin{bmatrix} x(0) & 0 & 0 \\ x(1) & x(0) & 0 \\ x(2) & x(1) & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x(N-1) & x(N-2) & x(N-3) \\ 0 & x(N-2) & x(N-2) \\ 0 & 0 & x(N-1) \end{bmatrix}$$

其他的 $X_{i,j}$ 也可用对应的符号块来定义。利用类似前面的分析方法, 定义

$$P = (X \rightarrow \hat{X}) = E_h \left(Q \left(\sqrt{\frac{h^H E^H E h}{2\sigma^2}} \right) \right) \quad (4-44)$$

其中, $E = \hat{X} - X = \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix}$, 且 X 是块间正交的。进一步定义

$$E^H E = \text{diag}(T, T) \quad (4-45)$$

其中, $T = E_{11}^H E_{11} + E_{21}^H E_{21} = E_{12}^H E_{12} + E_{22}^H E_{22}$, h 如式(4-31)。由以上各式可得

$$\begin{aligned} h^H E^H E h &= h_1^H T h_1 + h_2^H T h_2 \\ &= |h_1|^2 p_1^H T p_1 + |h_2|^2 p_2^H T p_2 \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) p_1^H T p_1 \end{aligned} \quad (4-46)$$

其中, $|h_i|^2$ 服从指数分布, 利用文献^[52]中的 Q 函数的替代函数可以得到系统的成对错误概率(PEP)为

$$\begin{aligned}
PEP &= \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{h^H E^H E h}{4\sigma^2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \exp(-x_1) \exp(-x_2) dx_1 dx_2 \\
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\left(1 + \frac{c}{\sin^2 \theta}\right)^2} d\theta \\
&= \frac{1}{4} \left[2 - \frac{\sqrt{1 + \frac{1}{c}} (3 + 2c)}{(1 + c)^2} \right]
\end{aligned} \tag{4-47}$$

其中, $c = \frac{p_1^H T p_1}{4\sigma^2}$ 与信噪比(SNR)成正比, 根据式(4-47)可知, 在高 SNR 情况

下, PEP 的泰勒级数扩展与 $\frac{1}{SNR^2}$ 成正比。由此可得, 系统的分集增益为 2, 即系统实现了满分集。文献^[46]的结果表明, 利用 TR-STC 编码使系统性能得到了极大改善, 甚至当中继节点之间的同步误差很大时, 系统性能下降也很小。

4.2.2 ST-OFDM 编码

ST-OFDM 编码对系统性能的改善程度 TR-STC 编码相差不大。利用 ST-OFDM 编码可以把频率选择性衰落信道转变为多个频率平坦衰落信道, 同时, 结合相匹配的外部码, 系统就能获得频率选择性衰落信道下的满分集增益。ST-OFDM 系统的检测器比 TR-STC 系统的简单。ST-OFDM 协作无线通信系统中, 被发送的符号块 1 与符号块 2 在目的节点的接收信号(FFT 后)在第 k 个子载波上表示为

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1(k) & -H_2(k) \\ H_2^*(k) & H_1^*(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2^*(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2^*(k) \end{bmatrix} \tag{4-48}$$

其中, $H_i(k) = \sum_{l=0}^2 h_i(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}kl}$, 对应这两个符号块的最优检测的 PEP(不包括外部编码)为

$$\begin{aligned}
PEP &= E_h \left(Q \left(\sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1} e(k)^H H(k)^H H(k) e(k)}{2\sigma^2}} \right) \right) \\
&= E_h \left(Q \left(\sqrt{\frac{|h_1|^2 c_1 + |h_2|^2 c_2}{2\sigma^2}} \right) \right)
\end{aligned} \tag{4-49}$$

其中, $c_i = \sum_{k=0}^{N-1} \|e(k)\|^2 \sum_{l=0}^2 \left| p_i(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}kl} \right|^2$, $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$, 鉴于 p_i 的

特殊结构, 可令

$$c_2 = c_1 \quad (4-50)$$

因此

$$PEP = \frac{1}{4} \left[2 - \frac{\sqrt{1 + \frac{1}{c_1}} (3 + 2c_1)}{(1 + c_1)^2} \right] \quad (4-51)$$

由式 (4-47)和(4-49)可知, TR-STC 编码与 ST-OFDM 编码对系统性能产生的影响差别很小。这两种编码都对同步误差具有鲁棒性。但是,使用 ST-OFDM 编码,目的节点的最大似然检测器被分成了 N 个独立的频率平坦衰落信道的检测器。

4.3 一种基于 OFDM 的 Alamouti 异步协作传输方案

文献^[50]给出了异步协作传输系统下的正交空时分组编码策略,并在此基础上级联 OFDM,从而取得了良好的抗异步性能。本节对该文献中的两中继情况进行了分析和仿真,验证了其良好的抗异步性。

4.3.1 系统模型

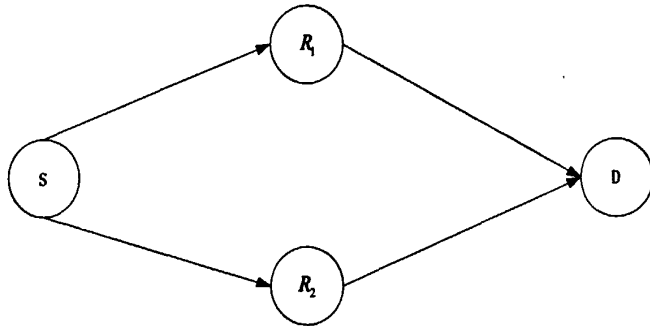


图 4.2 系统模型

图 4.2 给出了协作通信系统模型。协作系统包括四个节点,一个源节点 S ,一个目的节点 D 和两个中继节点,每个节点只有一根天线。系统采用半双工的放大转发协作方式,第一个时隙源节点将处理过的符号发送出去,两个中继节点 $R_i, i=1,2$ 接收来自信源节点的信号。第二个时隙,源节点停止发送信号,中继节点将接收到的信号经过相应的变换之后转发给目的节点 D ,目的节点 D 再将接收到的信号处理后进行译码。假设协作节点之间存在异步,也就是说源节点发送的信息经这两个中继节点到达目的节点存在着时间偏差。这正是影响协作编码性能的重要因素。这里的延时为两个独立过程的相对延时。

假设源节点到中继节点和中继节点到目的节点的信道是有 L 条独立衰落路径的频率选择性信道。并且信道是准静态慢衰落的。从源节点 S 到中继节点 R_i 的信道冲激响应为

$$h_{SR_i}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{SR_i}(l) \sigma(t - \tau_{l,SR_i}) \quad (4-52)$$

其中, $\alpha_{SR_i}(l)$ 是从源节点 S 到中继节点 R_i 的第 l 条路径的信道系数, τ_{l,SR_i} 是第 l 条路径的时延扩展。每一个信道系数 $\alpha_{SR_i}(l)$ 为均值为 0, 方差为 σ_{l,SR_i}^2 的随机复高斯变量。令 L 条路径的功率归一化为 1, 即 $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{l,SR_i}^2 = 1$ 。

同样的, 从第 i 个中继端 R_i 到目的节点 S 的信道冲激响应为

$$h_{R_iD}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{R_iD}(l) \sigma(t - \tau_{l,R_iD}) \quad (4-53)$$

其中, $\alpha_{R_iD}(l)$ 是从中继节点 R_i 到目的节点 D 的第 l 条路径的信道系数, τ_{l,R_iD} 是第 l 条路径的时延扩展。每一个信道系数 $\alpha_{R_iD}(l)$ 为均值为 0, 方差为 σ_{l,R_iD}^2 的随机复高斯变量。令 L 条路径的功率归一化为 1, 即 $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{l,R_iD}^2 = 1$ 。

4.3.2 协作方案

4.3.2.1 源节点的处理

源节点首先将比特信息调制成复数符号 $X_{i,j}$, 然后将调制符号分组, 每 N 个符号为一个块, 其中 N 为 OFDM 调制的子载波数^[50]。设两组连续的 OFDM 块分别为 $\mathbf{X}_1 = [X_{1,0}, X_{1,1}, \dots, X_{1,N-1}]^T$ 和 $\mathbf{X}_2 = [X_{2,0}, X_{2,1}, \dots, X_{2,N-1}]^T$, 其中 $(\cdot)^T$ 表示转置操作。源节点对这两个连续的符号块进行 FFT 变换, 加上长为 l_φ 的循环前缀。假设第二个中继节点相对第一个中继节点之间的同步误差为 τ_{S,R_2D} , 则 l_φ 应该大于 $\max_{i,j} \{\tau_{l,SR_i} + \tau_{l,R_iD} + \tau_{S,R_2D}\}$ 。加完循环前缀的 OFDM 符号块长 $L_S \stackrel{\Delta}{=} N + l_\varphi$, 分别记为 $\bar{\mathbf{X}}_1, \bar{\mathbf{X}}_2$ 。

4.3.2.2 中继节点的处理

由于信道是准静态衰落信道, 信道参数在每组 OFDM 符号块内保持不变。设中继节点的接收信号为

$$\bar{\mathbf{Y}}_{i1} = \sqrt{P_1} \bar{\mathbf{X}}_1 * h_{SR_i} + \bar{\mathbf{n}}_{i1} \quad (4-54)$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_{i2} = \sqrt{P_1} \bar{\mathbf{X}}_2 * h_{SR_i} + \bar{\mathbf{n}}_{i2} \quad (4-55)$$

其中, P_1 为源节点发送信号的功率。 $h_{SR_i} = [\alpha_{SR_i}(0), \dots, \alpha_{SR_i}(L-1)]^T$, h_{RD} 可以同样的定义为 $h_{RD} = [\alpha_{RD}(0), \dots, \alpha_{RD}(L-1)]^T$, $*$ 表示线性卷积, $\bar{\mathbf{n}}_{i1}$ 和 $\bar{\mathbf{n}}_{i2}$ 分别表示从源节点 S 到中继节点 R_i 的均值为 0, 方差为 1 的高斯白噪声。

然后, 中继节点按照表 4.2 对接收到的信号进行处理。其中, $(\cdot)^*$ 表示取复共轭, $\zeta(\cdot)$ 表示对信号作时间反转, 例如, $\zeta(\bar{\mathbf{Y}}(n)) \stackrel{\Delta}{=} \bar{\mathbf{Y}}(L_s - n), n = 0, 1, \dots, L_s - 1$ 并且, $\bar{\mathbf{Y}}(L_s) \stackrel{\Delta}{=} \bar{\mathbf{Y}}(0)$ 。对接收到的信号进行如表 4.2 所示的操作后, 乘以放大系数 $\lambda = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}}$ 转发出去, 以保证中继节点发送信号的功率为 P_2 。

表 4.2 中继节点对信号的处理

	R_1	R_2
OFDM1	$\zeta(\bar{\mathbf{Y}}_{11})$	$-\bar{\mathbf{Y}}_{22}^*$
OFDM2	$\zeta(\bar{\mathbf{Y}}_{12})$	$\bar{\mathbf{Y}}_{21}^*$

P_1 和 P_2 的关系按照文献^[19]的最优分配原则。定义 P 为整个系统的功率, 则

$$P_1 = 2P_2 = \frac{P}{2} \quad (4-56)$$

4.3.2.3 目的节点的处理

目的节点首先对接收到的信号去除循环前缀。可以按照以下两步循环前缀移除来得到 $\zeta(h'_{SR_i}) \otimes \zeta(FFT(\mathbf{X}_i))$

- 1) 按照传统 OFDM 的 CP 移除获得 N 维向量。
- 2) 将 N 维向量的后 $\tau'_1 = l_{cp} - (\tau_1 - 1)$ 位移到向量的前面。

其中, $h'_{SR_i} = [\alpha_{SR_i}(0), \dots, \alpha_{SR_i}(L-1), 0, \dots, 0]_{N \times 1}^T$

$$h'_{RD} = [\alpha_{RD}(0), \dots, \alpha_{RD}(L-1), 0, \dots, 0]$$

\otimes 表示循环卷积

τ_1 表示源节点 S 到中继节点 R_1 的最大多径时延扩展, $\tau_1 = \max_i \{\tau_{i,SR_i}\}$, 去除循环前缀后的信号可以表示为

$$\mathbf{z}_1 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + P_2}} ((\sqrt{P_1} \zeta(FFT(X_1)) \otimes \zeta(h'_{SR_1}) + \mathbf{n}_{11}) \otimes h'_{R_1D} - (\sqrt{P_1}(FFT(X_2))^* \otimes (h'_{SR_2})^* + \mathbf{n}_{22}) \otimes \Gamma_{SR_2D} \otimes \Gamma'_1 \otimes h'_{R_2D} + \mathbf{w}_1) \quad (4-57)$$

$$\mathbf{z}_2 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + P_2}} ((\sqrt{P_1} \zeta(FFT(X_2)) \otimes \zeta(h'_{SR_1}) + \mathbf{n}_{12}) \otimes h'_{R_1D} + (\sqrt{P_1}(FFT(X_1))^* \otimes (h'_{SR_2})^* + \mathbf{n}_{21}) \otimes \Gamma_{SR_2D} \otimes \Gamma'_1 \otimes h'_{R_2D}) + \mathbf{w}_2 \quad (4-58)$$

其中, $\Gamma'_1 = [\mathbf{0}_{\tau'_1}, 1, 0, \dots, 0]_{1 \times N}$, $\Gamma_{SR_2D} = [\mathbf{0}_{\tau_{SR_2D}}, 1, 0, \dots, 0]_{1 \times N}$, \mathbf{n}_{11} 和 \mathbf{n}_{12} 分别是去除循环前缀后源节点到中继节点的高斯白噪声。 \mathbf{w}_1 和 \mathbf{w}_2 为两个中继到目的端的高斯白噪声。

由于从中继节点 R_2 到目的节点的信号比从中继节点 R_1 到目的节点的信号延迟 τ_{SR_2D} , 在去除循环前缀时又有 τ'_1 的移位, 因此, 从中继节点 R_2 到目的节点的信号总共移位 $\tau_2 = \tau_{SR_2D} + \tau'_1$, 在循环前缀足够长的情况下, 系统仍然可以保持子载波的正交性。由数字信号处理的相关知识可知, 对信号在时域的延迟相当于在频域乘上相应的相移因子。那么, 对从中继节点 R_2 到目的节点的信号的 τ_2 移位, 在频域内相当于乘上相移因子 \mathbf{f}^{τ_2}

$$\mathbf{f}^{\tau_2} = [1, e^{-j2\pi\tau_2/N}, \dots, e^{-j2\pi\tau_2(N-1)/N}]^T \quad (4-59)$$

设目的节点对 \mathbf{z}_1 和 \mathbf{z}_2 作 FFT 后的信号分别为 $\mathbf{Z}_1 = [Z_{1,0}, Z_{1,1}, \dots, Z_{1,N-1}]^T$ 和 $\mathbf{Z}_2 = [Z_{2,0}, Z_{2,1}, \dots, Z_{2,N-1}]^T$, 那么, \mathbf{Z}_1 和 \mathbf{Z}_2 可以表示为

$$\mathbf{Z}_1 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + P_2}} \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} FFT(\zeta(FFT(X_1))) \circ H_{SR_1} \circ H_{R_1D} + \\ \sqrt{P_1} FFT(-(FFT(X_2))^*) \circ \mathbf{f}^{\tau_2} \circ H_{SR_2} \circ H_{R_2D} \\ + \mathbf{N}_{11} \circ H_{R_1D} - \mathbf{N}_{22} \circ \mathbf{f}^{\tau_2} \circ H_{R_2D} \end{bmatrix} + \mathbf{W}_1 \quad (4-60)$$

$$\mathbf{Z}_2 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + P_2}} \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} FFT(\zeta(FFT(X_2))) \circ H_{SR_1} \circ H_{R_1D} + \\ \sqrt{P_1} FFT(-(FFT(X_1))^*) \circ \mathbf{f}^{\tau_2} \circ H_{SR_2} \circ H_{R_2D} \\ + \mathbf{N}_{12} \circ H_{R_1D} - \mathbf{N}_{21} \circ \mathbf{f}^{\tau_2} \circ H_{R_2D} \end{bmatrix} + \mathbf{W}_2 \quad (4-61)$$

其中, \mathbf{f}^{τ_2} 如式(4-59)所示。

$$H_{SR_1} = FFT(\zeta(h'_{SR_1})), \quad H_{R_1D} = FFT(h'_{R_1D})$$

$H_{SR_2} = FFT((h'_{SR_2})^*), H_{R_2D} = FFT(h'_{R_2D})$

$N_{i1} = FFT(n_{i1}), N_{i2} = FFT(n_{i2})$

$W_1 = FFT(w_1), W_2 = FFT(w_2)$

◦ 为 Hadamard 积

根据等式 $(FFT(X))^* = N \cdot IFFT(X^*)$

$FFT(\zeta(FFT(X))) = FFT(N \cdot IFFT(X)) = N \cdot X$

化简式(4-60)和(4-61)可得

$$\begin{bmatrix} Z_{1,k} \\ Z_{2,k} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \cdot \sqrt{P_1} \cdot N \begin{bmatrix} x_{1,k} & -x_{2,k}^* \\ x_{2,k} & x_{1,k}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{SR_1,k} H_{R_1D,k} \\ f_k^{\tau_3} H_{SR_2,k}^* H_{R_2D,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} (N_{11,k} H_{R_1D,k} - N_{22,k} f_k^{\tau_3} H_{R_2D,k}) + W_{1,k} \\ \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} (N_{12,k} H_{R_1D,k} + N_{21,k} f_k^{\tau_3} H_{R_2D,k}) + W_{2,k} \end{bmatrix} \tag{4-62}$$

观察接收信号的形式，可以看出其中含有 Alamouti 矩阵的形式，因此可以采用最大似然译码。两个发送信号在接收端的信号估计形式为：

$$\begin{aligned} \hat{x}_{1,k} &= (H_{SR_1,k} H_{R_1D,k})^* Z_{1,k} + e^{-j2\pi k \tau_3 / N} H_{R_2D,k} Z_{2,k}^* \\ \hat{x}_{2,k}^* &= (e^{-j2\pi k \tau_3 / N} H_{SR_2,k}^* H_{R_2D,k})^* Z_{1,k} - H_{SR_1,k} H_{R_1D,k} Z_{2,k}^* \end{aligned} \tag{4-63}$$

4.3.3 仿真结果与分析

参考文献^[50]给出的信道仿真参数，如表 4.3 所示

表 4.3 信道参数

调制方式	BPSK
子载波数 (N)	64
循环前缀 (CP)	$l_{cp_1} = 6, l_{cp_2} = 10$
异步误差 (τ)	0-6 (随机)
协作方式	AF
信道特征 (所有信道)	两径衰落信道
信道长度	2

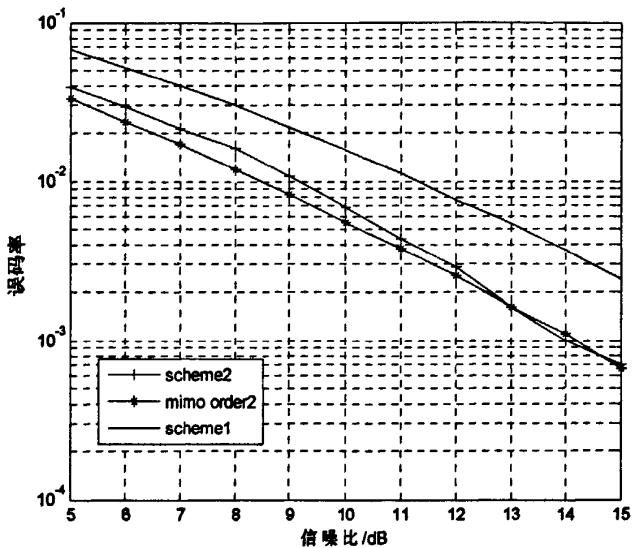


图 4.3 同步时的系统误码性能

图 4.3 给出了文献^[50]中的空时协作传输方案(此处称为方案 1)与传统方案(此处称为方案 2)在中继节点同步时的误码性能比较。方案 1 和 2 采用相同的信道参数,如表 4.3 所示,信源到中继节点和中继节点到目的节点都为两径信道,方案 2 中,系统模型仍然采用图 4.2 所示的系统模型。信源端对数据信息进行 BPSK 映射后,进行 OFDM 调制,加和方案 1 相同长度的循环前缀后发送出去,经过多径信道后,中继端对接收到的信号直接放大,然后发送出去,目的端对接收到的两路信号进行合并,然后解调得到原始数据。图中信噪比为源节点发送信号的功率。从图中可以看出,当中继节点发送数据同步时,方案 2 比方案 1 有更好的误码性能。但实际情况下,很难达到中继节点之间同步。图中给出了 2 阶的 MIMO 系统误码性能作为对比,可以看出方案 1 获得了 2 阶的分集增益。

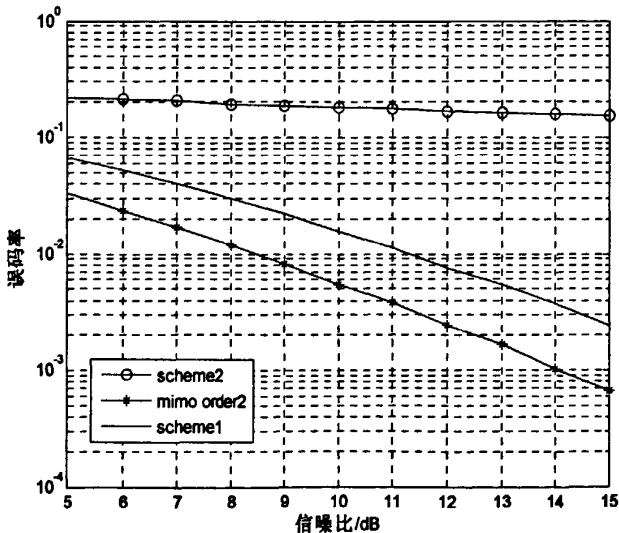


图 4.4 异步时的系统误码性能

在相同的信道条件下，中继端两节点发送数据相差时间差 τ ，且 OFDM 循环前缀长度大于信道最大时延扩展与相对时间差之和，我们对两种传输方案再次进行误码性能比较，如图 4.4 所示。可以看出，当两个中继节点不同时发送数据时，方案 1 的误码性能基本上没受到影响，而方案 2 恶化的非常严重，由此可以看出，方案 1 使用了时间反转分布式空时编码和 OFDM 后优良的抗异步性能。

4.4 改进的 OFDM 预编码异步协作传输方案

本节在 4.3 节的基础上，对原有传输方案作出改进，源节点对信号的处理采用了预编码处理，以获得多径信道下的多径增益，相比文献^[50]中的传输方案，在获得多径增益的同时并未降低信道的利用率。

4.4.1 系统模型

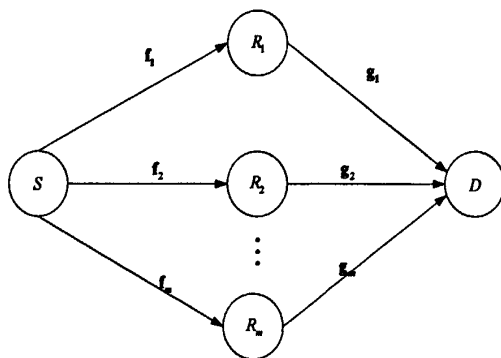


图 4.5 系统模型

图 4.5 给出了协作通信系统模型。协作系统包括一个源节点 S，一个目的节点 D 和 m 个中继节点 R_j ， $j=1,2,\dots,m$ ，每个节点只有一根天线。系统采用半双工的放大转发协作方式。节点间信道为准静态多径信道，在 m 个数据块时间内保持不变。

设 \mathbf{f}_j 表示源节点 S 到中继节点 R_j 的信道， \mathbf{g}_j 表示中继 R_j 到目的节点 D 的信道，分别表示为 $\mathbf{f}_j = [f_j(1), \dots, f_j(L_{f_j})]^T$ 和 $\mathbf{g}_j = [g_j(1), \dots, g_j(L_{g_j})]^T$ ，其中 L_{f_j} 和 L_{g_j} 分别表示 \mathbf{f}_j 和 \mathbf{g}_j 的信道长度。 \mathbf{f}_j 和 \mathbf{g}_j 的各元素相互独立，且服从均值为 0 的复高斯分布。信道 \mathbf{f}_j 和 \mathbf{g}_j 的功率延迟分布 (Power Delay Profile, PDP) 分别表示为 $\boldsymbol{\sigma}_{f_j} = [\sigma_{f_j}^2(1), \dots, \sigma_{f_j}^2(L_{f_j})]^T$ 和 $\boldsymbol{\sigma}_{g_j} = [\sigma_{g_j}^2(1), \dots, \sigma_{g_j}^2(L_{g_j})]^T$ ，其中 $\sigma_{f_j}^2(l)$ 和 $\sigma_{g_j}^2(l)$ 分

别表示 $f_j(l)$ 和 $g_j(l)$ 的方差, 且有 $\sum_{l=1}^{L_{f_j}} \sigma_{f_j}^2(l) = 1$ 和 $\sum_{l=1}^{L_{g_j}} \sigma_{g_j}^2(l) = 1$ 。 \mathbf{H}_{f_j} 和 \mathbf{H}_{g_j} 分别表示 \mathbf{f}_j 和 \mathbf{g}_j 所对应的 $N \times N$ 循环矩阵, N 为 OFDM 子载波数, 其第一列元素分别为 $\bar{\mathbf{f}}_j = [\mathbf{f}_j, 0, \dots, 0]^T$ 和 $\bar{\mathbf{g}}_j = [\mathbf{g}_j, 0, \dots, 0]^T$ 。 Λ_{f_j} 和 Λ_{g_j} 分别表示对应的 $N \times N$ 对角阵, 其对角线元素分别为 $\mathbf{d}_{f_j} = [d_{f_j}(1), \dots, d_{f_j}(N)]^T$ 和 $\mathbf{d}_{g_j} = [d_{g_j}(1), \dots, d_{g_j}(N)]^T$, 其中,

$$d_{f_j}(n) = \sum_{l=1}^{L_{f_j}} f_j(l) e^{-j2\pi(l-1)(n-1)/N}, \quad d_{g_j}(n) = \sum_{l=1}^{L_{g_j}} g_j(l) e^{-j2\pi(l-1)(n-1)/N}。$$

假设第 j 个中继节点 R_j 到目的节点 D 的相对时延为 τ_j , 也就是说, R_j 的发送信号相对于 R_1 晚 τ_j 个符号周期。不失一般性, 假设 $\tau_1 = 0$, $\tau_{j+1} \geq \tau_j$, $j = 1, 2, \dots, m-1$ 。假设各节点达到理想的载波同步, 目的节点完全已知信道信息 \mathbf{f}_j 和 \mathbf{g}_j 。传输过程主要分为两个阶段, 分别为广播阶段和协作阶段。第一阶段为广播阶段, 源节点将信号处理后发送往 m 个中继节点。第二阶段为协作阶段, 中继阶段根据对应的 DSTBC 码字, 对接收到的信号作相应处理后转发至目的节点。接下来, 我们以两中继为例, 来说明各节点对信号的处理过程。

4.4.2 协作方案

4.4.2.1 源节点的处理

源节点将待发送的的比特信息调制为符号信息 $z_{i,j}$ 。 $z_{i,j}$ 取自星座点集 C , 且 C 中各元素能量为 1。将连续 mN 个符号组成 m 个数据块, 每个数据块包含 N 个符号。设第 j 个数据块表示为 $\mathbf{a}_j = [z_{1,j}, z_{2,j}, \dots, z_{N,j}]^T$, $j = 1, \dots, m$, 所有 \mathbf{a}_j 的可能取值组成集合 A 。采用文献^[53]中的方法对数据块进行预编码, 设预编码矩阵为 Θ , 预处理后的数据表示为 $\mathbf{s} = \Theta \mathbf{a}$ 。为保证预编码前后能量一直, Θ 满足 $\text{tr}(\Theta^H \Theta) = N$ 。

具体的预编码过程为: 将 N 个子载波分成 G 组, 每组包含 K 个子载波, 满足 $N = GK$ 。源节点在各个子组内分别进行线性预编码, 目的节点在各个子组内分别进行 ML 检测。于是预编码矩阵可以表示为 $\Theta = \sum_{m=1}^G \Phi_m^T \Psi \Phi_m$, 其中 $\Phi_m = \mathbf{I}_N(\Gamma_m, :)$ 为 $K \times N$ 矩阵, 表示取单位矩阵 \mathbf{I}_N 的集合 Γ_m 中各元素的对应行, 集合 Γ_m 含有 K 个元素, 表示第 m 子组所包含的子载波序号的集合

$\Gamma_m = \{m, G+m, \dots, (K-1)G+m\}, m=1, \dots, G$ 。 Ψ 为 $K \times K$ 的矩阵, 表示组内的预编码矩阵, 当 K 为 2 的幂次方时, 有

$$\Psi = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} 1 & \alpha_1 & \dots & \alpha_1^{K-1} \\ 1 & \alpha_2 & \dots & \alpha_2^{K-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \alpha_3 & \dots & \alpha_3^{K-1} \end{pmatrix} \quad (4-64)$$

表 4.4 不同分组时 α_i 的取值

K	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8
2	$e^{-j\frac{\pi}{4}}$	$e^{-j\frac{5\pi}{4}}$						
3	$\sqrt[3]{2}e^{-j\frac{\pi}{12}}$	$\sqrt[3]{2}e^{-j\frac{9\pi}{12}}$	$\sqrt[3]{2}e^{-j\frac{17\pi}{12}}$					
4	$e^{-j\frac{\pi}{8}}$	$e^{-j\frac{5\pi}{8}}$	$e^{-j\frac{9\pi}{8}}$	$e^{-j\frac{13\pi}{8}}$				
5	$\sqrt[5]{2}e^{-j\frac{\pi}{20}}$	$\sqrt[5]{2}e^{-j\frac{9\pi}{20}}$	$\sqrt[5]{2}e^{-j\frac{17\pi}{20}}$	$\sqrt[5]{2}e^{-j\frac{25\pi}{20}}$	$\sqrt[5]{2}e^{-j\frac{33\pi}{20}}$			
6	$e^{-j\frac{2\pi}{7}}$	$e^{-j\frac{4\pi}{7}}$	$e^{-j\frac{6\pi}{7}}$	$e^{-j\frac{8\pi}{7}}$	$e^{-j\frac{10\pi}{7}}$	$e^{-j\frac{12\pi}{7}}$		
7	$\sqrt[7]{2}e^{-j\frac{\pi}{28}}$	$\sqrt[7]{2}e^{-j\frac{9\pi}{28}}$	$\sqrt[7]{2}e^{-j\frac{17\pi}{28}}$	$\sqrt[7]{2}e^{-j\frac{25\pi}{28}}$	$\sqrt[7]{2}e^{-j\frac{33\pi}{28}}$	$\sqrt[7]{2}e^{-j\frac{41\pi}{28}}$	$\sqrt[7]{2}e^{-j\frac{49\pi}{28}}$	
8	$e^{-j\frac{\pi}{16}}$	$e^{-j\frac{5\pi}{16}}$	$e^{-j\frac{9\pi}{16}}$	$e^{-j\frac{13\pi}{16}}$	$e^{-j\frac{17\pi}{16}}$	$e^{-j\frac{21\pi}{16}}$	$e^{-j\frac{25\pi}{16}}$	$e^{-j\frac{33\pi}{16}}$

表 4.4 也给出了当 K 不是 2 的幂次方时 α_i 的取值。具体的分组方式和预编码矩阵可参考文献^[53]。

然后对预编码后的信号作 N 点 IDFT 处理, 并在每个数据块前加长度为 l_{cp} 的循环前缀, 且满足 $l_{cp} \geq \max(L_{f_1}, \dots, L_{f_m})$ 。此时每个数据块包含 $N+l_{cp}$ 个符号。最后源节点将连续的两个数据块以 P_1 的功率发送出去。

4.4.2.2 中继节点的处理

中继节点在第 i , $i=1, 2$ 个数据块时间内接收到的信号为

$$\mathbf{r}_{i,1} = \sqrt{P_1} \mathbf{H}_t \mathbf{F}^H \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_{i,1} \quad (4-65)$$

$$\mathbf{r}_{i,2} = \sqrt{P_1} \mathbf{H}_t \mathbf{F}^H \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_{i,2} \quad (4-66)$$

其中, $\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j2\pi(m-1)(n-1)} \right]_{m,n=1}^N$, 为归一化的 DFT 矩阵。中继节点先对接收到的

的信号进行去 CP 处理, 然后对信号作如表 4.5 所示的线性处理。

表 4.5 中继节点对信号的处理

	R_1	R_2
OFDM1	$\mathbf{r}_{1,1}$	$-\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{r}_{2,2}^*$
OFDM2	$\mathbf{r}_{2,1}$	$\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{r}_{1,2}^*$

其中, $[\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{a}]_p = \mathbf{a}((N-P+1) \bmod N+1)$, $[\cdot]_p$ 表示向量的第 p 个元素。接着对每个数据块加上长度为 l_{φ_2} 的循环前缀, 且满足 $l_{\varphi_2} \geq \max(L_{g_1}, \dots, L_{g_m}) + \max(\tau_1, \dots, \tau_m)$, 此时每个数据块包含 $l_{\varphi_2} + N$ 个符号。对加完循环前缀后的信号乘以放大系数 $\sqrt{P_2/(P_1+1)}$ 后发送出去。其中 P_2 为中继节点转发信号的功率, P_1 和 P_2 的关系按照文献^[19]的分配原则。定义 P 为整个系统的功率, 则

$$P_1 = mP_2 = \frac{P}{2} \quad (4-67)$$

4.4.2.3 目的节点的处理

目的节点对接收到的信号进行去 CP 操作, 去 CP 后的数据为

$$\mathbf{y}_1 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{r}_{1,1} - \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \mathbf{R}_{\tau_2} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{r}_{2,2}^* + \mathbf{w}_1 \quad (4-68)$$

$$\mathbf{y}_2 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{r}_{2,1} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \mathbf{R}_{\tau_2} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{r}_{1,2}^* + \mathbf{w}_2 \quad (4-69)$$

其中, $[\mathbf{R}_{\tau} \mathbf{a}]_p = \mathbf{a}((p-\tau-1) \bmod N+1)$ 。根据等式 $(\mathbf{F} \mathbf{x})^* = \mathbf{F}^H \mathbf{x}^*$, $(\mathbf{F}^H \mathbf{x})^* = \mathbf{F} \mathbf{x}^*$, $\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{H}^H \mathbf{x} = \mathbf{H}^H \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{x}$ 和 $\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{x} = \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{x}$, 将式(4-65)(4-66)代入式(4-68), (4-69), 并对 \mathbf{y}_1 和 \mathbf{y}_2 作 DFT 后, 经过化简可以得到

$$\mathbf{F} \mathbf{y}_1 = \sqrt{\frac{P_2 P_1}{P_1+1}} \Lambda_{g_1} \Lambda_{\tau_1} \mathbf{s}_1 - \sqrt{\frac{P_2 P_1}{P_1+1}} \Lambda_{\tau_2} \Lambda_{g_2} \Lambda_{\tau_1}^* \mathbf{s}_2^* + \mathbf{v}_1 \quad (4-70)$$

$$\mathbf{Fy}_2 = \sqrt{\frac{P_2 P_1}{P_1 + 1}} \mathbf{\Lambda}_{g_1} \mathbf{\Lambda}_{f_1} \mathbf{s}_2 + \sqrt{\frac{P_2 P_1}{P_1 + 1}} \mathbf{\Lambda}_{r_2} \mathbf{\Lambda}_{g_2} \mathbf{\Lambda}_{f_2}^* \mathbf{s}_1^* + \mathbf{v}_2 \quad (4-71)$$

$$\text{其中, } \mathbf{v}_1 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \mathbf{F} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{n}_{1,1} - \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \mathbf{F} \mathbf{R}_{r_2} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{n}_{2,2}^* + \mathbf{F} \mathbf{w}_1$$

$$\mathbf{v}_2 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \mathbf{F} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{n}_{2,1} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \mathbf{F} \mathbf{R}_{r_2} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{n}_{1,2}^* + \mathbf{F} \mathbf{w}_2$$

联立(4-70)和 4-71), 可以得到目的节点连续 2 个数据块的第 k 个子载波上有

$$\begin{bmatrix} \hat{y}_{k,1} \\ \hat{y}_{k,2} \end{bmatrix} \Delta = \begin{bmatrix} (\mathbf{Fy}_1)_k \\ (\mathbf{Fy}_2)_k \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P_2 P_1}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} s_{k,1} & -s_{k,2}^* \\ s_{k,2} & s_{k,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{g_1}(k) d_{f_1}(k) \\ d_{r_2}(k) d_{g_2}(k) d_{f_2}^*(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (v_1)_k \\ (v_2)_k \end{bmatrix} \quad (4-72)$$

从式(4-72)可以看出, 目的节点的数据在每个子载波上形成了 Alamouti 码的结构, 该结构可以达到 2 阶的分集增益。

由于 \mathbf{a}_m 的各元素取自有限字符集, 所以可运用 ML 算法, 对发送向量进行检测。联立(4-72)和(4-71), 可得

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Fy}_1 \\ (\mathbf{Fy}_2)^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P_2 P_1}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_{g_1} \mathbf{\Lambda}_{f_1} & -\mathbf{\Lambda}_{r_2} \mathbf{\Lambda}_{g_2} \mathbf{\Lambda}_{f_2}^* \\ \mathbf{\Lambda}_{r_2}^* \mathbf{\Lambda}_{g_2}^* \mathbf{\Lambda}_{f_2} & \mathbf{\Lambda}_{f_1}^* \mathbf{\Lambda}_{g_1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2^* \end{bmatrix} \quad (4-73)$$

令 $\mathbf{\Lambda}_{eq} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_{g_1} \mathbf{\Lambda}_{f_1} & -\mathbf{\Lambda}_{r_2} \mathbf{\Lambda}_{g_2} \mathbf{\Lambda}_{f_2}^* \\ \mathbf{\Lambda}_{r_2}^* \mathbf{\Lambda}_{g_2}^* \mathbf{\Lambda}_{f_2} & \mathbf{\Lambda}_{f_1}^* \mathbf{\Lambda}_{g_1}^* \end{bmatrix}$, 根据 $\mathbf{\Lambda}_{eq}$ 的正交性, 将式(4-73)两边乘以

$\mathbf{\Lambda}_{eq}^H$, 并对噪声白化可得到去耦模型, 对于第 m 个数据块有

$$\hat{\mathbf{x}}_m = \sqrt{\frac{P_2 P_1}{P_1 + 1}} \mathbf{\Lambda} \mathbf{s}_m + \xi_m \quad (4-74)$$

其中, ξ_m 为噪声向量, 服从复高斯分布, 均值为 0, 协方差矩阵为 \mathbf{I}_N 。 $\mathbf{\Lambda}$ 为 $N \times N$ 的对角阵, 其第 k 个元素为

$$\beta_k = \sqrt{\frac{|d_{g_1}(k)|^2 |d_{f_1}(k)|^2 + |d_{g_2}(k)|^2 |d_{f_2}(k)|^2}{\frac{P_2}{P_1 + 1} |d_{g_1}(k)|^2 + \frac{P_2}{P_1 + 1} |d_{g_2}(k)|^2 + 1}}$$

故 \mathbf{a}_m 的 ML 估计为

$$\hat{\mathbf{a}}_m = \arg \min_{\mathbf{a}_m \in A} \left(\left\| \mathbf{x}_m - \tilde{\mathbf{\Lambda}} \mathbf{s}_m \right\|^2 \right) \quad (4-75)$$

$$\text{其中, } \tilde{\Lambda} = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \Lambda$$

4.4.3 性能分析与仿真结果

4.4.3.1 性能分析

后面的分析基于以下假设:

(1) 目的节点运用 ML 检测算法, 且完全已知信道信息。

(2) 发送向量 \mathbf{a} 取自有限集 A 。

由于连续两个数据块对应相同的系统模型, 所以居于相同的 PEP。不失一般性, 本节分析中将去掉下标 m 。

设 \mathbf{a} 和 \mathbf{a}' 都属于发送向量集 A , 且 $\mathbf{a}' \neq \mathbf{a}$, $P(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}')$ 表示发送 \mathbf{a} 而接收端错误判决成 \mathbf{a}' 的概率。令 $\mathbf{t} = \Theta \mathbf{a}$, $\mathbf{t}' = \Theta \mathbf{a}'$, $\mathbf{e} = \mathbf{t} - \mathbf{t}'$, 根据式(4-75), 可得到条件 PEP 为

$$\begin{aligned} P(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) &= P(\|\mathbf{x} - \tilde{\Lambda} \Theta \mathbf{a}'\|^2 < \|\mathbf{x} - \tilde{\Lambda} \Theta \mathbf{a}\|^2) \\ &= P(\|\mathbf{x} - \tilde{\Lambda} \mathbf{t}'\|^2 < \|\mathbf{x} - \tilde{\Lambda} \mathbf{t}\|^2) \end{aligned} \quad (4-76)$$

将式(4-74)代入(4-76), 可得

$$P(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) = P(\|\tilde{\Lambda} \mathbf{e} + \xi\|^2 < \|\xi\|^2) \quad (4-77)$$

将式(4-77)中的范数表达式展开, 并由 ξ 服从均值为 0, 协方差矩阵为 \mathbf{I}_N 的复高斯分布向量, 式(4-77)可进一步写为

$$P(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) = Q_{Guas} \left(\frac{\|\tilde{\Lambda} \mathbf{e}\|}{\sqrt{2}} \right) \quad (4-78)$$

其中, $Q_{Guas}(a) = (2\pi)^{-1/2} \int_a^\infty \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$ 。它满足 Chernoff 界

$Q_{Guas}(a) \leq \exp\left(-\frac{a^2}{2}\right)$, 从而可得条件 PEP 的上界为

$$P(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) \leq \exp\left(-\frac{\|\tilde{\Lambda} \mathbf{e}\|^2}{4}\right) \quad (4-79)$$

所以 PEP 的上界为

$$P(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}') \leq \int_{\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2} \exp\left(-\frac{\|\tilde{\Lambda} \mathbf{e}\|^2}{4}\right) d\mathbf{f}_1 d\mathbf{f}_2 d\mathbf{g}_1 d\mathbf{g}_2 \quad (4-80)$$

应用式(4-67)的功率分配方式, 并考虑当 P 足够大时, 有如下近似

$$\|\tilde{\Lambda}\mathbf{e}\|^2 \approx \|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_1}\Lambda_{\mathbf{f}_1}\mathbf{e}\|^2/4 + \|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_2}\Lambda_{\mathbf{f}_2}\mathbf{e}\|^2/4 \quad (4-81)$$

将式(4-81)代入式(4-80), 可得

$$\begin{aligned} P(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}') &\leq \left(\int_{\mathbf{f}_1, \mathbf{g}_1} \exp\left(-\|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_1}\Lambda_{\mathbf{f}_1}\mathbf{e}\|^2/16\right) d\mathbf{f}_1 d\mathbf{g}_1 \right) \\ &\quad \left(\int_{\mathbf{f}_2, \mathbf{g}_2} \exp\left(-\|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_2}\Lambda_{\mathbf{f}_2}\mathbf{e}\|^2/16\right) d\mathbf{f}_2 d\mathbf{g}_2 \right) \\ &\stackrel{\Delta}{=} \mathbf{J}_1 \cdot \mathbf{J}_2 \end{aligned} \quad (4-82)$$

其中, $\mathbf{J}_i = \int_{\mathbf{f}_i, \mathbf{g}_i} \exp\left(-\|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_i}\Lambda_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2/16\right) d\mathbf{f}_i d\mathbf{g}_i$, 则分集增益

$$G_d = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{-\log \mathbf{J}_1}{\log P} + \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{-\log \mathbf{J}_2}{\log P} \quad (4-83)$$

即, 系统的分集增益是路径 1: $S \rightarrow R_1 \rightarrow D$ 和路径 2: $S \rightarrow R_2 \rightarrow D$ 带来的分集增益之和。当 \mathbf{f}_i 和 \mathbf{g}_i 都为衰落信道时

$$\begin{aligned} \|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_i}\Lambda_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 &= \|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{e}}\mathbf{d}_{z_i}\|^2 = \|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{e}}\mathbf{V}(\mathbf{f}_i\mathbf{g}_i)\|^2 \\ &= P\left((\mathbf{f}_i\mathbf{g}_i)^H\right) \mathbf{V}^H \Lambda_{\mathbf{e}}^H \Lambda_{\mathbf{e}} \mathbf{V}(\mathbf{f}_i\mathbf{g}_i) \\ &\stackrel{\Delta}{=} P\mathbf{z}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{z}_i \end{aligned} \quad (4-84)$$

其中, $\Lambda_{\mathbf{e}} = \text{diag}(\mathbf{e})$, $\mathbf{z}_i = \mathbf{f}_i\mathbf{g}_i$, $\mathbf{d}_{z_i} = \mathbf{V}\mathbf{z}_i$, $\mathbf{V}(n, l) = e^{-j2\pi(n-1)(l-1)/N}$, $1 \leq n \leq N$, $1 \leq l \leq L$, $\mathbf{B}_i = \mathbf{V}^H \Lambda_{\mathbf{e}}^H \Lambda_{\mathbf{e}} \mathbf{V}$ 。

当 $\Lambda_{\mathbf{e}}$ 为满秩矩阵时, 系统达到最大分集增益。此时 \mathbf{B}_i 为满秩矩阵, 存在 L 个正特征值。对 \mathbf{B}_i 做特征值分解有 $\mathbf{B}_i = \mathbf{U}_i^H \Lambda_i \mathbf{U}_i$, 其中 \mathbf{U}_i 为酉矩阵, Λ_i 为 $L \times L$ 的对角阵, 其对角线元素为 \mathbf{B}_i 的特征值。于是有 $\|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_i}\Lambda_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 = P\mathbf{z}_i^H \mathbf{U}_i^H \Lambda_i \mathbf{U}_i \mathbf{z}_i$ 。令 $\mathbf{q}_i = \mathbf{U}_i \mathbf{z}_i$, 则

$$\begin{aligned} \|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_i}\Lambda_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 &= P \sum_{k=1}^L \lambda_{ik} |\mathbf{q}_i(k)|^2 \\ &\geq P \bar{\lambda}_i \sum_{k=1}^L |\mathbf{q}_i(k)|^2 \\ &= P \bar{\lambda}_i \mathbf{q}_i^H \mathbf{q}_i \\ &= P \bar{\lambda}_i \mathbf{z}_i^H \mathbf{z}_i \end{aligned} \quad (4-85)$$

其中, λ_{ik} 表示 \mathbf{B}_i 的特征值, $\bar{\lambda}_i$ 表示 \mathbf{B}_i 的最小特征值。应用文献^[54]中的近似表

达式，可进一步得到

$$\left\|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_i}\Lambda_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\right\|^2\geq P\bar{\lambda}_i\sum_{k=1}^{L_{g_i}}\left|\mathbf{g}_i(\mathbf{k})\right|^2\sum_{k=1}^{L_{f_i}}\left|\mathbf{f}_i(\mathbf{k})\right|^2\tag{4-86}$$

将式(4-86)代入 $\mathbf{J}_i=\int_{\mathbf{f}_i,\mathbf{g}_i}\exp\left(-\left\|\sqrt{P}\Lambda_{\mathbf{g}_i}\Lambda_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\right\|^2/16\right)\mathrm{d}\mathbf{f}_i\mathrm{d}\mathbf{g}_i$ ，并经过文献^[54]中类似的

推导可得,当 $L_{f_i}>L_{g_i}$ 时

$$\mathbf{J}_i\leq\left(\frac{P\bar{\lambda}_i}{16}\right)^{-L_{g_i}}\frac{\Gamma\left(L_{f_i}-L_{g_i}\right)L_{f_i}^{L_{g_i}}}{\Gamma\left(L_{f_i}\right)}\tag{4-87}$$

当 $L_{f_i}<L_{g_i}$ 时

$$\mathbf{J}_i\leq\left(\frac{P\bar{\lambda}_i}{16}\right)^{-L_{f_i}}\frac{\Gamma\left(L_{g_i}-L_{f_i}\right)L_{g_i}^{L_{f_i}}}{\Gamma\left(L_{g_i}\right)}\tag{4-88}$$

当 $L_{f_i}=L_{g_i}$ 时

$$\mathbf{J}_i\leq\left(\frac{P\bar{\lambda}_i}{16}\right)^{-L_{f_i}}\frac{\log\left(P\bar{\lambda}_i/16L_{f_i}\right)L_{f_i}^{L_{f_i}}}{\Gamma\left(L_{f_i}\right)}\tag{4-89}$$

其中， $\Gamma(n)$ 为高斯函数。可以看出，当 \mathbf{f}_i 和 \mathbf{g}_i 都为衰落信道时，路径 i 对应的分集增益 $G_{di}=\min\left(L_{f_i},L_{g_i}\right)$ 。所以基于预处理的两中继的协同系统可达到的最大分集增益为 $G_d=\min\left(L_{f_1},L_{g_1}\right)+\min\left(L_{f_2},L_{g_2}\right)$ 。

4.4.3.2 仿真结果

表 4.6 仿真参数

调制方式	BPSK
子载波数 (N)	64
循环前缀 (CP)	$l_{cp_1}=6,l_{cp_2}=10$
异步误差 (τ)	0-6 (随机)
协作方式	AF
信道特征 (所有信道)	两径衰落信道
信道长度	2
预编码分组	K=2

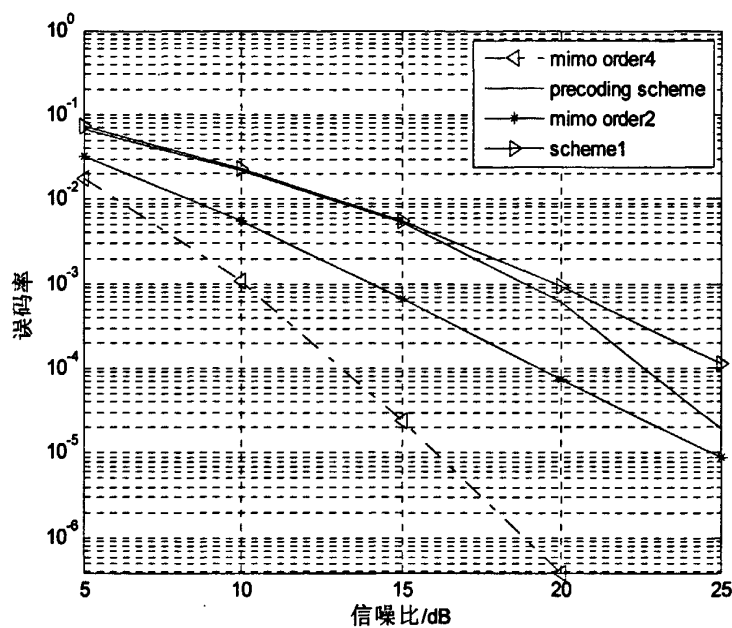


图 4.6 预编码 OFDM 异步协作方案误码性能曲线

图 4.6 给出了 4.4 节描述的预编码协作方案的性能曲线仿真, 仿真参数如表 4.6 所示, 与文献^[50]中的方案(方案 1)比起来, 预编码协作方案在信噪比较高时, 有较好的误码性能, 这是因为, 当信噪比较高时, 预编码方案可以获得更高的分集增益, 本文源端到中继端以及中继端到目的端采用的信道都是长度为 2 的多径信道, 因此系统可以获得 4 阶分集增益, 而文献^[50]中的方案在不进行重复发送的情况下只有 2 阶分集增益。图中给出了 MIMO 系统 4 阶分集增益时的性能曲线作为比较, 可以看出, 当信噪比较高时, 预编码协作方案性能曲线和 MIMO 系统 4 阶分集增益误码曲线具有相同的斜率。

第五章 结束语

在无线通信中,多径效应引起的信号衰落可以通过分集技术来消减。然而,由于尺寸或复杂度限制,在一般终端上配置多个天线的策略很不现实,因此采用协作系统构成虚拟的 MIMO 系统,更符合实际应用。OFDM 对协作系统来说是种很好的调制方式,可有效对抗多径衰落,并可借助循环前缀消除异步。

众多学者对协作分集的基础理论、信道容量、协作编码、中继选择方案、功率分配等问题进行了研究。作者在硕士期间的工作主要围绕基于 OFDM 的协作无线传输技术。在研究过程中,采取了理论分析和计算机仿真相结合的手段,在理论和实践方面验证研究的正确性和可行性,主要体现在以下三个方面:

1) 深入分析了该领域国内外的最新研究成果,总结出基于 OFDM 的协作无线传输技术的两大研究方向:基于 OFDM 的协作传输协议与异步 OFDM 协作传输技术,分别阐述他们的协作过程及性能特点,给出了理论分析与仿真结果。

2) 基于 OFDM 的协作传输协议的研究,为协作 OFDM 系统的功率分配和比特加载技术提供了基础,这部分的研究以中断性能为标准作了具体的理论推导和分析,给出了二种不同协作协议的理论上下界,并通过仿真验证了在高信噪比时的理论界的正确性。

3) 异步 OFDM 协作传输技术,克服了当前大多数文献给出的中继节点同步的假设,给出的传输方案更具有一般性。文中参考相关文献,对特定的传输方案给出了改进,通过理论分析和仿真结果,验证了改进的传输方案可以获得更高的分集增益和更好的误码性能。

由于时间的限制,与本课题相关的许多研究内容有待于深入分析,作者认为主要有以下几点:

1) OFDM 系统的功率分配和比特加载技术可以结合具体的 OFDM 协作协议进行深入研究。

2) 对于异步 OFDM 协作传输技术,本文采用了 OFDM 技术和空时编码技术,可以寻找更高效的空频编码或者空时频编码来实现抗异步的目的。

致谢

衷心感谢我的导师刘刚副教授！在三年的学习、科研和生活中，刘老师给了我悉心的指导和关怀。刘老师生活上平易近人，热情诚恳，工作上一丝不苟，他严密的思维方式、敏锐的洞察力以及忘我的工作作风使我受益匪浅。从刘老师那里不仅学到了专业知识，更重要的是学到了分析解决问题的思想方法和严谨求实的治学态度，这些宝贵的精神财富将使我终身受益。

衷心感谢方娟、刘羽莎、田宏洁、李仁鹏、任德峰、刘龙等师姐师兄在三年来在学习和生活上对我的帮助与指导，他们严谨的科研作风和勤奋的学习态度是我学习的榜样。

衷心感谢张弦和闵芳同学在校期间对我在学习和生活上的帮助。在项目研发及论文撰写期间，他们给了我很多的帮助。那些大家一起奋斗的时光是我一生的宝贵财富。

感谢薛启阳、钟晨宇、魏柯、黄海凌、赖云、孙婷等师弟师妹，他们积极的科研态度和独到的思维方式给了我很多启发和帮助，衷心祝愿他们在研究生阶段取得丰硕的研究成果！

最后，我还要由衷地感谢我的父母和亲人！他们为我创造了良好的条件，在生活上和学习上给予了我无比的支持和鼓励。没有这些支持和鼓励我无法开始我的研究生生涯，完成我的学位论文。感谢他们对我一如既往的支持和鼓励！

参考文献

- [1] Z.Zvonar, P.Jung and K.Kammerlander, GSM: Evolution Towards 3rd Generation Systems. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [2] 汪裕民.OFDM 关键技术与应用. 北京: 机械工业出版社, 2007, 28-29.
- [3] 周恩, 张兴, 吕召彪, 孙宇昊. 下一代宽带无线通信OFDM与MIMO技术. 北京: 人民邮电出版社, 2008.
- [4] Sendonaris.E,Erkip, B.Aazhang. User cooperative diversity-Part I :System description,-Part II :Implementation aspects and performance analysis.IEEE Trans. Communication. 2003, 51(11):1927-1948.
- [5] T.M.Cover, A.A.E.Gamal. Capacity Theorems for the Relay Channel.IEEE Trans.Info. Theory, 1979, Sept, vol.25, no.5, pp. 84-572.
- [6] A.Host.Madsen. On the capacity of cooperative diversity in slow fading channels.Proc. Allerton Conference on Communications, Control, and Computing, Monticello, IL, 2002, Oct.
- [7] M.Valenti, B.Zhao.Distributed turbo codes: Towards the capacity of the relay channel.VTC2003, Orlando, FL, 2003, Oct.
- [8] B.Zhao and M.Valenti.Some new adaptive protocols for the wireless relay channel.Allerton Conference on Communications, Control, and Computing, Monticello, IL, 2003, Oct.
- [9] Stauffer, Oyman, Narasimhan, etal. Finite-SNR Diversity-Multiplexing Tradeoffs in Fading Relay Channels.IEEE Journal Selected Areas in Commun, Special Issueon Cooperative Communication and Networking, 2007, 25(2):245-257.
- [10] A.Sendonaris, E.Erkip, B.Zhang. User cooperative diversity---Part II :Implementation aspects and performance analysis.IEEE Trans. on Communication, 2003, 51(11):1939-1948.
- [11] J.N.Laneman, D.N.C.Tse, G.W.Wornell. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior.IEEE Trans. on Information Theory, 2004, 50(12):3062-3080.
- [12] A.Ribeiro, X.Cai, and G.B.Giannakis. Symbol error probabilities for general cooperative links. IEEE Trans. Wireless Commun., 2005, vol.4, no.3.
- [13] Yi, I-M.Kim.Diversity order analysis of the decode-and-forward cooperative networks with relay selection. IEEE Trans.Wireless Commun, vol.7, 2008, May,

- pp: 1792-1799.
- [14] Janani M, Hedayat A, Hunter T.E. Coded Cooperation in Wireless Communication : Space-Time Transmission and Iterative Decoding. IEEE Trans on Communications, 2004, 52(2):362-371.
- [15] Stefanov A, Erkip E. Cooperative Space-Time Coding for Wireless Networks. IEEE Trans. on Communications. 2005, 53(11):1804-1809.
- [16] Nabar R.U., Bolcskei H., Kneubuhler F-W. Fading relay channels: performance limits and space time signal design. IEEE Selected Areas in Commun. 2004, 22(6):1099-1109.
- [17] Scutari G, Barbarossa S. Distributed space time coding for regenerative relay networks. IEEE Trans. Wireless Commun. 2005, 4(9):2387-2399.
- [18] Anghel P.A., Leus G, Kaveh M. Distributed space-time cooperative systems with regenerative relays. IEEE Trans. Wireless Commun. 2006, 5(11):3130-3141.
- [19] Jing Y, Hassibi B. Distributed space-time coding in wireless relay networks. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2006, 5(12):3524-3536.
- [20] Jing Y, Jafarkhani H. Using orthogonal and Quasi-orthogonal designs in wireless relay networks. IEEE Transactions on Information Theory. 2007, 53(11):4106-4118.
- [21] Jing Y, Jafarkhani H. Distributed differential space-time coding for wireless relay networks. IEEE Transactions on Communications. 2008, 56(7):1092-1100.
- [22] Seddik K.G, Sadek Ahmed K., Ibrahim. Design criteria and performance analysis for distributed space-time coding. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2008, 57(4):2280-2292.
- [23] Kiran T., Rajah, B. Sundar. Partially-Coherent Distributed Space-Time Codes with Differential Encoder and Decoder. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(2):426-433.
- [24] Dai L., Gui B., Cimini L.J. Selective Relaying in OFDM Multihop Cooperative Networks Proc. IEEE WCNC 2007.
- [25] W.P. Siri Wongpairat, A.K. Sadek, K.J.R. Liu. Cooperative communications protocol for multiuser OFDM networks. IEEE Trans. Wireless Commun. 2008, July, vol. 7, pp: 2430-2435.
- [26] W. Zhang, Y. Li, X.-G. Xia. Distributed space-frequency coding for cooperative diversity in broadband wireless ad hoc networks. IEEE Trans. Wireless Commun. 2008, May, pp: 995-1003.
- [27] 尹长川, 罗涛, 乐光新. 多载波宽带无线通信技术. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004. 7.

- [28] 郭梯云, 杨家玮, 李建东. 数字移动通信(修订本). 北京: 人民邮电出版社, 2001. 3.
- [29] V.Tarokh, A. Naguib, N. Seshadfi. Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility and multiple paths. *IEEE Trans.Commun.*1999, Feb., v01.47, pp: 199-207.
- [30] A1-DHAHIR N, FRAGOULI C. Space-time processing for broadband wireless access. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(9):36-142.
- [31] S.M.Alamouti. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. *IEEE Select.Areas Commun.* 1998, Oct, v01, 16, pp: 1451-1458.
- [32] J.G.Proakis. *Digital Communications*.4thed.NewYork, NY-McGraw-Hill, 2001.
- [33] Crmg, J.W. A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations.*IEEE MILCOM*, 1991, 25.5.1-25.5.5.
- [34] 彭木根, 王文博. 协同无线通信原理与应用. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [35] 张正建, 龙启福. 无线通信中的协作分集技术. 中国新通信(技术版), 2007, 9(17): 49-51.
- [36] 殷勤业, 张莹, 丁乐, 孟银阔. 协作分集: 一种新的空域分集技术. 西安交通大学学报, 2005, 39(6): 551-557.
- [37] E.Telatar.Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transacations on Telecommunications*. 1999, 10(6):85-595.
- [38] A. Papoulis, S. Pillai.Probability, Random Variables and StochasticProcesses. New York: McGraw Hill Compagnies, 2002.
- [39] J.N.Laneman, G.W.Wornell. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks. *IEEE Trans. Inform. Theory* 2003 Nov., vol.49, pp: 2415-2425.
- [40] M.Kaneko, K.Hayashi, P.Popovski. Amplify-and-Forward Cooperative Diversity Schemes for Multi-Carrier Systems. *IEEE Trans. on wireless communication*. 2008, MAY, vol.7, no.5, pp: 1845-1850.
- [41] 高贞贞, 朱世华, 徐静. 放大转发异步协作通信系统中的差分空时频传输方案. 西安交通大学学报. 2009, 43(6): 62-66.
- [42] 季彦呈, 葛建华, 高明. 一种基于 OFDM 的空时协作方案. 华南理工大学学报. 2009, 37(5).
- [43] 成文婧, 裴敏艳, 马东堂. 多径信道下基于 OFDM 的 DSTBC 异步协同系统传输结构设计. 信号处理. 2011, 27(1).
- [44] K.Raghuath, A.Chockalingam. Cooperative OFDM with Amplify-and-Forward

- Relaying with Timing Offset. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2008, 52(12), pp: 1553-1558.
- [45] E.G Larsson, P.Stoica. *Space-time block coding for wireless communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [46] Yan Mei, Yingbo Hua, Swami. Combating synchronization errors in cooperative relays. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2005, pp: 369-372.
- [47] Zheng Li, X.-G.Xia. A Simple Alamouti Space-Time Transmission Scheme for Asynchronous Cooperative Systems. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, Nov. vol.14, no, 11, pp: 804-807.
- [48] X.Guo, X.-G.Xia. A Distributed Space-Time Coding in Asynchronous Wireless Relay Networks. *IEEE Tran. Wireless Commun.* 2008, May .vol7, no.5, pp: 1812-1816.
- [49] G.S.Rajan, B.S.Rajan. OFDM based Distributed Space Time Coding for Asynchronous Relay Networks. *ICC 2008, Beijing*, 2008.
- [50] Zheng Li, X.-G.Xia. A Simple Orthogonal Space-Time Coding Scheme for Asynchronous Cooperative Systems for Frequency Selective Fading Channels. *IEEE Trans. on communication*, 2010, Aug., vol.58, no.8, pp: 2219-2224.
- [51] J.Mietzner, P.A.Hoeher. Distributed space-time codes for cooperative wireless networks in the presence of different propagation delays and path losses. *Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop Proceedings*. 2004, pp: 264-268.
- [52] M.K.Simon, M.S.Alouini. *Digital Communication over Fading Channels: a Unified Approach to Performance Analysis*. John Wiley and Sons, Inc. 2002.
- [53] Z.Liu, Y.Xin, G.B.Giannakis. Linear constellation precoding for OFDM with maximum multipath diversity and coding gains. *IEEE Trans. Commun.*, 2003, Mar., vol. 51, no.3, pp: 416-427.
- [54] Z.Zhong, S.Zhu, G. Lv. Distributed Space-Time Code for Asynchronous Two-way Wireless Relay Networks under Frequency-Selective Channels. *ICC2009, Dresden, Germany*, 2009, June.
- [55] Nghi H.Tran, Ha H. Nguyen, Tho Le-Ngoc. Subcarrier Grouping for OFDM with Linear Constellation Precoding Over Multipath Fading Channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*. 2007, Nov. vol.56, no.6, pp: 3607-3613.