

## 摘要

FM-DCSK (Frequency-Modulated Differential Chaos Shift Keying, 调频差分混沌键控) 是一种集调制与扩频于一身的混沌通信技术, 其实现结构简单, 在多径衰落信道下表现出良好的鲁棒性和优异的 BER (Bit Error Rate, 比特错误率) 性能。

本文在 FM-DCSK 频率分集的基础上引入了空间分集的思想, 提出一种 SIMO (Single-Input and Multiple-Output, 单入多出) 架构的 FM-DCSK 调制解调方案。该方案在接收端使用多根天线对独立的接收副本进行处理以获得空间分集增益, 同时在发送端使用多个 Walsh 函数并行地发送数据子流, 在不增加带宽的条件下显著地提升了系统的数据传输速率。在多径衰落信道下的仿真表明, SIMO FM-DCSK 方案较原先的 FM-DCSK 相比获得了明显的分集增益, BER 性能得到良好的改善。在与 DS-VBLAST (Direct Spread-Vertical Bell Lab Space-Time, 直序列扩频贝尔实验室分层空时码) 的对比仿真中我们发现, 在相同的数据传输速率和相同的带宽效率下, SIMO FM-DCSK 方案在  $BER=10^{-6}$  时表现出较明显性能优势, 并且后者在实现的复杂度方面体现出较强的竞争力。

更进一步, 我们研究了 SIMO FM-DCSK 方案与几种具有代表性的纠错编码之间的适配性关系。在不同码率和不同帧长下的仿真表明, 加入 PA 编码的 SIMO FM-DCSK 系统在多径衰落信道下表现出比 LDPC 和卷积码更为优秀的 BER 性能。紧接着, 我们通过仿真找到了该系统的一个最佳码率, 得出了该系统适用于中长帧传输的结论。

大量的仿真结果表明, 本文所提出的 SIMO FM-DCSK 方案由于其简单的结构和优异的性能, 再结合 PA 码这种编码灵活、译码简单的纠错码型, 有望成为未来无线数据通信领域的一种强有力备选传输方案。

**关键词:** FM-DCSK, 空间分集, 纠错编码

## **Abstract**

Frequency-Modulated Differential Chaos Shift Keying (FM-DCSK) is an attractive scheme joining chaotic modulation with spread-spectrum property, which is simple in implementation and robust in multipath fading channels.

In this paper, space diversity has been introduced into FM-DCSK and an SIMO (Single-input and Multiple-output) architecture of the FM-DCSK modulation technique is proposed. The new scheme uses multiple antennas at the receiver end to form an SIMO structure so as to obtain a diversity gain. At the same time, orthogonal Walsh functions are employed at the transmitter, with parallel sub-streams transmitted with a single antenna to help achieve a significant increase of the data rate. Simulation results demonstrate that BER level of  $10^{-6}$ , the proposed SIMO FM-DCSK architecture has an outstanding bit error rate (BER) performance in contrast to the DS-VBLAST scheme. In particular, the simpler algorithm makes the proposed architecture more efficient than the DS-VBLAST scheme.

Furthermore, several main channel coding or commonly called error-correcting coding schemes are introduced into the SIMO FM-DCSK communication system with different code rates and different frame lengths over multipath fading channels. It is found that, in contrast to LDPC codes and convolutional codes, Product Accumulate (PA) codes can provide outstanding bit-error rate (BER) performance improvement in the existing SIMO FM-DCSK system.

Therefore, it is expected that the proposed SIMO FM-DCSK scheme, equipped with PA codes with its advantages of simple encoding and decoding structure as well as flexibly adjustable code rate, will be applied as a strong candidate to data transmission services in wireless communication systems.

**Keywords:** FM-DCSK, Space Diversity, Error Correcting Coding

# 厦门大学学位论文原创性声明

兹呈交的学位论文，是本人在导师指导下独立完成的研究成果。  
本人在论文写作中参考的其他个人或集体的研究成果，均在文中以明  
确方式标明。本人依法享有和承担由此论文产生的权利和责任。

声明人（签名）：洪朝霞

2019年5月30日

# 厦门大学学位论文著作权使用声明

本人完全了解厦门大学有关保留、使用学位论文的规定。厦门大学有权保留并向国家主管部门或其指定机构送交论文的纸质版和电子版，有权将学位论文用于非赢利目的的少量复制并允许论文进入学校图书馆被查阅，有权将学位论文的内容编入有关数据库进行检索，有权将学位论文的标题和摘要汇编出版。保密的学位论文在解密后适用本规定。

本学位论文属于

1、保密（），在      年解密后适用本授权书。

2、不保密（）

（请在以上相应括号内打“√”）

作者签名：张朝霞            日期：2011年5月30日

导师签名：孙玲            日期：2008年5月29日

# 第一章 绪论

## 1.1 混沌通信

混沌通信是二十多年来新兴的一种无线通信技术。与传统通信技术的区别是，混沌通信系统采用的载波是混沌信号，而传统通信系统则采用正弦信号[1]。混沌信号是由非线性系统中的混沌现象产生的，所谓的混沌现象是指发生在确定性系统中的貌似随机的不规则运动。一个确定性理论描述的系统，其行为却表现为不确定性—不可重复、不可预测，这就是混沌现象。混沌是非线性动力系统的固有特性，是非线性系统普遍存在的现象。

利用混沌现象产生的混沌信号同时具有确定性和类随机特性，是一类非周期的、有界但不收敛的信号，不容易被捕获，具有一定的保密性。其信号频谱扩展到一个很宽的频段，因此对无线信道的多径衰落具有显著的抵御作用。混沌信号对初始条件极为敏感，只要初始值发生微小的改变，系统状态就会发生很大的变化。混沌信号的另外一个优点是不同初值产生的信号之间互相关几乎为 0，且每个信号都具有很好的自相关特性，其自相关函数接近的  $\delta$  函数。

80年代以来，国际上混沌通信理论与技术的形成和发展经历了具有历史意义的3件大事：1、1983年，蔡少棠教授首次提出了著名的蔡氏电路，使人们能从电路的角度较为方便地对混沌机理与特性进行研究；2、1990年，美国海军实验室研究人员L. M. Pecora和T. L. Carroll首次利用驱动-响应法实现了两个混沌系统的同步，这一突破性的进展，使混沌理论应用于通信领域成为可能；3、1991年以后，国际上相继提出了各种混沌通信制式及其理论与方法，使混沌通信成为现代通信领域的一个新的分支与方向[2]-[4]。到目前为止，对混沌通信的研究主要可以划分为四大类：

### 1、混沌扩频

混沌扩频是采用非线性映射的混沌序列来替代扩频通信的 PN 码，因混沌信号的不重复性，这样的扩频混沌序列数量众多，有效的解决了扩频通信系统中扩频码短缺的问题。

## 2、混沌键控

混沌键控可以分为两种，第一种是利用所发送的数字信号调制发送端混沌系统的参数，使其在两个值之间切换。接收端通过检测个混沌系统的同步误差；利用这两个固定的值来判决出所发送的信息。第二种是差分混沌键控，利用参考信号和信息信号的相对极性来检测信息。

## 3、混沌参数调制

混沌参数调制是利用发送端所传输的信号来调制混沌系统的参数，在接收端利用混沌同步信号提取出相应的混沌系统参数，进而恢复出所传输的信息。

## 4、混沌掩盖

混沌掩盖是混沌保密通信方式的一种，其基本思想是在发送端利用混沌信号作为一种载体来隐藏信号或者遮掩所要传送的信息，在接收端则利用同步后的混沌信号进行去掩盖，从而恢复出信息。

## 1.2 混沌调制的发展

在 1998 年的 IEEE 国际电路与系统大会上，G. Kolumban 等人指出采用伪随机码的扩频通信技术存在三个严重的缺点：一是接收机中去扩频的码信号必须与发射机的扩频码具有严格的同步，但实际应用中的恶劣传播环境产生的同步误差将使得通信性能明显恶化；二是扩频与去扩频处理需要额外的特定电路；三是扩频通信系统的价钱和功耗无法降低到某一极限以下。而混沌调制系统恰恰具有克服这些缺点的优越性。混沌通信系统只要采用非常简单的电路就能产生任意频带的宽带信号，具有任意的功率电平，所传输的数字信息可以直接映射到某个混沌波形的样本函数中去。如果采用差分的混沌调制方式，则扩频通信中的扩频和去扩频处理所需的同步就可以在这里省去。再者，混沌调制产生的波形自相关性较好，故对多径传播极不敏感。

G. Kolumban 提出了四种混沌调制技术：CSK（混沌键控）、COOK（混沌开关键控）、DCSK（差分混沌键控）和 FM-DCSK（调频差分混沌键控）。CSK 和 COOK 存在判决门限不固定的缺陷，而 DCSK 虽然解决了这个缺陷，却存在比特能量不恒定，接收端需要长时间的估算导致传输速率受到影响。FM-DCSK 则很好的解决了这两个问题：采用差分方式使得接收机可以采用 0 作为门限来

判决，将 FM 调制后的混沌信号作为载波则使得比特能量固定，有效的提高了传输速率[5]。

因此，FM-DCSK 作为一种实用性很强的混沌调制技术，受到了极大的关注。G. Kolumban 在后续的研究中对 FM-DCSK 技术做了大量的深入分析，探讨了 FM-DCSK 在多径衰落信道下性能，提出了一般的 FM-DCSK 解调方法[6][7]；C. K. Tse 和 F. C. M. Lau 在其著作中给出了多种 DCSK 的多址方案[1]，这些方案同样适用于 FM-DCSK；而叶丽芬、王琳等人的研究则进一步揭示了 FM-DCSK 作为一种扩频技术的本质以及该技术相对传统 CDMA 扩频系统的显著优势[8]。

### 1.3 论文研究的目的、意义与方法

FM-DCSK 技术经过十年的发展，已经相对完善，其调制解调方案已经比较成熟，多址方案也得到了多方的关注[1][12]。然而，现代通信业务对通信系统提出了更高更快更强的要求，数据传输速率必须越来越高，通信质量必须越来越好，我们迫切需要一种新的技术手段来提升 FM-DCSK 的性能。于是，我们首都尝试将空域信号处理引入 FM-DCSK，在空间维度为 FM-DCSK 的发展开拓一个新的方向。

我们注意到，近年来 MIMO (Multiple-input and Multiple-output，多入多出) 和空域信号处理技术得到了迅猛发展。作为独立于时间和频率之外的第三种维度，在空域上对信号进行处理能够节省宝贵的时间和频率资源，进一步提升了通信系统的性能[9]。利用空间维度进行信号处理的技术主要可以分为两种，一种是空间复用，一种是空间分集。前者利用各个收发天线之间的信道张成的自由度，在多根发射天线上并行的发送多个数据流，在接收端采用天线阵列进行信号检测，这种技术有效的提高了信号的传输速率，其代表性技术是贝尔实验室提出的 VBLAST 方案[10]；后者也是利用空间信道的独立性，不过与前者不同的是，分集系统对相同的信息在空间多条信道中传播产生的不同副本进行处理，从而获得分集增益，提升系统的差错率性能，其代表性技术是空时分组码发射分集方案以及其他接收分集方案[11]。

通过对 FM-DCSK 自身特点的分析，我们首先认为上述的 MIMO 空间复用方案在 FM-DCSK 中不可行。因为现行的通信系统可以采用 MIMO 复用方案的

前提是接收机必须估计信道，且收发天线构成的并行子信道相互之间相关性较弱，接收机可以采用最大似然检测或者其他次优的线性检测算法对接收信号进行处理。然而 FM-DCSK 的差分调制方案决定了接收机无需采用信道估计技术，也不可能采用信道估计技术来对接收信号进行解调。因此，空间分集的思想成为与 FM-DCSK 技术相结合的合适候选。

据文献[8]的仿真结果，我们看出 FM-DCSK 在频率选择性信道下的性能要优于在平坦衰落信道下的性能，因此，FM-DCSK 实质上是一种频率分集技术。本文我们将在频率分集的基础上增加一个空间的维度，首次尝试将空间分集的思想引入 FM-DCSK 调制解调系统，采用多根接收天线构成 SIMO (Single-input and Multiple-output，单入多出) 架构 FM-DCSK 调制解调系统，以期能够提高其差错率性能。同时，为了提高数据传输速率，我们在发送端使用 Walsh 函数区分子流，在不增加带宽的情况下使传输速率实现了数倍的增长。

另一方面，从通信系统的完整性考虑，我们必须探寻 SIMO FM-DCSK 方案与其他通信技术的兼容性问题，特别是与在通信系统中起到至关重要作用的纠错编码的适配性。于是，我们选取了几种有代表性的纠错编码码型与 SIMO FM-DCSK 方案结合，给出各种码型在该传输体制下的差错率性能，以期能够对该方案在实际通信系统中的应用提供一定的参考。

在本文中，我们给出了 SIMO FM-DCSK 的收发机结构，采用 C 语言搭建仿真平台，通过大量的仿真实验来验证 SIMO FM-DCSK 方案在不同数目的子流、不同数目的天线配置下的差错率性能，并且将该方案与 DS-VBLAST 方案在相同的带宽效率、相同的传输速率条件下进行了性能对比。最后，我们将不同的纠错编码码型嵌入 SIMO FM-DCSK 方案中，在不同的帧长、不同的码率条件下对各种码型进行了对比分析。

综合以上，本文的创新之处主要有两点：

- 1、提出 SIMO 架构 FM-DCSK 方案，并与 DS-VBLAST 进行了对比，前者无论在 BER 性能还是实现的复杂度方面都体现出可观的优势。
- 2、研究了各种纠错编码与 SIMO FM-DCSK 方案的适配性，发现 PA 码与 SIMO FM-DCSK 结合的方案与 LDPC、卷积码相比具有更加优越的性能。同时也通过仿真发现了 PA 编码 SIMO FM-DCSK 系统的最佳码率。

## 1.4 论文的结构

本文具体内容安排如下：

- 1、 第一章阐述了混沌通信的发展历程, FM-DCSK 调制技术的提出及其与空间分集思想结合的可能性, 给出了本文研究的意义、目的和方法。最后指出了本文的研究范围和方向, 给出了全文的内容轮廓。
- 2、 第二章介绍了无限通信系统的组成, 特别对无线信道的衰落类型进行了较为详细的阐述, 并指出了本文的所有仿真所采用的信道类型。
- 3、 第三章阐述了混沌通信理论, 从各种混沌调制解调方式的接收判决门限和估算问题引出了 FM-DCSK 技术。
- 4、 第四章详细给出了作者所提的 SIMO FM-DCSK 收发机方案, 对该方案的链路仿真结果进行分析, 并与 DS-VBLAST 方案的性能进行了仿真对比。
- 5、 第五章重点研究了加入纠错编码的 SIMO FM-DCSK 方案的差错率性能, 通过仿真对各种码型的性能进行有效的评估。
- 6、 最后总结全文, 并给出作者在攻读硕士期间从事的科研工作和发表的论文, 以及相关的参考文献。

## 第二章 无线通信理论基础

### 2.1 数字通信系统的构成

自从 1897 年马可尼第一次用无线电实现与横跨英吉利海峡的船舶之间的联络以来，经过了漫长的数十年，直到 20 世纪 70 年代才实现了为全人类提供个人无线通信这一梦想，诞生了无线通信技术。无线通信技术经历了从模拟到数字的转变，从少数人的奢侈品成为现在人人都得以享用的公众网络，从最早的语音通信逐渐过渡到越来越高速的数据业务。无线通信已经无处不在，正在人类文明的进程中发挥着巨大的推动作用。

所谓的无线通信（communication 或 telecommunication），是将电磁波信号通过空气（或者真空）传播，把信息从一方无差错的传输到另一方，这样的信息可以是低速的语音，也可以是图像、视频等多媒体信息。最早出现的是模拟通信，在基带传输的是模拟信号；而数字信号因其抗噪声、易检测、高容量等优点，已经完全取代模拟信号，成为无线信号传输的主要形式。

数字无线通信系统的一般结构如下[13]：

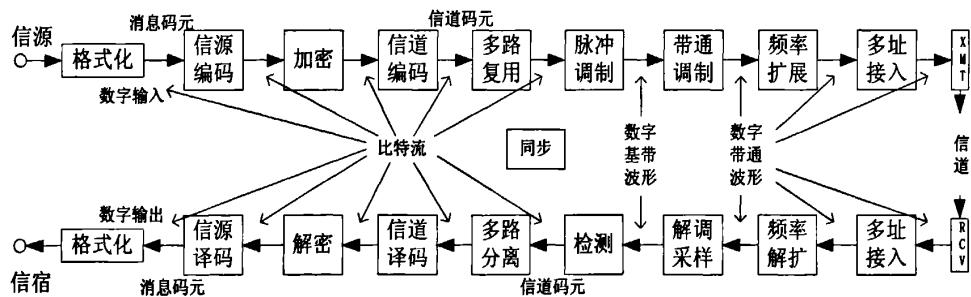


图 2-1 数字无线通信系统

数字通信系统的目地是尽量有效可靠的从一个数字信息源（如计算机、数字化的语音或视频）传输信息到一个接收端。

从图 2-1 可以看出，数字通信的过程首先是将信源格式化为数字信号（“0”和“1”），然后进行信源编码，通过数据压缩提高信息的传输效率，同时采用数

据加密编码增加端到端的安全性。信道编码是在传输的码序列中引入一定算法的冗余度，达到检错和纠错的目的，用来减小在接收端误判的概率。

经过编码的信息序列又用于改变一个模拟电磁波（载波）的某些特性，如幅度、相位、频率等，这个过程称作调制。调制总是必需的，因为所有实际的通信信道都是带限的模拟信道，不能直接传输数字信号。具体来说，调制就是将一个信码转换成一个适于传输的模拟波形。一般的数字调制包括幅移键控（Amplitude Shift Keying, ASK），相移键控（Phase Shift Keying, PSK），频移键控（Frequency Shift Keying, FSK），连续相位调制（Continuous Phase Modulation, CPM）和幅度相位键控（Amplitude Phase Keying, APK）。其中，信码分别和一正弦载波的幅度、相位、频率、相位和相位转变、及幅度和相位一一对应。

在扩频通信中，调制后的信号还要经过一个速率更高的扩频码作用，再送入信道传输，扩频在宽带通信中得到广泛应用。当然，实际通信里可能有多个用户同时发起通信，所以还要采用多址接入技术。信道是一个物理媒体，载信模拟波形通过它从发送端到达接收端。在实际信道中，模拟信号不可避免的会受到各种线性和非线性机制的损害：衰减、扩散、码间干扰、互调干扰、PM/AM 和 AM/PM 转变、噪声、干扰、多径效应等。因而接收端从来不可能精确的接收到发送的信号。

在接收端，待接收的信号要相应做多址解复用、解扩、解调、译码，这样信息才能恢复。接收端的多址解复用是为了把该用户的信息从多个用户的叠加信号中分离出来。解扩是为了把经展宽的信号恢复成原来的窄带信号。解调器的作用就是从接收到的已损模拟信号中估计出一个传输码序列。信道解码器的作用是从估计的码序列中重构原始的比特流。因为在实际通信信道中的干扰，无差错的传输是从来不可能的。

由于实际需要传输的都是模拟信号，所以在上述数字通信系统的两端还分别加有格式化模块，通过模/数和数/模转换器等实现数字和模拟信号之间的格式转换。

另外，值得一提的是，在数字通信系统的发送端和接收端都可能使用多根天线，利用信号在空间传播的独立性，实现空间复用或者空间分集，以提高数

据传输速率，降低差错率。如果发送端使用多跟天线而接收端使用单根天线，构成一个 MISO (Multiple-input and Single-output) 系统，可以采用发射分集方案来提升系统性能；如果发送端采用单根天线而接收端采用多根天线，构成一个 SIMO (Single-input and Multiple-output) 系统，可以采用接收分集方案来提升系统性能；如果发送端和接收端都采用多根天线，构成一个 MIMO (Multiple-input and Multiple-output) 系统，则配置方案更为灵活，发送端可以采用多天线的发射分集或者多天线的空间复用，接收端则仍然是多天线的接收分集，在复用的模式下，接收端的天线数不得少于发送端的天线数。关于空间分集的阐述将在第四章中详细给出。

混沌通信作为一种调制解调方案，与现行调制方式的区别在于，前者使用非周期的混沌信号作为载波，而后者则采用周期正弦信号作为载波。混沌调制因为其具有潜在的抗多径衰落的优异能力而被提出来[14]。有关混沌、混沌调制、混沌通信的概念和原理将在后续章节里详细阐述。在目前提出的所有混沌调制方案中，FM-DCSK 表现出最佳的抗噪声和抗多径衰落性能[6]，故成为本文研究关注的重点。

由于 FM-DCSK 技术的优势在于对抗无线信道的频率选择性衰落，而本文将空间分集的思想引入 FM-DCSK 调制解调系统，也正是利用了信道空间衰落的独立性，因此，下一节将对无线衰落信道的特点进行详细的介绍。

## 2.2 无线衰落信道

与其它通信信道相比，无线信道是最为复杂的一种。在移动无线环境中，周围的物体都会对无线电波产生反射作用，产生幅度衰减和相位延迟的反射波，这些反射波经空中各处的接收机天线接收后，根据其随机相位的不同，对接收信号会起到加强或者减弱的作用，处于这个多径场中的移动台就有可能接收到幅度和相位剧烈变化的信号。无线信道的衰落特性可以分为大尺度衰落和小尺度衰落，下面将一一阐述。

### 2.2.1 大尺度衰落

大尺度衰落是一种基于宏观的统计，包含两种衰落，一种是路径损耗，一

种是阴影衰落。其中路径损耗可以认为是电磁波在自由空间随距离的增长而发生的衰减，而阴影衰落则是由建筑物或者自然特征的阻碍效应造成的。

### 路径损耗：

在理想的自由空间传播中我们有功率损耗平方反比定律，接收到的信号功率由下式给出[9]：

$$P_r = P_t \left( \frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2-1)$$

其中  $P_t$  和  $P_r$  分别是发送功率和接收功率， $\lambda_c$  是波长， $G_t$  和  $G_r$  分别是发送和接收的天线功率增益， $d$  是发射机和接收机的空间距离。如果是在小区环境中，则接收功率可以写为：

$$P_r = P_t \left( \frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r \quad (2-2)$$

其中  $h_t$  和  $h_r$  分别是发送和接收天线的有效高度，并且我们假设  $d^2 \gg h_t h_r$ 。在现实环境中，路径损耗指数大约在 2.5 至 6 之间，取决于地形和植被的情况。

### 阴影衰落：

阴影衰落是由建筑物或者自然特征的阻碍效应造成的。Jakes 在 1974 年观测到，接收功率在微观衰落下的平均值将接近于对数坐标的正态分布[15]。以概率密度描述的对数正态分布函数为：

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2-3)$$

其中， $x$ （单位 dB）是一个随机变量，表示长期波动的功率信号， $\mu$  和  $\sigma$  分别表示  $x$  的均值和标准差，都以 dB 为单位来表示。 $\mu$  等于上文式 (2-2) 中以距离为函数的路径损耗值， $\sigma$  的典型值是 8dB。

## 2.2.2 小尺度衰落

信号的小尺度衰落指的是接收信号在时间、频率和空间中的快速波动，它是由发送方和接收方之间的物理信号散射造成的，也即我们所说的多径。图 2-2

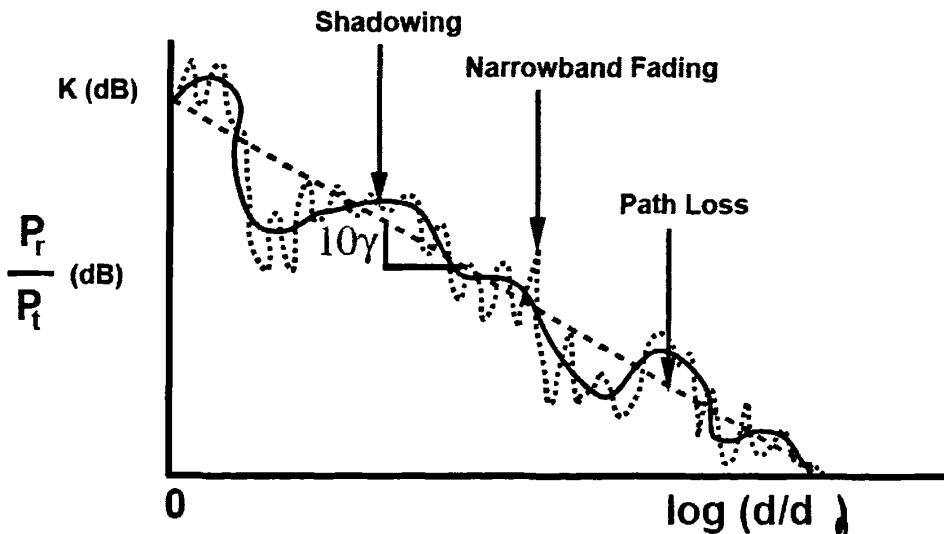


图 2-2 大尺度衰落和小尺度衰落对接收功率的影响

显示了大尺度衰落和小尺度衰落对接收功率的影响，其中横轴表示范围，纵轴表示接收与发送的功率比值。图中的直线表示路径损耗，是距离的函数；实线表示阴影衰落，变化较缓慢；虚线表示小尺度衰落，变化较剧烈，但统计均值则保持缓变。

我们假定小尺度衰落是由大量独立散射成分的叠加造成的，那么接收信号的同相分量和正交分量就可以认为是独立零均值的高斯过程，该信号的包络可以表示为一个瑞利（Rayleigh）密度函数：

$$f(x) = \frac{2x}{\Omega} e^{-\frac{x^2}{\Omega}} u(x) \quad (2-4)$$

其中， $\Omega$  是平均接收功率， $u(x)$  是单位阶跃函数，定义为

$$u(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (2-5)$$

式(2-4)就是我们所说的瑞利衰落。另外，如果收发机之间存在直视径（Line of Sight），此时信号幅度将服从莱斯（Ricean）分布；而 Nakagami 分布则是一种更复杂的分布，刻画了高频信道衰落的特点[9]。这两种信道本文不再赘述，在后文的所有仿真中，我们都采用基于瑞利分布的多径信道模型。

上述的统计特性，依据维度的不同，可以分为时间选择性（非选择性）衰落、频率选择性（非选择性）衰落和空间选择性（非选择性）衰落。

### 多普勒扩展与时间选择性衰落：

由于散射或者收发机的相对运动而引起的时变衰落导致了发送信号的多普勒扩展。最简单的多普勒扩展表现为一个单频信号扩散在一个有限频带的带宽之中，对于连续频带的信号，我们把信道响应自相关函数的傅立叶变换定义为多普勒功率谱。典型的多普勒功率谱如图 2-3 所示， $\psi_{Do}(\nu)$  是信道输出的平均功率， $\nu$  是多普勒频率，并且满足  $\nu_c - \nu_{\max} \leq \nu \leq \nu_c + \nu_{\max}$ 。

$\psi_{Do}(\nu)$  的均方根带宽称为多普勒扩展，多普勒扩展  $\nu_{RMS}$  由下式给出：

$$\nu_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{\omega} (\nu - \bar{\nu})^2 \psi_{Do}(\nu) d\nu}{\int_{\omega} \psi_{Do}(\nu) d\nu}} \quad (2-6)$$

其中  $\omega$  表示多普勒频率区间  $\nu_c - \nu_{\max} \leq \nu \leq \nu_c + \nu_{\max}$ ， $\bar{\nu}$  是多普勒频谱的平均频率，表示如下：

$$\bar{\nu} = \frac{\int_{\omega} \nu \psi_{Do}(\nu) d\nu}{\int_{\omega} \psi_{Do}(\nu) d\nu} \quad (2-7)$$

为了说明信道的时间选择性衰落，我们定义信道相关时间  $T_c \approx 1/\nu_{RMS}$ 。当  $T_c$

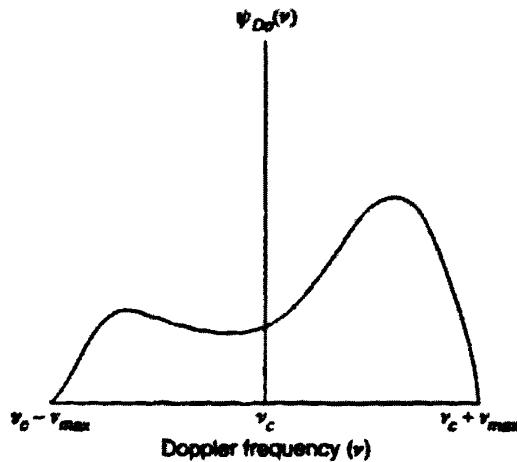


图 2-3 典型多普勒功率谱

小于信号的码元宽度时，信号经历时间选择性衰落，或称为快衰落；当  $T_c$  大于等于信号的码元宽度时，信号经历时间非选择性衰落，或称为慢衰落。在后文的仿真中，我们都假定信道是慢衰落。

### 延迟扩展与频率选择性衰落：

实际上，无线信号传播过程中真正的单径信道是不存在的，但是我们习惯将信号包络服从瑞利分布的在时间上不可分辨的多径信道称为瑞利单径信道，即瑞利平衰落信道；而多径信道则一般都是指可分辨的多径，即频率选择性信道。二者以信号带宽和信道相干带宽的大小关系来区分。本文在后续的章节中提到的多径衰落信道均指频率选择性信道。

首先定义信道时延扩展的均方根为：

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} (\tau - \bar{\tau})^2 \psi_{De}(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} \psi_{De}(\tau) d\tau}} \quad (2-8)$$

这里  $\psi_{De}(\tau)$  表示多径的强度，是时延  $\tau$  的函数，如图 1-4 所示。 $\tau_{max}$  是最大时延， $\bar{\tau}$  是平均时延，由下式给出：

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\tau_{max}} \tau \psi_{De}(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} \psi_{De}(\tau) d\tau} \quad (2-9)$$

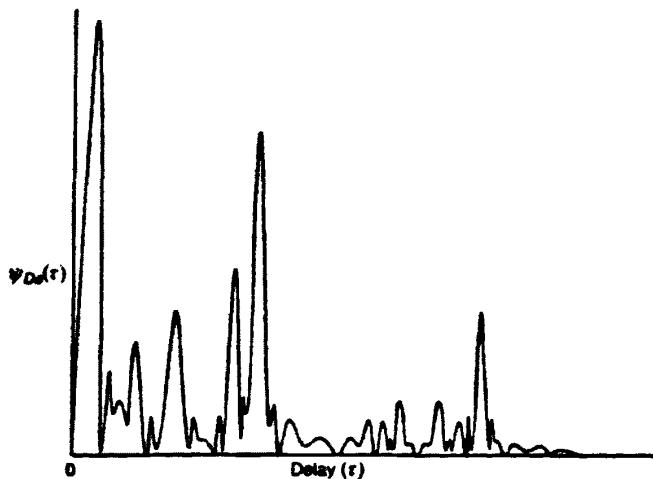


图 2-4 典型多径延迟功率分布图

信道的频率选择性衰落是由延迟扩展造成的，可以用相干带宽  $B_c$  来描述：

$B_c \approx 1/\tau_{RMS}$ 。当  $B_c$  小于信号带宽时，信号经历频率选择性衰落；当  $B_c$  大于等于信号带宽时，信号经历频率非选择性衰落，也称平衰落。图 2-4 给出了典型的多径延迟功率分布图。在后文的仿真中，我们都假定信号经历频率选择性衰落。

### 角度扩展与空间选择性衰落：

空间传播的多径信号到达接收天线阵列时都存在一定的角度，我们将其定义为到达角  $\theta$ ，用  $\psi_A(\theta)$  表示接收机的平均功率谱，典型的  $\psi_A(\theta)$  与  $\theta$  的函数关系如图 2-5 所示。

我们把角度扩展  $\theta_{RMS}$  定义为：

$$\theta_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (\theta - \bar{\theta})^2 \psi_A(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} \psi_A(\theta) d\theta}} \quad (2-10)$$

其中， $\bar{\theta}$  是到达角的平均值，由下式给出

$$\bar{\theta} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \theta \psi_A(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} \psi_A(\theta) d\theta} \quad (2-11)$$

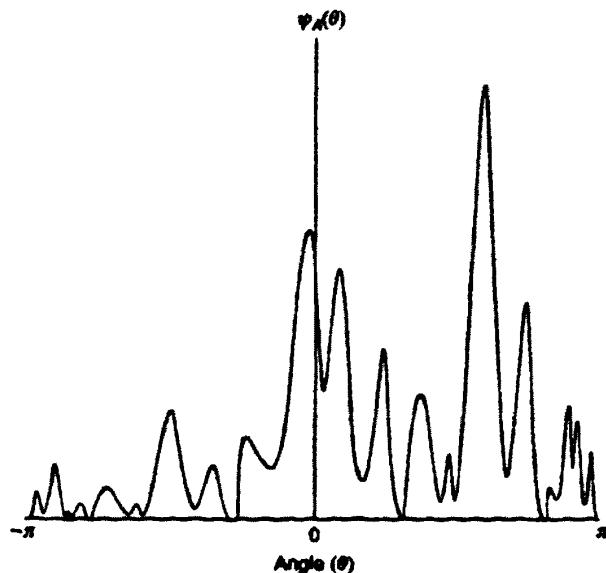


图 2-5 典型接收机功率谱与到达角  $\theta$  的关系

角度扩展引起空间选择性衰落，这就意味着接收信号的幅度由天线的空间位置决定。空间选择性衰落可以用相干距离  $D_c$  来描述，它表示空间衰落的自相关系数下降到 0.7 的空间距离，角度扩展越大，相干距离越短，于是我们有  $D_c \propto 1/\theta_{RMS}$ 。如果信道的相干距离大于天线间距，信号经历空间非选择性衰落；如果信道的相干距离小于天线间距，则信号经历空间选择性衰落。

必须说明的是，信道的选择性衰落对无线通信系统而言非不一定总是有害。相反的，我们可以利用各种分集技术来利用各个维度上的信号冗余，以达到改善通信系统性能的目的，这在第四章中会详细提及。本文提出的将空间分集引入 FM-DCSK 系统的做法，正是利用了空间选择性信道中各条路径信号的独立性。

## 第三章 混沌通信理论

### 3.1 混沌通信产生的背景

八十年代以来，国际上混沌通信理论与技术的形成和发展主要经历了具有历史意义的三件大事：1983年，蔡少棠教授首次提出了著名的蔡氏电路，它是迄今为止在非线性电路中产生复杂动力学行为的最有效而简单的混振电路之一。通过对蔡氏电路参数的改变，可产生从倍周期分岔、单涡卷、周期3到双涡卷等十分丰富的混沌现象，从而使人们能从电路的角度较为方便地对混沌机理与特性进行研究；1990年，美国海军实验室研究人员 Pecora 和 Carroll 首次利用驱动-响应法实现了两个混沌的同步，这一突破性的进展，使混沌理论应用于通信领域成为可能；1991年以后至今，在国际上相继提出了各种混沌通信制式及其理论与方法，由此使混沌通信成为现代通信领域的一个新的分支，随着混沌通信的进一步完善与发展，它将成为本世纪通信技术的一个重要方向。

按目前国际国内的研究水平，可以将混沌通信划为四大类：1、混沌扩频；2、混沌键控；3、混沌参数调制；4、混沌掩盖。前三类属于混沌数字通信，最后一类属于混沌模拟通信。如何围绕这四大类混沌通信体制进行理论分析、仿真和实验研究，已成为信息科学界关注的热点之一。在这四大类混沌通信体制中，CSK等一大类混沌键控占有重要的地位，具有较大发展前景与应用价值，主要包括有CSK、COOK、DCSK和FM-DCSK等。其中，FM-DCSK的抗多径衰落和抗干扰的优越性最为明显。

### 3.2 混沌调制解调

在传统通信中，已调信号由对应于各个码元的一段模拟周期波形组成。当使用正弦基本函数而不采用扩频技术时，传输的是窄带信号。这种情况下，多径传输（因为接收到多个沿不同路径传输的信号）会导致很大的衰减，甚至信号的丢失（在灾难性破坏性的干扰的情况下）。

混沌通信，是调制方案采用混沌调制的数字通信系统。所谓混沌调制，就

是载波或者说基本函数是由混沌信号来实现的调制方案。混沌通信的提出，为无线移动通信受到多径衰落困扰的问题，提供了一种新的解决思路。

混沌信号，是一种对初始条件极为敏感的，看似不可预测，其实可以被数学方式描述的伪随机信号，它具有类似高斯白噪声的很宽的频谱，是一种扩频宽带信号。因为它的宽带本质，采用混沌信号作为基本函数的调制方式比基于正弦函数的调制方式在抗多径传输的能力上有潜在的优越性。

由于混沌波形不是周期的，持续时间  $T$  的每个抽样函数都不相同。这有个好处，每个传输码元用唯一的一个模拟抽样函数表示，混沌抽样函数之间的相关性就很低。对比周期信号，混沌信号和自身的相关性迅速衰减，而且通过不同混沌电路产生的混沌信号几乎都是正交的。这意味着两个不同步的混沌电路（由不同初始条件或有着不同的电路）参数产生的混沌信号的相关性和干扰很低。而且混沌信号的产生是非常容易的，只需要一个简单的非线性器即可。常用的混沌发生函数有：Bernoulli 映射、Logistic 映射、Cubic 映射等。

然而，它也带来一个问题，就是需要从有限持续时间抽样函数估算混沌过程的长期随机性，这却是不容易做到的[2][16]。关于估算问题，将在后续章节中详细讨论和解决。

混沌数字调制是将码元映射成模拟混沌波形。在混沌位移键控 Chaos Shift Keying（简称 CSK）中，信息加载于基本函数的加权组合。差分混沌位移键控 Differential Chaos Shift Keying（简称 DCSK）是 CSK 的变体，它的信息是载于基本函数不同部分的相关性上，这个我们稍后也会作详细阐述。

### 3.2.1 一个基本函数的 CSK

CSK 是一种数字调制方式，通过不同吸引子或出现于不同初始条件的相同吸引子混沌信号用作基本函数。吸引子或初始条件的数目就等于基本函数的个数。

注意到混沌通信中每个基本函数的形状不是固定的。这就意味着，即使传输相同码元，通过信道的信号集元素在每个码元周期  $T$  都有不同的形状。于是，传输信号永远不是周期的，这样每比特能量就不恒定，而是随机变化的，需要一定的时间来估算每比特能量的统计特性，这无疑限制了系统传输的数据速率。

以下本章介绍的几种混沌调制方案都存在估算问题。

### 3.2.1.1 一个基本函数 CSK 的调制

在最简单的二进制混沌位移键控的情况下，使用一个混沌基本函数  $g_1(t)$ ，即

$$s_m(t) = s_{m1}g_1(t) \quad (3-1)$$

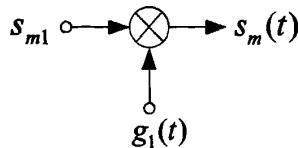


图 3-1 一个基本函数的 CSK 调制器

我们至少可以得到三种基于一个基本函数的 CSK：

#### *Chaos On-Off Keying (COOK) 混沌通断键控:*

信码“1”用  $s_1(t) = \sqrt{2E_b}g_1(t)$ ，信码“0”由  $s_2(t) = 0$  给出。其中， $E_b$  代表每比特的平均能量，我们假设信码“1”和“0”是等概率的。

#### *Unipodal CSK:*

信码“1”和“0”通过分别传输比特能量  $E_{b1}$  和  $E_{b2} = kE_{b1}$  来区分，其中  $0 < k < 1$ 。假设信码“1”和“0”的概率相等，每比特能量为  $E_b$ 。那么信码“1”用  $s_1(t) = s_{11}g_1(t)$  表示，信码“0”由  $s_2(t) = s_{21}g_1(t)$ ，其中  $s_{11} = \sqrt{2E_b/(1+k)}$ ，  
 $s_{21} = \sqrt{2kE_b/(1+k)}$ 。

#### *Antipodal CSK:*

信码“1”和“0”分别由  $s_1(t) = s_{11}g_1(t)$  和  $s_2(t) = s_{21}g_1(t)$  表示，其中  $s_{11} = \sqrt{E_b}$ ，  
 $s_{21} = -\sqrt{E_b}$ 。

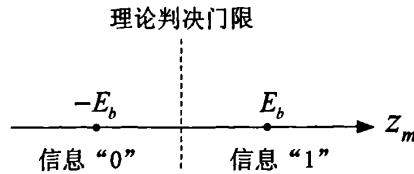


图 3-2 antipodal CSK 调制的信号空间图

每种调制方式的噪声性能上限由信号空间图的信息点之间的间距决定。间距越大，噪声性能越好。最好的噪声性能要属 antipodal 调制方式，但它只能通过相干接收解调。

### 3.2.1.2 一个基本函数 CSK 的解调

在 CSK 接收端，系数  $s_{11}$  和  $s_{21}$  可以通过相干或非相干技术得以恢复。

**相干相关接收：**

如图 3-3 所示，在相干相关接收中，观察信号

$$z_{m1} = \int_0^T s_m(t) g_1(t) dt = s_{m1} \int_0^T g_1^2(t) dt \approx s_{m1}, \quad (3-2)$$

假设估算问题已经解决，则有

$$E\left[\int_0^T g_1^2(t) dt\right] = 1 \quad (3-3)$$

但是，我们要明白，由于  $g_1(t)$  是混沌信号，式 (3-3) 其实是比较难满足的，采取的措施可以是增大估算时间  $T$ ，但这样就降低了数据传输速率。估算问题的由来和解决方案将在后面做详细阐述。

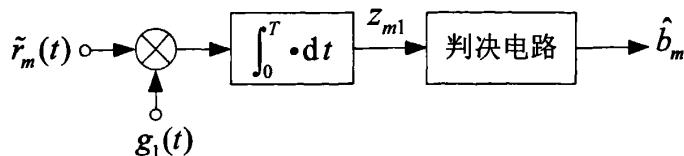


图 3-3 一个基本函数的 CSK 信号的相干接收

如果  $z_{m1} > z_T$ , 判决电路决定信码“1”; 反之, 判决电路决定信码“0”。其中,  $z_T$  是这种调制方式一个适当的门限。

这种接收结构可以用于解调 COOK, unipodal CSK, antipodal CSK, 如果基本函数  $g_1(t)$  能从接收信号  $s_m(t)$  中恢复。

但实际上, 由于混沌信号对初值很敏感的特性, 在接收端精确恢复混沌基本函数和保持混沌基本函数的精确同步, 都非常困难, 所以, 人们寻求一些性能上次优但容易实现的非相干解调的方法。

### 非相干接收:

在 COOK 和 unipodal CSK 调制方式中, 两个信码的比特能量不相同。非相干解调器决定了接收信号的每比特能量。注意到解调器包含一个相关器, 不过在这种情况下, 接收信号  $s_m(t)$  是和它自身相关, 而不是和恢复的基本函数  $g_1(t)$  相关。

观察信号由下式给出:

$$z_{m1} = \sqrt{\int_0^T s_m^2(t) dt} = \sqrt{s_{m1} \int_0^T g_1^2(t) dt} = |s_{m1}| \sqrt{\int_0^T g_1^2(t) dt} \approx |s_{m1}|, \quad (3-4)$$

这里同样假设估算问题得以避免, 有  $E[\int_0^T g_1^2(t) dt] = 1$ 。

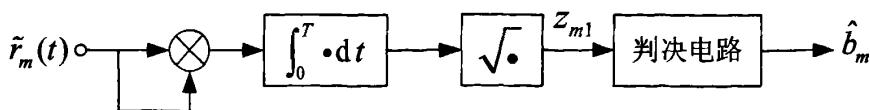


图 3-4 一个基本函数的 CSK 的非相干接收

这种接收结构也适用于 COOK 和 unipodal CSK, 但因为  $|\cdot|$  函数, 它不能用于恢复  $s_{m1}$  的反, 因此不适用于解调 antipodal CSK。

## 3.2.2 两个基本函数的 CSK

### 3.2.2.1 两个基本函数 CSK 的调制

因为独立调制接收端混沌基本函数的精确恢复和同步的困难，人们提出了另一个采用两个基本函数的相干二进制 CSK 通信方式。

在这种情况下，信号集的两个元素由下式给出：

$$s_m(t) = s_{m1}g_1(t) + s_{m2}g_2(t) \quad (3-5)$$

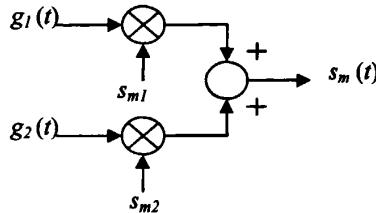


图 3-5 两个基本函数的 CSK 调制器

有种 CSK 的特殊情况叫混沌交换 (Chaotic Switching)，信号集元素是基本函数的加权。传输的抽样函数  $s_1(t) = s_{11}g_1(t)$  和  $s_2(t) = s_{22}g_2(t)$  (分别代表信码“1”和“0”)是两个自激混沌信号发生器的输出，混沌信号发生器产生基本函数  $g_1(t)$  和  $g_2(t)$ ，且满足：

$$\text{自相关: } E\left[\int_0^T g_1^2(t)dt\right] = 1, \quad E\left[\int_0^T g_2^2(t)dt\right] = 1, \quad (3-6)$$

$$\text{互相关: } E\left[\int_0^T g_1(t)g_2(t)dt\right] = 0. \quad (3-7)$$

信号向量  $(s_{11} \quad s_{12}) = (\sqrt{E_b} \quad 0)$  和  $(s_{21} \quad s_{22}) = (0 \quad \sqrt{E_b})$ ，其中， $E_b$  表示平均比特能量。

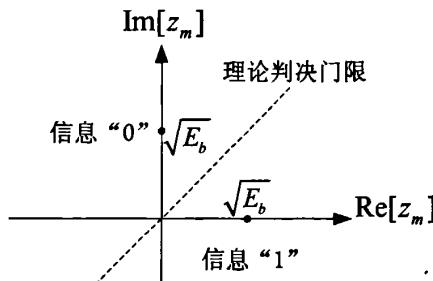


图 3-6 相干混沌交换的信号空间图

注意到两个信息点的几何距离是  $\sqrt{2E_b}$ ，比一个基本函数的 antipodal CSK 的距离小。这表示在同样条件下，相干混沌交换的噪声性能比 antipodal 调制方式差 3dB。

### 3.2.2.2 两个基本函数 CSK 的解调

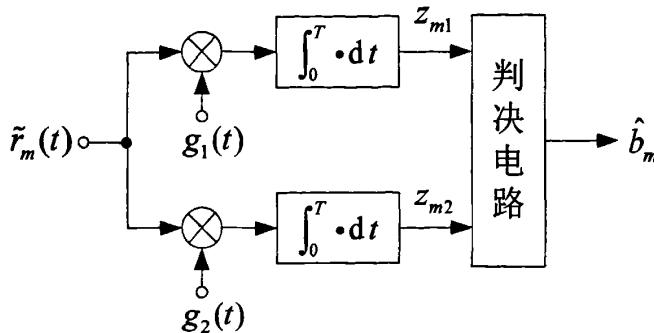


图 3-7 两个基本函数的 CSK 信号的相干接收

相关接收用于恢复信号向量的元素  $s_{mj}$ 。在这种情况下，

$$\begin{aligned}
 z_{m1} &= \int_0^T s_m(t)g_1(t)dt \\
 &= \int_0^T [s_{m1}g_1(t) + s_{m2}g_2(t)]g_1(t)dt \\
 &= s_{m1} \int_0^T g_1^2(t)dt + s_{m2} \int_0^T g_1(t)g_2(t)dt \\
 z_{m2} &= \int_0^T s_m(t)g_2(t)dt \\
 &= \int_0^T [s_{m1}g_1(t) + s_{m2}g_2(t)]g_2(t)dt \\
 &= s_{m1} \int_0^T g_1(t)g_2(t)dt + s_{m2} \int_0^T g_2^2(t)dt
 \end{aligned} \tag{3-8}$$

由于两式都包含基本函数的互相关和自相关，估算问题也将出现在两个基本函数的 CSK 的相干解调上。假设估算问题能够得以解决，式 (3-6) 能够得以满足。考虑到基本函数在均值上正交，则有  $z_{m1} \approx s_{m1}$ ， $z_{m2} \approx s_{m2}$ 。

在混沌交换中，解调得到相当程度的简化，相关器的输出为：

$$z_{11} = s_{11} \int_0^T g_1^2(t)dt \approx \sqrt{E_b}, \quad z_{12} = s_{12} \int_0^T g_1(t)g_2(t)dt \approx 0, \text{ 如果传输的是 “1”;} \\$$

$$z_{21} = s_{21} \int_0^T g_1(t)g_2(t)dt \approx 0, \quad z_{22} = s_{22} \int_0^T g_2^2(t)dt \approx \sqrt{E_b}, \quad \text{如果传输的是“0”。}$$

假设基本函数在间隔[0, T]上基本正交。

如果每个  $g_j(t)$  在每个码元间隔  $T$  的自相关都比与另一基本函数的互相关大，那么相关接收可用于确认信号集的元素。特别的，如果  $z_{m1} > z_{m2}$ ，判决电路判“1”，反之判“0”。

### 3.2.3 差分混沌位移键控 DCSK

差分混沌位移键控 (Differential Chaos Shift Keying, DCSK) 是两个基本函数的 CSK 的一个变体。它的重要特点是基本函数由重复或相反片断的混沌波形组成。这个特性意味着，除了相干相关接收外，简单的差分相干技术能用于解调。

#### 3.2.3.1 DCSK 调制

在二进制 DCSK 中，和两个基本函数的 CSK 最简单的形式一样，信号集的两个元素同样可以由下式给出：

$$s_m(t) = s_{m1}g_1(t) + s_{m2}g_2(t), \quad (3-9)$$

其中，

$$s_{m1} = (s_{11} \quad s_{12}) = (\sqrt{E_b} \quad 0) \text{ 和 } s_{m2} = (s_{21} \quad s_{22}) = (0 \quad \sqrt{E_b}). \quad (3-10)$$

在 DCSK 中，基本函数有专门的形式：

$$g_1(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b}}c(t), & 0 \leq t < T/2 \\ +\frac{1}{\sqrt{E_b}}c(t-T/2), & T/2 \leq t < T \end{cases}$$

$$g_2(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b}}c(t), & 0 \leq t < T/2 \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b}}c(t-T/2), & T/2 \leq t < T \end{cases} \quad (3-11)$$

其中， $c(\cdot)$  是某种混沌波形。很容易验证式 (3-11) 给出的两个基本函数满足式

(3-7), 或者说  $g_1(t)$  和  $g_2(t)$  在周期  $T$  内是互相正交的。要注意的是, 这种正交性并不是由混沌信号保证的, 而是由 Walsh 函数保证的。因此, DCSK 基本函数总是正交的。综合式 (3-10) 和 (3-11) 可以看出, 已调信号由两部分组成: 混沌参考载波片断, 和紧随其后的该混沌参考载波的重复片断或相反片断, 分别对应于待调制的数字信号为“1”或为“0”。由此, 我们可以看到, DCSK 调制, 其实是把数字信号映射到了混沌载波前后片断的关系上, 相同或者相反。调制过程的框图表示如图 3-8。

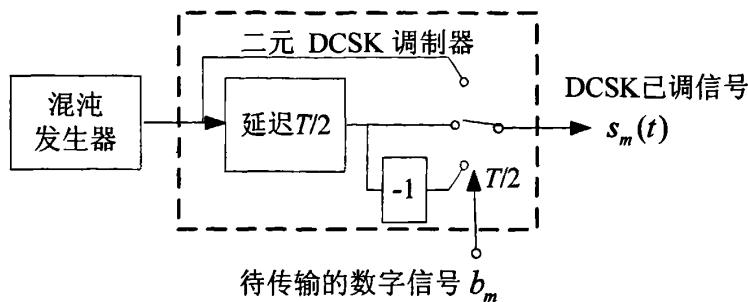


图 3-8 DCSK 的调制框图

这里有一个多路开关, 在前半个比特周期  $[0, T/2]$  内, 开关拨到最上面, 接通最上面的支路, 让混沌载波直接通过。后半个比特周期  $[T/2, T]$ , 开关拨向哪里, 取决于  $T/2$  时刻传输的数字信号  $b_m$ : 如果  $b_m$  为“1”, 则开关拨到中间; 如果  $b_m$  为“0”, 则开关拨向最下面, 从而实现 DCSK 调制。

### 3.2.3.2 DCSK 解调

像其他调制信号一样, DCSK 信号可以通过相干相关接收解调。DCSK 独有的信息映射于参考片断和载信片断间的相关性的特性, 使得用差分相干接收解调信号成为可能。这就避免了在接收端精确恢复和同步混沌基本函数的困难。

#### *DCSK 的差分相干解调:*

在混沌相关接收中用混沌同步恢复基本函数是困难的。然而, DCSK 基本函数的结构——它由一段混沌波形和这段混沌波形的重复或相反波形组成——

使得通过估算参考与载信码片之间的相关性实现解调成为可能。

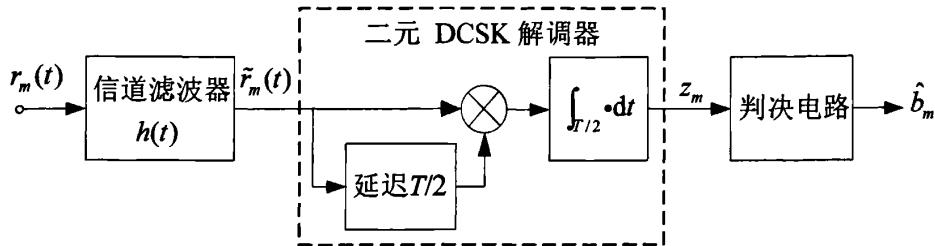


图 3-9 差分相干 DCSK 接收的方框图

接收信号延迟半个比特时间，接收信号与延迟后的信号的相关性可以决定。在这种情况下，

$$z_m = \int_{T/2}^T s_m(t)s_m(t-T/2)dt = \int_{T/2}^T E_b g_m(t)g_m(t-T/2)dt \quad (3-12)$$

由于  $E[\int_{T/2}^T g_m^2(t)dt] = 1/2$  ( $T$  足够长)，于是我们有  $z_1 \approx +E_b/2$  和  $z_2 \approx -E_b/2$ 。判决传输的是哪个信码只要通过一个门限为 0 的简单比较器即可实现。

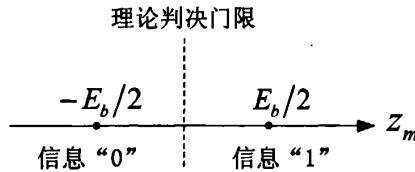


图 3-10 差分相干 DCSK 的信号空间图

注意到差分相干 DCSK 的两信息点之间的距离是  $E_b$ ，不过这个信号空间图不能直接与前我们展示的相干解调的相比，因为在差分相干 DCSK 接收中，有噪参考信号与有噪载信信号相关，而在一般的相干情况下可提供无噪参考。

### 3.2.3.3 DCSK 相对 CSK 的优点

DCSK 的优点源于它的信息载于参考和载信片断的相关性上。所以对信道失真不敏感，同时可用于时变信道只要信道参数在比特持续时间内恒定。传统相干接收不能接收纯“1”“0”序列，需加一个扰码器（scrambler）电路；而差

分相干 DCSK 接收没有这个问题，可直接接收。还有，差分相干 DCSK 在有噪信道中的性能对传输抽样函数的确切波形不敏感，因为解调只与参考和载信码片间的相关性有关。然而，因为每比特能量各不相同，接收端的检测信号即使在无噪情况下也是个随机变量，所以混沌调制方案都存在一个特别的问题：估算问题（estimation problem）。

### 3.3 估算问题

传统调制方式使用周期性的基本函数，比特持续时间是基本函数  $g_1(t)$  周期的整数倍，于是  $\int g_1^2(t)dt$  是个常数。相反的，混沌信号本身不是周期的， $g_1(t)$  在每个时间间隔  $T$  里都不一样，所以每个码元的  $\int g_1^2(t)dt$  都不相同。所有的周期样本函数在  $E[\int g_1^2(t)dt]$  上都有零方差；相反，混沌样本函数在  $E[\int g_1^2(t)dt]$  上方差不为零。也就是说，即使是在没有噪声的情况下，上述混沌调制方案在接收端解调出来的观察信号仍然是一个随机变量。增加统计带宽或比特持续时间都可以减小方差的估算。由于信号带宽限制于分配的无线电频谱的某个区域，唯一可以满足一个给定的某个 BER 和  $E_b/N_0$  就是增加比特持续时间，这就限制了系统的数据速率，在对高速数据传输呼声越来越高的今天，显然是我们所不希望的。提高数据速率的一个办法是使用多元调制。还有一个直接解决估算问题的办法就是改变调制方式使每码元能量恒定。FM-DCSK 就是第二种方法的例子。下一节里，我们将详细阐述 FM-DCSK 的原理、特性和优势。

### 3.4 FM-DCSK 的原理

本地局域网（LANs）用于每个角落，从生产线到办公室，将计算机与数据处理单元联接起来。在许多应用如生产线、大商店、医院、可重配置的办公楼等，移动性是最首要的，所以 LAN 必须建立无线连接。

在其他应用中，如购物中心或大学，无线局域网提供计算机网络上方便的可重配置的数据接入。

在无线本地局域网（WLANs）中，无线连接可以改善 LAN。在这些应用

中，多径传输限制了整个系统信能，传输的 WLAN 信号的功率谱密度受到限制，为了尽量减小与其他在同一频段的用户之间的干扰。扩频系统对这个问题提出了经典的解决方法。

FM-DCSK 有它特定的适用范围，如无限局域网（WLAN）、无线个域网（WPAN）和移动通信。在这些环境下，相干解调的同步需求的实现不尽人意，传输信号的功率谱密度要求足够低以避免与其他无线电系统互相干扰，多径传播中的深度频率选择性衰落严重限制了远程通信系统的性能。混沌信号本身就是一种宽频信号，从某种意义上说，混沌通信为扩频通信提供了全新的解决方案。而且混沌信号可以通过简单的连续或离散的判决系统产生。

至今已出版的混沌调制方案，FM-DCSK 显示出最好的噪声性能和抗多径及信道损害的健壮性[6]。

### 3.4.1 FM-DCSK 的产生和发展

自从 CSK (Chaos Shift Keying) 提出之后，同步用于精确地再生混沌信号，故一般性同步和相位同步在实际中不用于 CSK 通信场合。国际上提出了若干适应于通信领域的一致性同步的方法。主要有：驱动一响应式（主一从式）同步、误差一反馈式同步、双向耦合同步（又称相互耦合同步）、单向耦合同步（又称连续控制同步）和自适应同步等方法，但是实现都比较复杂。鉴于混沌相移键控系统在接收端精确恢复混沌载波的困难，提出了 DCSK，但它的每比特能量不恒定，传输速率慢，不能满足高速传输的要求；于是，FM-DCSK 应运而生。这种技术的每比特能量恒定，采用简单的差分相干检测进行解调，使得接收端只需要对接收到的波形进行分析处理，就可以估计出发送端的发送信息。无需恢复混沌载波，使得接收更方便更快捷。

### 3.4.2 FM-DCSK 的调制

我们知道，二元 DCSK 调制之后的传输信号可以表示为：

$$s_m(t) = s_{m1}(t)g_1(t) + s_{m2}(t)g_2(t)$$

$$s_{m1} = (s_{11} \quad s_{12}) = (\sqrt{E_b} \quad 0)$$

$$s_{m2} = (s_{21} \quad s_{22}) = (0 \quad \sqrt{E_b}), \quad (3-13)$$

其中，基本函数为：

$$g_1(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b}}c(t), & 0 \leq t < T/2 \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b}}c(t-T/2), & T/2 \leq t < T \end{cases}$$

$$g_2(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b}}c(t), & 0 \leq t < T/2 \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b}}c(t-T/2), & T/2 \leq t < T \end{cases} \quad (3-14)$$

其中， $c(\cdot)$ 是某种混沌波形。

我们知道，当

$$E[\int_0^T g_1^2(t)dt] = 1, \quad E[\int_0^T g_2^2(t)dt] = 1 \quad (3-15)$$

和互相关（正交性）：

$$E[\int_0^T g_1(t)g_2(t)dt] = 0 \quad (3-16)$$

满足成立时，可以得到最佳的调制性能。在前面也提到了，由于 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的表达式，式(3-7)是容易满足的，这是由Walsh序列保证的。但式(3-6)却因为混沌信号的非周期性和随机性难以估计和保证，带来了每比特能量的估算问题。

为解决估算问题，我们引入FM-DCSK调制，即先对混沌信号进行模拟调频，再将调频后的混沌信号作为载波进行数字调制。只要比特周期 $T$ 是正余弦信号周期的整数倍，由于周期的正余弦信号的在一个周期内的能量是恒定的，就可以保证FM-DCSK调制后的信号每比特能量不再随机变化。而要保证比特周期 $T$ 是正余弦信号周期的整数倍，只要采用相对混沌信号频率高得多的正余弦信号对混沌信号进行调频，就能很容易的实现。这样，混沌调制方案普遍存在的估算问题就得以解决，或者说在不降低信号传输速率的前提下，式(3-6)得以满足。这样的调制方式就是FM-DCSK调制，它为混沌调制方案应用于现代高速信息传输的通信系统开辟了道路。

可以理解，表征DCSK调制原理的式(3-10)和(3-11)对FM-DCSK同

样适用，只是这里的  $c(\cdot)$  不再是某种混沌波形，而是经过调频的某种混沌波形。

FM-DCSK 的调制过程如图 3-11 所示：

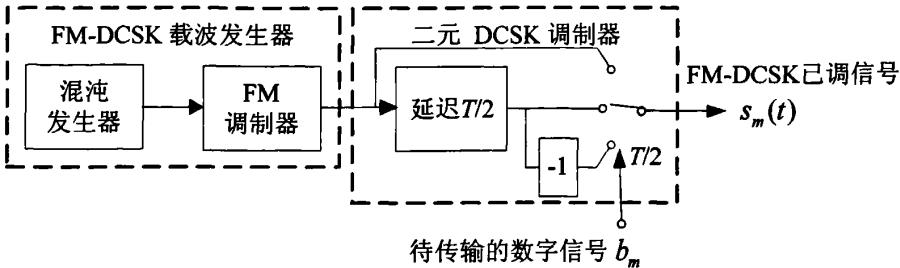


图 3-11 FM-DCSK 的调制原理框图

对比图 3-11 和图 3-8 可以看到，FM-DCSK 调制与 DCSK 调制唯一的不同就在于载波的发生过程：DCSK 直接采用混沌发生器产生的低频混沌信号作为载波，而 FM-DCSK 的载波采用的是经过模拟调频从而频率提高了的混沌信号。

### 3.4.3 FM-DCSK 的解调

因为作为载波的混沌信号的非周期性和随机性，所以在接收端精确恢复作为载波的混沌信号是几乎不可能的。而 FM-DCSK 和 DCSK 一样，是将数字信号影射到每个比特周期前后两个半周期的相关性上，于是可以简单的采用差分相干解调，同时还不用 FM 解调器，从而避免了同步问题。

FM-DCSK 差分相干解调的过程和原理与 DCSK 差分相干解调的一样，解调过程请参阅图 3-9。这里我们详细分析一下有噪情况下差分相干解调的原理：

$$\begin{aligned} z_m &= \int_{T/2}^T [\tilde{s}_m(t) + \tilde{n}(t)][\tilde{s}_m(t-T/2) + \tilde{n}(t-T/2)]dt \\ &= (-1)^{m+1} \int_{T/2}^T \tilde{c}^2(t-T/2)dt + \int_{T/2}^T \tilde{n}(t)\tilde{c}(t-T/2)dt + \\ &\quad (-1)^{m+1} \int_{T/2}^T \tilde{c}(t-T/2)\tilde{n}(t-T/2)dt + \int_{T/2}^T \tilde{n}(t)\tilde{n}(t-T/2)dt \end{aligned} \quad (3-17)$$

其中， $z_m$  为接收到的信号，可以分解为四项之和。信号信息是第一项，第二、三、四项是干扰，不过第四项可以通过信道滤波器消除。因为估算问题解决了， $E[\int_{T/2}^T g_m^2(t)dt] = 1/2$ ，于是我们有  $z_1 \approx +E_b/2$  和  $z_2 \approx -E_b/2$ 。于是可以简单地通

过其结果和 0 的比较恢复出所传输的信号。

对于图 3-9，这里，我想请读者注意一个问题——判决。从图中可以看到，判决电路被独立在二元 DCSK 解调模块之外了。这是为什么呢？在二元 DCSK 解调模块之后直接加判决器，这是 G. Kolumban 等人提出的解调方案，但是，从后面的研究中，会看到，这种经典的解调方案其实是一种硬解调方法。在有些场合，比如和信道编译码相结合时，可能会要求解调方案做软解调，这时就不需要判决器，直接将解调的数据流送入译码模块进行译码，在译码环节里做软判决。我们在第五章中考察 SIMO FM-DCSK 系统与纠错编码的适配性时，正是采用软判决的做法。

到这里，我们可以来解释一下使用调频混沌信号作载波，或者说 FM-DCSK 对混沌通信的另一个重要意义。我们知道，无线通信的电信号一定要先调制到射频（RF）段才能通过天线发射出去，同样在接收端要先把接收到的 RF 信号解调到中频或低频，再作其他处理。而当采用 FM-DCSK 方案时，发射端可以在对混沌信号调频时就直接采用频率在 RF 段的正余弦信号，这样，FM-DCSK 调制后的信号无需再特地进行 RF 调制就可以直接通过天线发射到空中。从前面的叙述中可以看到，FM-DCSK 的解调只需采用和 DCSK 一样的差分相干检测就可以解调出原始发送信号，而无需对 FM 解调。这就意味着，FM-DCSK 应用在无线通信时，尽管空中传输的是 RF 电信号，接收端根本无需额外的 RF 解调器，就可以恢复出发送的数字信号。这无疑将大大减少无线通信硬件实现的复杂度，节约一大笔成本。加之混沌信号的产生也非常简单，所以 FM-DCSK 是一种结构简单、成本低廉的调制方案。

差分相干 FM-DCSK 的理论噪声性能[1]:

$$\text{BER} = \frac{1}{2^{BT}} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \sum_{i=0}^{BT-1} \frac{\left(\frac{E_b}{2N_0}\right)^i}{i!} \sum_{j=0}^{BT-1} \frac{1}{2^j} \binom{j+BT-1}{j-i} \quad (3-18)$$

噪声性能依赖于 RF 带宽  $B_{RF}$ （是信道滤波器带宽  $B$  的两倍）和比特持续时间  $T$ 。 $T$  越小， $B$  越小，噪声性能越好。当  $BT=1$  时，它的噪声性能达到最佳。

FM-DCSK 经过十年的发展，已经相对完善，它不但具有良好的抗多径性能，而且在实现方面也颇为简单。然而在现代通信对传输速率要求越来越高的今天，FM-DCSK 也要提高数据的传输速率，不断的提高差错率性能来满足通

信业务的需要。因此，我们基于这样的考虑，将空间分集引入 FM-DCSK 调制解调系统，构建 SIMO FM-DCSK 系统，在空间维度为 FM-DCSK 的发展开拓了一个新的方向。我们将在下一章中详细介绍 SIMO FM-DCSK 的收发机结构，并对其性能进行大量的仿真分析。

## 第四章 基于 SIMO 架构的 FM-DCSK 方案

### 4.1 空间分集

从第二章的信道小尺度衰落中可以看出，无线信道在时间、频率和空间这三个维度都可能存在选择性衰落。所谓的选择性衰落，实际上是发射机所发送的信息在某一维度上以不同的形式得到体现，我们把这些以不同形式体现的信号称为副本。分集的基本出发点，就是所有的副本在某个时刻全部遭遇深衰落的概率随着副本数的增多变得急剧减小。因此，我们可以在某一的维度上通过相应的分集技术，在接收端对无线信道中独立衰落的多个副本进行处理，从而获得分集增益，以最大限度的补偿衰落对通信系统性能的恶化。例如，时间选择性信道可以通过纠错编码技术和交织技术获得时间分集增益；频率选择性信道可以通过跳频、RAKE 接收技术获得频率分集增益；空间选择性信道可以采用多天线（单发多收，多发单收或者多发多收）技术获得空间分集增益。

与时间分集和频率分集不同的是，空间分集不需要牺牲时间和带宽，仅需要增加天线配置而已。在时频资源日益紧张的今天，空间分集将是一种十分吸引人并且可以显著改善通信系统性能的技术。空间分集按接收天线配置的不同可以分为发射分集和接收分集。采用发射分集时，需要在系统的发送端配置多根天线；相应地，采用接收分集时需要在接收端配置多根天线。本文提出的 SIMO FM-DCSK 采用接收分集技术，为完整性起见，我们在介绍接收分集技术之前也将介绍发射分集技术，详见下文的阐述。

#### 4.1.1 空间发射分集

典型的空间发射分集方案是由 Alamouti 于 1998 年提出的两根天线的编码方案[17]，其后被扩展成为一般的空时分组码方案[11]。Alamouti 方案是一种十分简单而且巧妙的技术，这种方案的第一个符号周期在天线 1 和天线 2 上分别发送不同的符号  $s_1$  和  $s_2$ ，第二个符号周期在天线 1 和天线 2 上发送的信息与第一个符号周期相同，但采用了不同的信号形式，即  $-s_2^*$  和  $s_1^*$ ，其中上标\*表示共

轭。编码矩阵如下：

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

其中每一行表示一根天线，每一列表示一个符号周期。假设在两个符号周期内信道保持不变，则这两个周期内的接收信号（一根接收天线）由下式给出：

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(h_1 s_1 + h_2 s_2) + n_1 \\ y_2 &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(-h_1 s_2^* + h_2 s_1^*) + n_2 \end{aligned} \quad (4-2)$$

其中  $E_s$  是每个周期的符号能量， $h_1$  和  $h_2$  分别表示发射天线 1 和发射天线 2 到接收天线的信道响应， $n_1$  和  $n_2$  是分别两个符号周期中接收天线上的高斯白噪声。

接着，我们定义一个等效的接收信号向量：

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

于是有

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4-4)$$

等效信道矩阵  $\mathbf{H}_{\text{eff}}$  是正交的，于是我们有

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2 \mathbf{I}_2 \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (4-5)$$

其中上标 H 表示矩阵的共轭转置， $\|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2$  是  $\mathbf{H}_{\text{eff}}^H$  与  $\mathbf{H}_{\text{eff}}$  相乘后提取的一个因子， $\mathbf{I}_2$  表示二阶单位阵。这样，符号  $s_i$  ( $i=1,2$ ) 的等效信道就是：

$$z_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2 s_i + \tilde{n}_i \quad (4-6)$$

同时，我们得出每个符号的信噪比

$$\eta = \frac{\|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2 \rho}{2} \quad (4-7)$$

其中  $\rho$  表示接收天线的平均信噪比。由[9]中的推导，我们可以得到符号错误率

的上限如下：

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left( \frac{\rho d_{\min}^2}{8} \right)^{-2} \quad (4-8)$$

其中  $\bar{N}_e$  是调制星座图上邻近的星座点数量， $d_{\min}$  表示调制星座图上的最小欧式距离。从上式可以看出，Alamouti 方案获得了重数为 2 的分集。

Alamouti 方案虽然可以获得全速率的满分集（分集重数等于发送天线数），但是该方案无法在频率选择性信道中直接使用。因此，我们在考虑与 FM-DCSK 相结合的空间分集方案时，采用了接收分集而不是发射分集，下面介绍一下接收分集。

#### 4.1.2 空间接收分集

考虑一个单发多收的 SIMO (Single-input and Multiple-output) 系统。这里为分析简便，仍然假设为信道为平坦衰落（但不表示在频率选择性信道中不可以采用接收分集），信道响应向量表示如下：

$$\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_{M_R}]^T \quad (4-9)$$

其中  $M_R$  是接收天线数。与前一节类似，接收信号向量可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{h} s + \mathbf{n} \quad (4-10)$$

如果接收机采用最大比合并，有

$$\mathbf{z} = \sqrt{E_s} \mathbf{h}^H \mathbf{h} s + \mathbf{h}^H \mathbf{n} = \sqrt{E_s} \|\mathbf{h}\|_F^2 s + \mathbf{h}^H \mathbf{n} \quad (4-11)$$

这里我们假设信道完全已知。在接收天线的间隔大于信道相干距离的情况下，信道的平均误符号率由下式给出[9]：

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \prod_{i=1}^{M_R} \frac{1}{1 + \rho d_{\min}^2 / 4} \quad (4-12)$$

在高信噪比时，上式可以简化为

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left( \frac{\rho d_{\min}^2}{4} \right)^{-M_R} \quad (4-13)$$

可见系统的分集重数等于接收端的天线数  $M_R$ 。

在 FM-DCSK 系统中，由于接收机采用非相干检测，因此在引入空间分集的同时无法采用最优的最大比合并的方案，但可以选择次优的等增益合并，此时接收机不需要对信道进行估计，使得接收机的结构相对最大比合并而言更加简单。可以证明，等增益合并的平均输出信噪比是[19]：

$$\overline{SNR}_E = \overline{SNR} \left[ 1 + (M_R - 1) \frac{\pi}{4} \right], \quad (4-14)$$

其中  $\overline{SNR}$  是输入的每条分支的平均信噪比， $M_R$  为接收天线数。这种次优的方案虽然无法取得最大的分集重数，但对系统性能的改善仍然是相当明显的，详见下一节对 SIMO FM-DCSK 方案的仿真分析。

## 4.2 SIMO FM-DCSK 方案收发机结构

由于空间分集的优越性，我们考虑将其与 FM-DCSK 的频率分集相结合，构成一个 SIMO (Single-input and Multiple-output, 单入多出) 架构的 FM-DCSK 系统，改善 FM-DCSK 在频率选择性信道下的差错率性能。同时，我们在单天线的发射端采用了高阶的 Walsh 函数来区分多个调制子流，在不扩展带宽的情况下使得传输速率得到了成倍的提高。

### 4.2.1 发射机方案

考虑一个携带  $M$  个子流以及配置  $N$  根接收天线的 SIMO FM-DCSK 系统，我们将其表示为  $(M, N)$ 。 $M$  个并行的子流经过独立的 FM-DCSK 调制以后在单根天线上同时发送，与原先的 FM-DCSK 系统相比，该方案获得了  $M$  倍的传输速率。如果用  $f$  表示该系统的全局扩频因子，为了支持  $M$  个子流的并行发送，我们必须采用一个  $2M$  阶的 Walsh 函数，则  $\beta = \frac{f}{2M}$  就表示调制符号流中每个载波子段的扩频因子。在发送的过程中，我们保持  $f$  不变，即保持系统的总带宽不变，而让  $\beta$  随着  $M$  的改变而改变，这样就可以灵活的支持多种速率的传输方式。

发射机第  $m$  个子流的调制信号表示如下：

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^{2M} x_{m,sj} g_j(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (4-15)$$

其中  $T$  表示符号周期（也即比特周期，因为该方案采用二进制调制）， $s$  是信息比特，可以取 0 或者 1， $g_j(t)$  是一组正交的基本函数。以  $M=2$  为例，此时采用四阶 Walsh 函数，表示如下：

$$W_4 = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

由于 Walsh 函数的行向量两两正交，因此每个子流选择该四阶 Walsh 函数中的两个行向量，分别对应信息“0”和信息“1”。例如，第一个子流选择第一个和第二个行向量，第二个子流选择其余的两个行向量，从而形成四个基本函数如下：

$$g_1(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b}/2} c(t), & 0 \leq t < T/4, \\ +\frac{1}{\sqrt{E_b}/2} c(t-T/4), & T/4 \leq t < T/2, \\ +\frac{1}{\sqrt{E_b}/2} c(t-T/2), & T/2 \leq t < 3T/4, \\ +\frac{1}{\sqrt{E_b}/2} c(t-3T/4), & 3T/4 \leq t < T, \end{cases}$$

$$g_2(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b}/2} c(t), & 0 \leq t < T/4, \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b}/2} c(t-T/4), & T/4 \leq t < T/2, \\ +\frac{1}{\sqrt{E_b}/2} c(t-T/2), & T/2 \leq t < 3T/4, \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b}/2} c(t-3T/4), & 3T/4 \leq t < T, \end{cases} \quad (4-17)$$

$$g_3(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b/2}}c(t), & 0 \leq t < T/4, \\ +\frac{1}{\sqrt{E_b/2}}c(t-T/4), & T/4 \leq t < T/2, \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b/2}}c(t-T/2), & T/2 \leq t < 3T/4, \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b/2}}c(t-3T/4), & 3T/4 \leq t < T, \end{cases}$$

$$g_4(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b/2}}c(t), & 0 \leq t < T/4, \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b/2}}c(t-T/4), & T/4 \leq t < T/2, \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b/2}}c(t-T/2), & T/2 \leq t < 3T/4, \\ +\frac{1}{\sqrt{E_b/2}}c(t-3T/4), & 3T/4 \leq t < T, \end{cases}$$

这里,  $c(\cdot)$  表示 FM 调制后的混沌载波,  $E_b/2$  是每个子流的比特能量。当  $M$  个子流同时发送时, 为了能量的归一化, 每个子流的比特能量将变为  $E_b/M$ 。发送信号第  $m$  个子流的结构如图 4-1 所示。

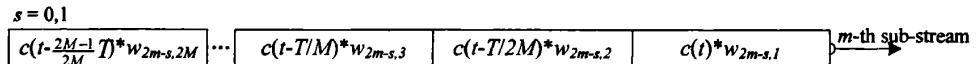


图 4-1 SIMO FM-DCSK 第  $m$  个子流发送信号结构

值得一提的是, 该方案很容易扩展成多用户的情况。在相同的全局扩频因子下, 只要采用更高阶的 Walsh 函数, 将全局扩频分割成更多的子段, 发射机就可以把更多的基本函数分配给不同的用户, 并且可以在用户数量和单用户传输速率方面做到自适应的调整。例如, 当  $M=2$ ,  $f=64$  时, 我们采用 4 阶 Walsh 函数可以支持一个用户的传输, 此时每个子段的扩频因子为  $f/4=16$ 。如果采用 8 阶 Walsh 函数, 我们就可以支持 2 个用户的传输, 此时每个子段的扩频因子为  $f/8=8$ 。本文限于篇幅, 对多用户的分析不再详细展开, 仅仅关注单用户的性能。

#### 4.2.2 接收机方案

假设信号经历一个具有  $L$  抽头的多径衰落信道，则第  $n$  根接收天线在  $t$  时刻的接收信号可以表示为：

$$r_n(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L h_n(l) x_m(t-l) + N_n(t) \quad (4-18)$$

其中  $h_n(l)$  是发送天线和第  $n$  根接收天线之间的第  $l$  条路径的信道响应，其统计特性服从瑞利分布，且各条路径之间相互独立。 $N_n(t)$  是第  $n$  根接收天线上  $t$  时刻的复高斯白噪声，其均值为 0，方差为  $\sigma_n^2$ 。

由于采用了高阶的 Walsh 函数，第 3.4 节中提到的 FM-DCSK 差分解调方法在这里不再适用。于是我们采用 G Kolumban 等人提出的 GML (Generalized Maximum Likelihood) 准则[7]，将每根接收天线上经过 Walsh 向量加权后的解调能量合并再进行判决。GML 准则的基本原理是，把傅立叶分析构造的空间作为观察空间，由于基本函数在该空间的相互分离性，每个信息定义了一个子空间，将接收信号映射到每个基本函数定义的子空间，并计算每个子空间的能量。哪个信息接收到的能量最大，就相应的判为该信息。对这个规则进行改进和简化，通过 Parseval 定理，将能量计算映射到时域进行。G Kolumban 等人给出了二进制 FM-DCSK 接收信号集的能量表达式和解调实现框图，我们将它应用到任意  $M$  个并行子流的情况。对应于第  $m$  个子流的检测过程，经过  $N$  根接收天线处理后的合并能量为

$$E_{m,j} = \frac{1}{2M} \sum_{n=1}^N \int_{T-T/2M}^T \left[ \sum_{i=0}^{2M-1} r_n\left(t-i\frac{T}{2M}\right) \cdot w_{j,2M-i} \right]^2 dt, \quad j = 2m-1, 2m. \quad (4-19)$$

上式中的  $T$  表示比特时间， $r_n\left(t-i\frac{T}{2M}\right)$  表示将第  $n$  根接收天线的信号延迟  $i\frac{T}{2M}$ ， $w_{j,2M-i}$  是第  $m$  个子流选取的 Walsh 向量对应的元素。如果第  $m$  个子流选取向量  $w_{2m-1}$  来表示 “1”，向量  $w_{2m}$  来表示 “0”，则当  $E_{m,2m-1} > E_{m,2m}$  时将接收信号判决为 “1”，而当  $E_{m,2m-1} \leq E_{m,2m}$  时将接收信号判决为 “0”。检测第  $m$  个子流的接收机结构如图 4-2 所示。

必须指出的是，该方案没有采用任何的信道信息，更不需要复杂的 RAKE 接收，这种简单的接收机结构可以使得成本降至最低。在下一节，我们通过仿真来分析 SIMO FM-DCSK 方案在频率选择性的多径信道下的误比特率性能，并将其与 DS-VBLAST（直扩贝尔实验室垂直分层空时码）进行了对比。

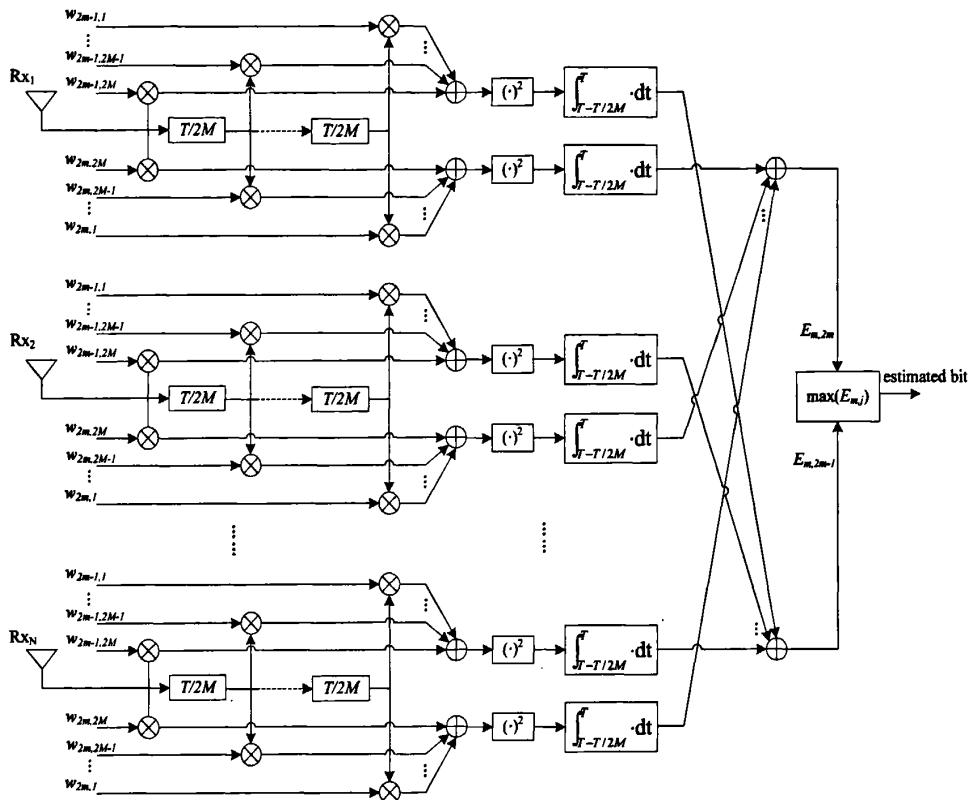


图 4-2 SIMO FM-DCSK 接收机对第  $m$  个子流的检测

### 4.3 SIMO FM-DCSK 的性能及其与 DS-VBLAST 的比较

在以下的仿真中，我们都采用 3 个抽头的频率选择性多径信道，信道响应服从瑞利分布并且相互独立。我们还假设信道的衰落是准静态的，即在远大于比特周期的时间内信道的衰落值保持恒定。3 条径的功率分布为 {0.4, 0.4, 0.2}，延迟为 {0,  $T/64$ ,  $T/32$ }， $T$  表示比特周期，所有的延迟都是码片宽度的整数倍。对第 4.3.1 节的仿真，我们将全局扩频因子  $f$  固定为 128；对第 4.3.2 节的仿真，我们分别选取了  $f=64$  和  $f=128$  进行性能的对比。另外，在所有的仿真中，

FM-DCSK 的混沌信号发生器都采用 Cubic 映射[1]。

#### 4.3.1 SIMO FM-DCSK 的 BER 性能

首先，我们将接收天线数目  $N$  固定为 2，改变发送子流数目  $M$ ，仿真结果如图 4-3 所示。可以看到，子流数目的增加使系统性能发生了恶化。事实上，Walsh 函数是完全正交的，子流之间并不存在干扰。性能发生恶化的原因在于子流数目增多以后，由于总的发射功率不变，因此每个子流的功率就变成原来的  $1/M$ 。理论上，降低一半的发射功率将使 BER 性能产生  $10 \times \lg \frac{1}{2} = -3\text{dB}$  的恶化。可见子流数目每增大一倍，系统性能就将恶化 3dB。这个推断从图中得到了验证：在高信噪比时， $M=2$  的 BER 性能比  $M=1$  时恶化了 3dB， $M=4$  的 BER 性能又比  $M=2$  时恶化了 3dB。

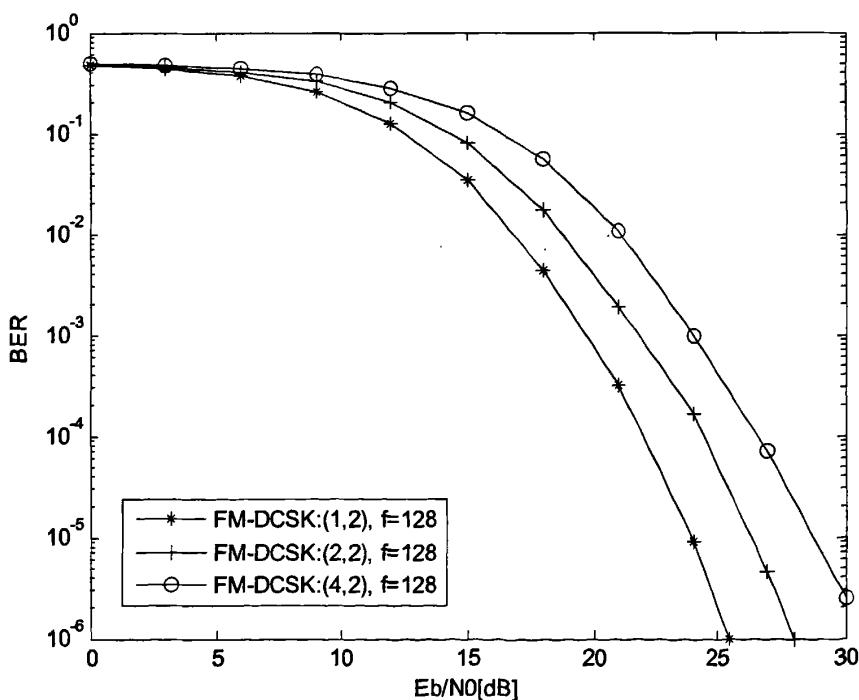


图 4-3 多径衰落信道下 SIMO FM-DCSK 系统 BER 性能，  
 $M=1,2,4, N=2, f=128$

接着，我们将发送子流数目  $M$  固定为 2，改变接收天线  $N$  的个数，仿真结果如图 4-4 所示。我们看到，从  $N=1$  到  $N=2$ ，SIMO FM-DCSK 系统的 BER 性能获得了显著的提升，这正是由于接收天线的空间分集带来的增益所致。但是分集增益随着接收天线数的增多变得越来越小，例如，从  $N=3$  到  $N=4$  的增益就要比从  $N=2$  到  $N=3$  的增益要小一些。可见分集增益存在一个极限值，我们必须根据具体的场合来配置接收天线个数。

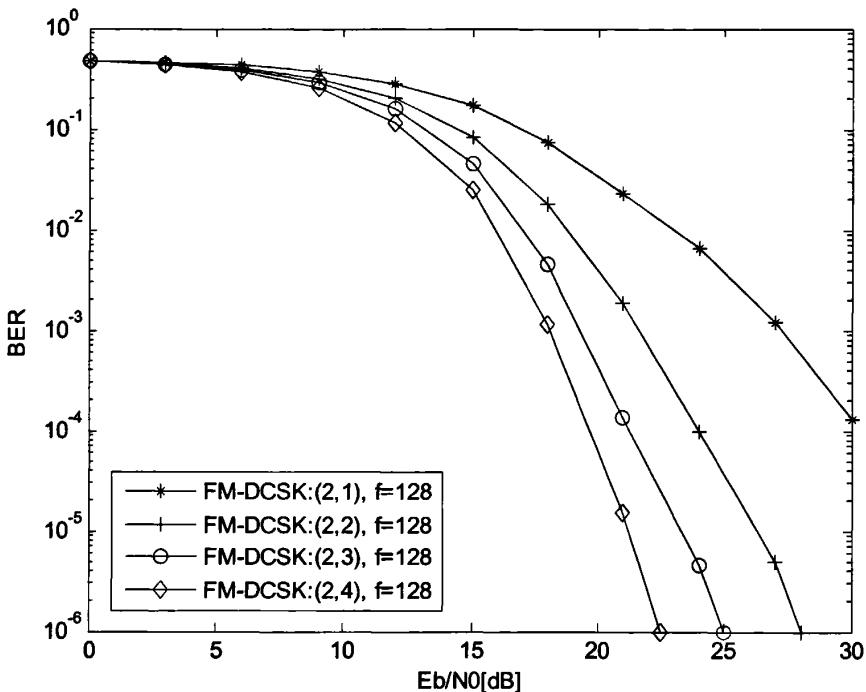


图 4-3 多径衰落信道下 SIMO FM-DCSK 系统 BER 性能，  
 $M=2, N=1,2,4, f=128$

#### 4.3.2 SIMO FM-DCSK 与 DS-VBLAST 的对比

在这里，我们要先简要介绍一下 DS-VBLAST，以便下面的仿真比较。VBLAST 多天线复用方案最早由贝尔实验室的 G. J. Foschini 等人提出，这种方案也在 CDMA 系统中得到了应用。我们把[18]中的 CDMA-VBLAST 简化为单用户的 DS-VBLAST，这样就可以与 SIMO FM-DCSK 方案进行比较。与第 4.2 节的表示方法类似，我们将一个具有  $M$  根发射天线和  $N$  根接收天线的

DS-VBLAST 系统也表示为  $(M, N)$ 。采用  $m$  序列作为扩频码，因其自相关特性较好，可以有效对抗多径衰落。注意到  $m$  序列的长度为奇数，而 SIMO FM-DCSK 中的扩频因子都是偶数，因此我们在  $m$  序列的末尾补上一位“0”，保证二者具有相同的带宽效率。

在一个 MIMO (Multiple-input Multiple-output, 多入多出) 多径信道下，我们将系统模型用矩阵的形式表示如下[20]：

$$\begin{aligned} R &= [r_1, \ r_2, \ r_3, \ \cdots \ r_N]^T = HX + N_0, \\ X &= [x_1, \ x_2, \ x_3, \ \cdots \ x_M]^T, \\ x_m &= \begin{bmatrix} x_{m,1} & x_{m,2} & x_{m,3} & \cdots & x_{m,k} \\ 0 & x_{m,1} & x_{m,2} & \cdots & x_{m,k-1} \\ 0 & 0 & x_{m,1} & \cdots & x_{m,k-2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & x_{m,k-L+1} & x_{m,k-L} \end{bmatrix}, \quad (4-20) \\ H &= \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix}, \\ h_{n,m} &= [h_{n,m}(1) \ h_{n,m}(2) \ \cdots \ h_{n,m}(L)], \end{aligned}$$

其中  $r_n$  是第  $n$  根接收天线的接收信号，上标  $T$  表示矩阵转置， $H$  表示信道矩阵， $h_{n,m}$  表示第  $m$  根发射天线和第  $n$  根接收天线之间的信道响应，矩阵  $X$  表示经过 BPSK 调制后的扩频信号，而  $N_0$  则是复高斯白噪声矩阵。

接收端采用 RAKE 接收机来收集多个路径的信号，其后再经过一个 MMSE 检测器。MMSE 检测器将采用以下矩阵进行每条路径信号的检测：

$$H_l = \begin{bmatrix} h_{1,1}(l) & h_{1,2}(l) & \cdots & h_{1,M}(l) \\ h_{2,1}(l) & h_{2,2}(l) & \cdots & h_{2,M}(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,1}(l) & h_{N,2}(l) & \cdots & h_{N,M}(l) \end{bmatrix}, \quad (4-21)$$

而后产生一个 MMSE 加权向量：

$$w_l = [H_l^H H_l + \sigma^2 I_M]^{-1} H_l^H, \quad (4-22)$$

其中上标  $H$  表示共轭转置， $\sigma^2$  表示噪声方差， $I_M$  是一个  $M$  阶单位阵。第  $l$  条路径的检测输出是：

$$\hat{y}_l = w_l R_l, \quad (4-23)$$

其中  $R_l$  表示 RAKE 接收机的第  $l$  个分支的输出。最终的判决以 0 为门限，表示为：

$$\hat{X} = g\left(\sum_{l=1}^L \hat{y}_l\right). \quad (4-24)$$

图 4-5 到图 4-8 给出了 SIMO FM-DCSK 和 DS-VBLAST 两种方案在多径衰落信道下的 BER 性能对比，仿真过程中我们始终保持二者的带宽效率相等。图中的实线分别表示 SIMO FM-DCSK 和 DS-VBLAST 的 BER 性能，而虚线则表示采用 RAKE 接收机的 SISO（单发单收）系统和采用单个子流单天线接收的 FM-DCSK 系统。我们可以看出，不管是 (2, 4) 系统还是 (4, 8) 系统，不管扩频因子是 64 还是 128，在  $BER=10^{-6}$  时，SIMO FM-DCSK 方案都比 DS-VBLAST 体现出更好的性能，也就是说，前者可以比后者节约更多的发射功率。同时我们也看到，当  $BER=10^{-3}$  时，SIMO FM-DCSK 就不如 DS-VBLAST 有优势。可见前者相对后者具有优越性的应用范畴在于一些对差错率要求比较高的业务，例如高速数据业务；而像语音业务这种对差错率要求不高的业务，则并不适合 SIMO FM-DCSK 的应用。

我们注意到，在高信噪比下，SIMO FM-DCSK 曲线斜率比 DS-VBLAST 要大的多。可见前者的 BER 性能主要受制于噪声，只要噪声降低到一定的量级，其 BER 就下降的十分迅速；而后者的 BER 性能则主要受制于子流间的干扰，尽管噪声功率下降了，但 BER 的下降并不显著。

另一方面，从图中实线与虚线的对比可以看出，SIMO FM-DCSK 方案与其传统的单个子流单天线接收的方案相比，不仅在传输速率上得到了显著提高，其 BER 性能也具有明显的优势；而 DS-VBLAST 系统相对其采用 RAKE 接收的 SISO 系统而言，虽然传输速率得到了提高，但 BER 在大部分情况下都稍微有些恶化，只有在 (4, 8) 系统的高信噪比部分才获得了与传统的 SISO 系统相当的性能。

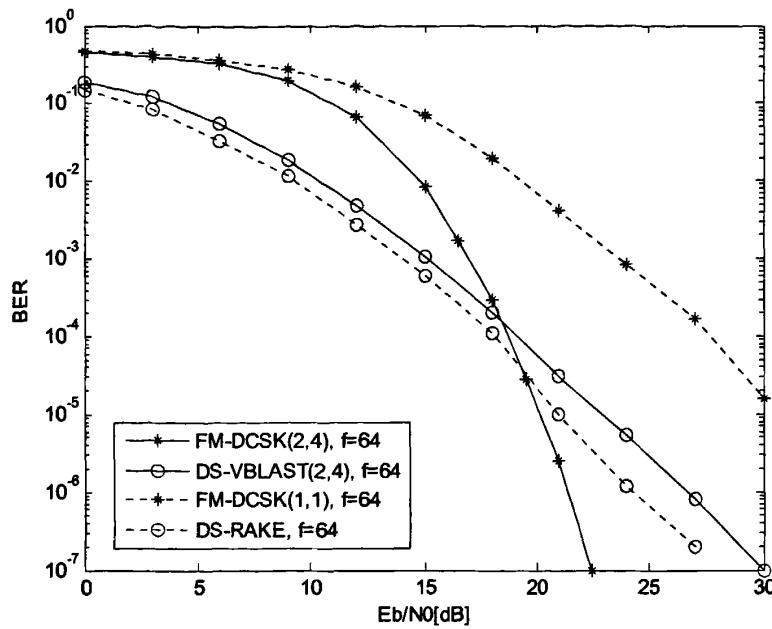


图 4-5 多径衰落信道下 SIMO FM-DCSK 与 DS-VBLAST 的 BER 性能比较

$$M=2, N=4, f=64$$

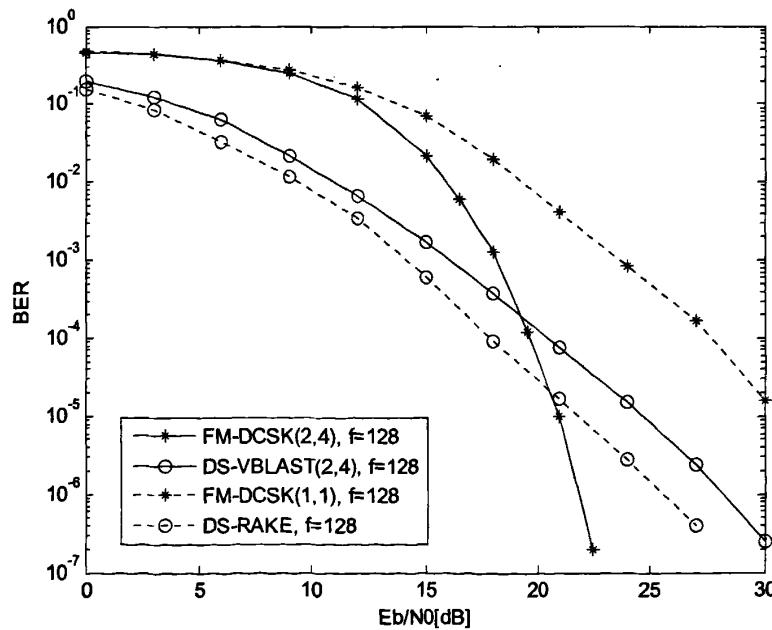


图 4-6 多径衰落信道下 SIMO FM-DCSK 与 DS-VBLAST 的 BER 性能比较

$$M=2, N=4, f=128$$

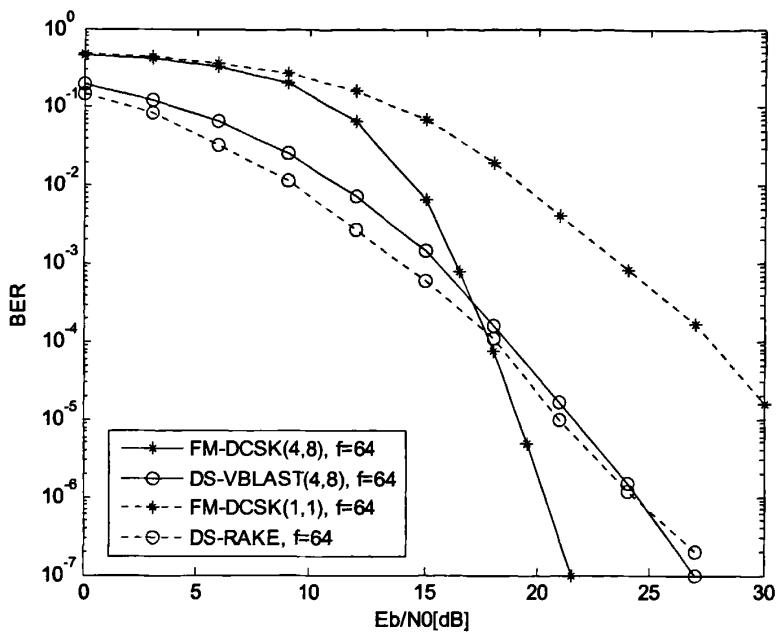


图 4-7 多径衰落信道下 SIMO FM-DCSK 与 DS-VBLAST 的 BER 性能比较

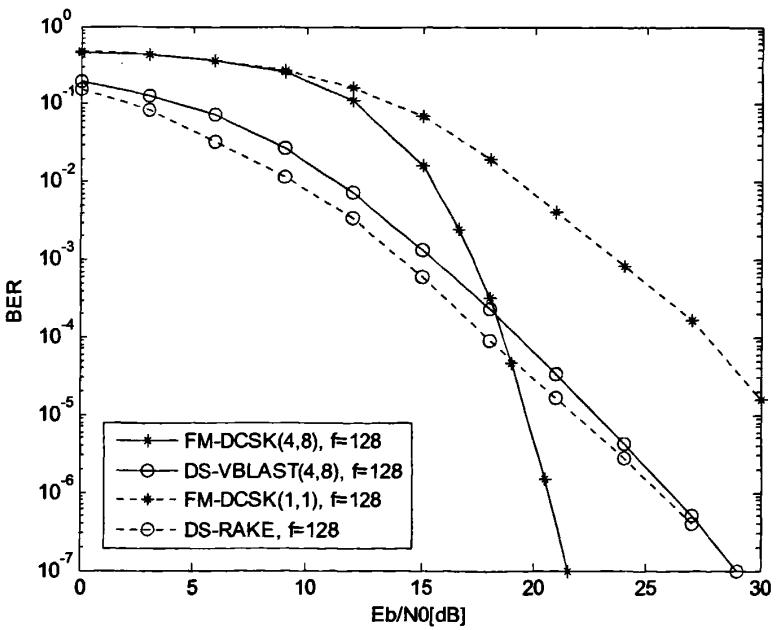
 $M=4, N=8, f=64$ 

图 4-8 多径衰落信道下 SIMO FM-DCSK 与 DS-VBLAST 的 BER 性能比较

 $M=4, N=8, f=128$

## 4.4 小结

通过本章在多径信道下的仿真及分析，我们可以得出以下结论[21]：

- 1、SIMO FM-DCSK 的 BER 性能随子流数目的增大而产生恶化，子流数每增大一倍，BER 将恶化 3dB。这是由子流数目增大后每个子流的功率减小所致。
- 2、SIMO FM-DCSK 的 BER 性能随接收天线数目的增大获得了显著的分集增益。但分集增益并非没有上限，随着接收天线数的增多，每增加一根天线带来的增益将逐渐减小。
- 3、与 DS-VBLAST 方案相比，SIMO FM-DCSK 在  $BER=10^{-6}$  情况下具有明显的性能优势，可见后者适用于数据传输的场合。特别地，后者不需要前者所必需的信道估计、RAKE 接收、MMSE 检测等复杂的算法，使得 SIMO FM-DCSK 方案更具竞争力。

## 第五章 SIMO FM-DCSK 与纠错编码适配性问题

前一章的所有仿真实验，都仅仅限于 SIMO FM-DCSK 方案本身，包括与 DS-VBLAST 系统的一些对比分析。但是，从第二章中我们就知道，通信系统的构成还包括很多部分，其中很重要的一部分就是纠错编码。在这一章，我们将要研究 SIMO FM-DCSK 与几种常用的纠错编码方案的适配性问题，希望可以从中发现某种适合该传输架构的优良的纠错编码方案，以构成一个相对完整的通信系统，为 SIMO FM-DCSK 方案在实际通信系统中的应用提供一定的参考。

### 5.1 纠错编码原理

信道编码，也称为纠错编码，指得是一类用于提高通信质量的信号传输设计，使信号能够更好的抵御多种信道损害的影响，如噪声、干扰和衰落等[22]。

信道编码的主要原理和过程是：在信息序列中插入一些有特定结构的冗余，使得误码在接收端能够被检测出来或得到自动纠正。与未编码信号相比，编码过程提高了已编码信号的距离特性。未编码长度与已编码长度之比定义为码率  $R$  ( $0 < R \leq 1$ )。一般（但并非绝对）来说，码率越小，带宽效率越低，但检错和纠错能力越强。可见，信道编码，是通过牺牲频带资源，来换取误码性能的提高的。如今已提出的编码方案很多，总的来说，可以分为分组码、卷积码以及更为复杂的级联码等。怎样的编码方案才是好的编码方案呢？度量好码和设计构造好码的标准是什么？这就是香农定理。

#### 5.1.1 香农限

1948 年，美国贝尔实验室的 Claude E. Shannon 在贝尔技术杂志上发表了题为 “A mathematical theory of communication” 的论文[23]，这是一篇关于现代信息和编码理论的奠基性论文，它的发表标志着现代信息与编码理论这一学科的创立。Shannon 在该文中提出了信道编码理论，即任一通信信道都有一个参数  $C$ ，称之为信道容量，如果通信系统所要求的传输速率  $R$  小于  $C$ ，则存在一种编码

方法，当码长  $n$  充分长并采用最大似然译码时，系统的错误概率可以达到任意小。虽然 Shannon 只是给出了一个存在性定理，但却开创了信道编码理论这一富有活力的研究领域，此后，编码科学家们一直朝着 Shannon 指出的方向努力，寻找 Shannon 提出的“好码”成为编码科学家们不懈追求的目标。

这里，我们先来介绍一下卷积码，因为它是一种成熟的商用码型，CDMA 中语音业务的信道编码部分就是采用卷积码。

### 5.1.2 卷积码

卷积码是 Elias 于 1955 年提出的，它与分组码最大的不同在于，卷积码的编码中，本组的  $n_0 - k_0$  个校验元不仅与本组的  $k_0$  个信息元有关，而且还与以前各时刻 ( $k_0(l_0 - 1)$ ) 输入编码器的信息有关。同样，在卷积码的译码过程中不仅要从本时刻接收到的码组中提取译码信息，而且还要利用以前或以后各时刻的接收码组提取有关信息。这样的卷积码记为  $(n_0, k_0, l_0)$  卷积码。

正是由于在卷积码的编码过程中充分利用了各码组之间的相关性，而且  $n_0$  和  $k_0$  比较小，因此在与分组码同样的码率  $R$  和设备复杂度条件下，卷积码的性能不比分组码差，而且实现最佳和准最佳译码也比分组码容易。所以，从信道编码定理来看，卷积码是一种非常有前途的码类[24]。

卷积码的优势是  $n_0$  和  $k_0$  比分组码小，因此译码可以做得更容易。目前卷积码有三种比较好的译码方法：1961 年由 Wozencraft 提出，1963 年由 Fano 改进的序列译码，这是基于码图结构上的一种准最佳概率译码；1963 年由 Massey 提出的门限译码，这是一种利用码代数结构的代数译码，类似于分组码中的大数逻辑译码；1967 年由 Viterbi 提出的 Viterbi 算法，这是基于码的网图结构的一种最大似然译码算法，是一种最佳的概率译码方法[25]。

然而，卷积码绝不是一种最优秀的纠错编码码型。在多种高效的纠错编码方案中，我们选取了具有代表性的 LDPC 码和 PA 码来进行更多的对比研究。

## 5.2 LDPC 码和 PA 码

### 5.2.1 分组码和 LDPC 码

分组码是把  $k$  个信息比特的序列编成  $n$  个比特的码组，每个码组的  $n-k$  个校验位仅与本码组的  $k$  个信息位有关，而与其他码组无关。一定码率条件下，分组码的码组长度  $n$  越大，它的纠错能力越强，同时编译码时因存储整个信息码组而产生的译码延时就越大，因此长帧传输时不太适合实时通信。下面介绍一下目前发现的在 AWGN 信道下最接近香农限的分组码 LDPC 码。

LDPC (Low Density Parity-Check, 低密度奇偶校验) 码最早是由 Gallager 在 1962 年提出出来的一种线性分组码[26]。不同于一般分组码用生成矩阵  $G$  描述，它是用校验矩阵  $H$  描述。LDPC 码的低密度表现在校验矩阵  $H$  具有稀疏性，即它每行和每列的“1”的个数相对于分组长度而言很小。LDPC 码的性能主要依赖于它的校验矩阵  $H$  和译码算法。所以，寻找好的  $H$  就显得尤为重要。而对于后者，采用的是迭代译码和信度传递算法 (BP)。该算法在时间上具有线性的译码复杂度，纠错性能优秀。最好的实验结果显示，LDPC 码在二进制 AWGN 信道下离香农限只有 0.0045dB[27]。

LDPC 码可以分为规则和不规则两种。规则  $(n, k)$  LDPC 码，是一种线性分组码，它的奇偶校验矩阵  $H$  每列含有  $wc$  个“1”，每行含有  $wr$  个“1”。其中  $wr = wc \cdot n / (n - k)$ ，且  $wr \ll n$ 。为保证好的性能， $wc$  至少为 3。如果  $H$  是低密度的，但它每一行或每一列的“1”的个数不为常数，则为不规则 LDPC 码，不规则 LDPC 码性能比规则的好。

LDPC 码可以方便的用双边图来表示。双边图一侧为变量点，一侧为校验点。变量点  $i$  与校验点  $j$  之间有无连线，取决于校验矩阵  $H$  的元素  $h_{ji}$  是否为“1”。对于规则的 LDPC 码，每个变量点连接  $wc$  个校验点，每个校验点连接  $wr$  个变量点，且有  $(n - k) \cdot wr = n \cdot wc$ 。从而码率  $R = k/n = (wr - wc)/wr$ 。

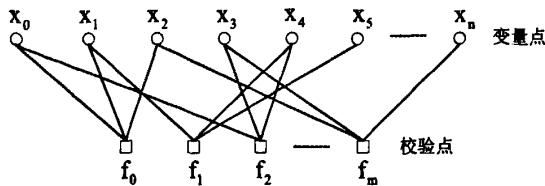


图 5-1 LDPC 码的双边图

在 LDPC 码的译码过程中，首先构造满足稀疏条件的校验矩阵  $H$ 。这个过程中，必须避免“环”特别是长为 4 的环的出现。通过  $G \cdot H^T = 0$  得到生成矩阵  $G$ 。若信源为  $S$ ，则编码过程可描述如下： $U = S \cdot G$ 。

LDPC 码的译码通常借鉴迭代思想，采用信度传播算法，配上软判决译码，性能最好。而在进行 BP 算法时，计算变量点和校验点之间传递的信息是通过和积算法来实现的。和该算法与双边图紧密相关。边上传递的信息分两种：变量点到校验点和校验点到变量点。变量点  $i$  到校验点  $j$  传递的是，通过除第  $j$  个的其他 ( $wc-1$ ) 个校验方程得到的第  $i$  个变量点为 1 或 0 的概率。校验点  $j$  到变量点  $i$  传递的是，第  $i$  个变量点为 1 或 0 时满足第  $j$  个校验方程的概率。

LDPC 码的译码过程简单描述如下：

- ① 初始化；
- ② 迭代计算变量点到校验点，这是和积算法的“和”算法；
- ③ 迭代计算校验点到变量点，这是和积算法的“积”算法；
- ④ 计算后验概率；
- ⑤ 判决。

### 5.2.2 级联码和 PA 码

通信系统中需要一种功能强大的码，以满足对高质量通信的要求。级联编码（Concatenated Codes）便是作为一种产生高纠错能力长码的实用技术被提出的[28]，并且越来越受到人们的关注。它将两个或多个码（称为分量码）级联，使总码长增加，得到优异的性能，同时不会带来系统硬件的复杂度的增加。最基本的两级级联有串行级联和并行级联两种方式。无论是哪种级联方式，为了抗突发性的错误，交织（interleaving）技术被广泛地应用在级联的分量码之间。

串行级联和并行级联的基本结构见图 5-2(a)和(b)。交织器 (interleaver) 模块用虚线标示，意思是交织器不是必需的，可能有也可能没有。

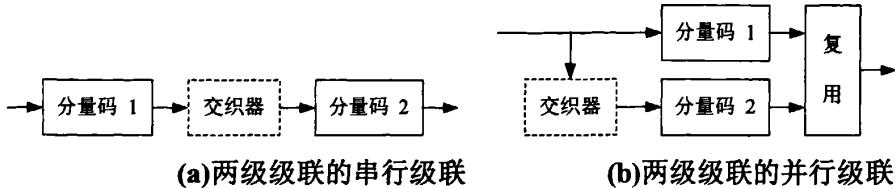


图 5-2 两级级联的串行级联和并行级联的方框图

由于译码工作针对分量码分别完成，因此，与要得到同样的错误率所需的单级译码器相比，系统的复杂性大大降低。

PA 码 (Product Accumulate code)，2001 年由 Jing Li 提出[29]，是一种同时具有良好性能、低译码复杂度、规则结构和在  $1/2$  之上码率灵活可调的编码。PA 码是一种串行级联码：由基于单校验的乘积码、交织器和码率为 1 的递归卷积码，串行级联而成。PA 码是线性时间可编码和线性时间可译码的，译码复杂度比 Turbo 码低得多，误码地板也比较低。加之它简单规则的结构，实现起来更加容易。文献[30]的研究发现，在 AWGN 信道和  $1/2$  码率下，长帧的 PA 码具有比 LDPC 更加优异的 BER 性能。

如图 5-3 所示，PA 码的外码是单校验乘积码，内码是码率为 1 的递归卷积码（形式为  $1/(1+D)$  的递归卷积码又称积累码），内码与外码之间由随机交织器相连。

图 5-3 中给出的是 I 型 PA 码 (II 型 PA 码是 I 型的特例，这里不再赘述)，其外码是由两个单校验 (Single-Parity-Check, SPC) 码经交织器并行级联而成。每路分支都是码率为  $t/(t+1)$  的单校验码，当输入  $P$  段长度为  $t$  位的信息比特时，每路分支将输出  $P$  位的校验比特，所以 I 型 PA 码的参数可写为  $(N, K, R) = (P(t+2), Pt, t/(t+2))$ ，其中  $K$  表示输入的信息位长度， $N$  表示编码输出的码字长度， $R$  表示码率。

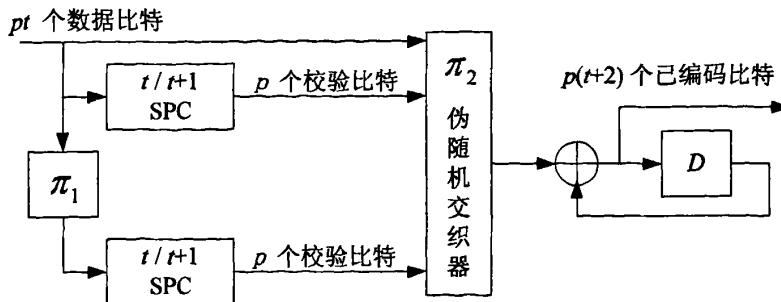


图 5-3 I型 PA 码的编码结构

PA 码采用 Turbo 迭代译码的原理，通过交换内码和外码的之间的软信息进行迭代（称为 turbo 迭代），即任何一个分量码生成的外信息作为另一个分量码的先验信息（*a priori information*）。图 5-4 表示整个译码结构的因子图，圆圈代表变量点，方块代表校验方程， $x_i (1 \leq i \leq n)$  表示经过外码编码后的比特， $y_i (1 \leq i \leq n)$  表示经过内码编码后的比特。其中，外码采用类似于 LDPC 的迭代译码（称为 local 迭代），内码采用两状态的 BCJR 算法，具体的译码过程这里就不详细给出了，有兴趣的读者可以参阅相关资料[31][32]。

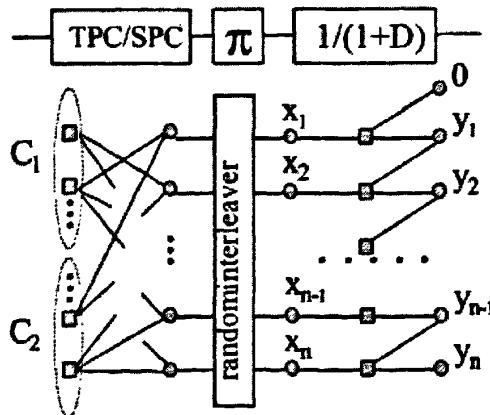


图 5-4 PA-I 的因子图

### 5.3 加入纠错编码的 SIMO FM-DCSK 及其性能

下面我们将通过仿真来分析加入纠错编码的 SIMO FM-DCSK 系统的性能。

系统结构如下：在信源之后加入纠错编码模块，然后进行 SIMO FM-DCSK 调制到多个子流，调制信号经过多径衰落信道后到达接收天线，由接收机解调下来后送入译码模块，最后是判决输出，整个流程如图 5-5 所示。

仿真中 SIMO FM-DCSK 的配置采用  $M=2, N=4$ ，纠错编码我们选取卷积码、LDPC 码和 PA 码进行比较，各种码型的配置如下：卷积码采用  $(2, 1, 3)$  结构以及 MAP (Maximum A Posteriori, 最大后验概率) 译码；LDPC 码的校验矩阵  $H$  为非规则，采用 BP 译码算法；PA 码的码型为 I 型，译码采用最小和算法。其余关于 SIMO FM-DCSK 调制器的参数以及信道参数都与第 4.3 节中的仿真配置相同。

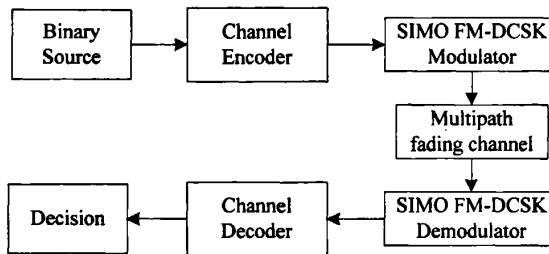


图 5-5 加入纠错编码的 SIMO FM-DCSK 系统框图

图 5-6 给出了  $1/2$  码率编码的 SIMO FM-DCSK 系统在多径衰落信道下的 BER 性能。我们看到，帧长从 1200 比特增大到 9600 比特的过程中，加入三种纠错编码的 SIMO FM-DCSK 系统的 BER 性能都得到了提升。同时，在高信噪比下 LDPC 码和 PA 码表现出比卷积码优异得多的纠错能力，对系统性能的提升尤为明显。图中帧长为 1200 比特的 PA 编码系统的 BER 曲线出现了错误地板，这是由于短帧情况下交织深度不够所致，同样的地板也可以在文献[32]中看到。尽管在短帧时存在错误地板，但是 PA 编码的系统在帧长增大到 4800 比特和 9600 比特后就消除了错误地板，获得了比 LDPC 码更加优越的性能。当各种编码的码率变为  $2/3$  时，上述的结论仍然成立，仿真结果见图 5-7。

从图 5-6 到图 5-7，我们看到码率从  $1/2$  提高到  $2/3$  后加入 PA 编码的 SIMO FM-DCSK 系统的 BER 不升反降。这就说明 PA 编码的 SIMO FM-DCSK 系统并非码率越低性能越好，可能存在着一个使得系统性能得到最大优化的最佳码率。

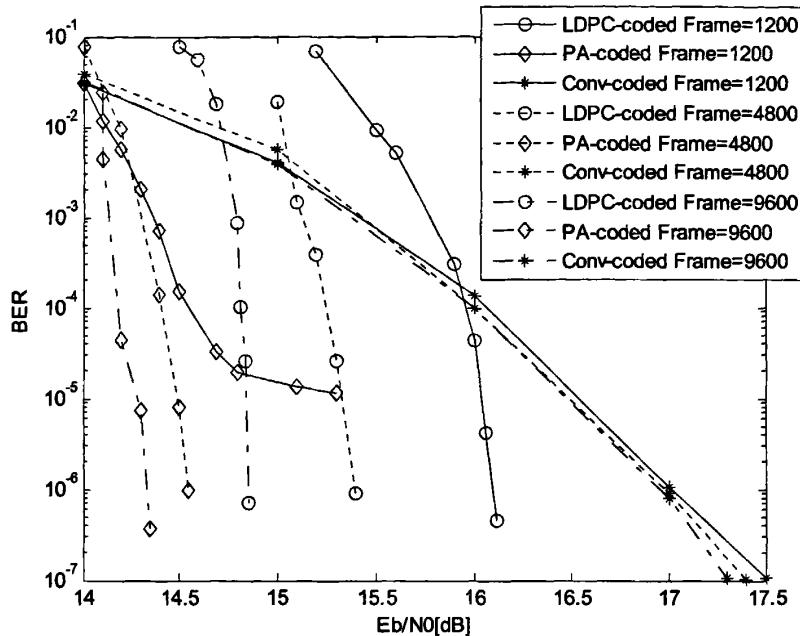


图 5-6 多径衰落信道下加入纠错编码的 SIMO FM-DCSK 系统 BER 性能  
码率为 1/2, 帧长 1200,4800,9600

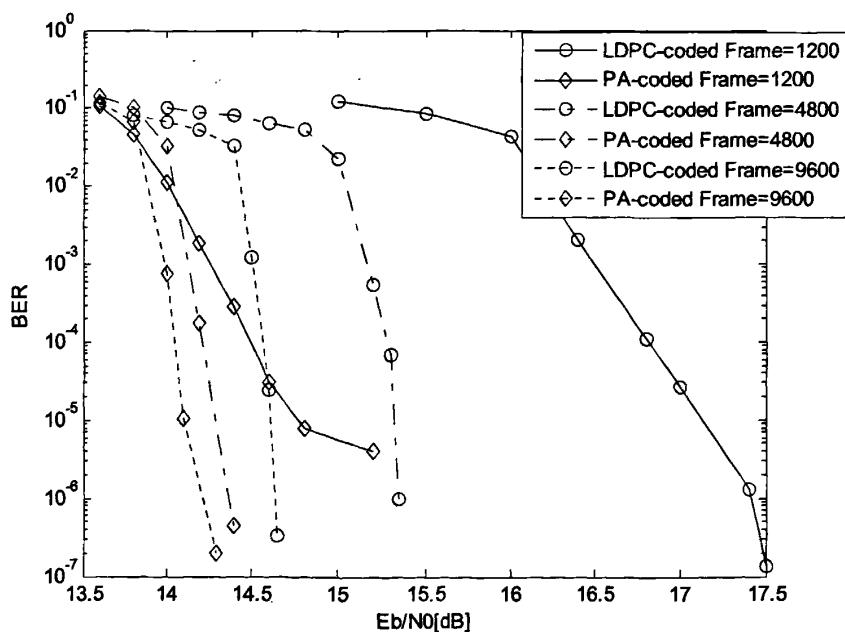


图 5-7 多径衰落信道下加入纠错编码的 SIMO FM-DCSK 系统 BER 性能  
码率为 2/3, 帧长 1200,4800,9600

于是，我们分别针对语音业务（ $\text{BER}=10^{-3}$ ）和数据业务（ $\text{BER}=10^{-6}$ ）的要求对 PA 编码的 SIMO FM-DCSK 系统进行了仿真，采用 4800 比特的帧长测出其在不同码率下分别满足两种业务所需的最小  $E_b/N_0$  值，如图 5-8 所示。从图中我们可以看出在  $1/2$ 、 $3/5$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ 、 $4/5$ 、 $7/8$  这些码率中， $2/3$  码率不论在语音传输的场合还是在数据传输的场合，所需的最小  $E_b/N_0$  都比其他码率要低。同时我们回过头来看到在图 5-7 中，帧长 4800 比特码率  $2/3$  的 PA 码编码系统不存在错误地板，且与 LDPC 码相比获得了  $1\text{dB}$  的功率增益，比帧长为 9600 比特时获得的增益更大。综上可知，PA 码是一种最适合 SIMO FM-DCSK 在多径衰落信道下传输的纠错编码，而 4800 比特的帧长和  $2/3$  码率则是对该系统来说相对合适的参数配置。

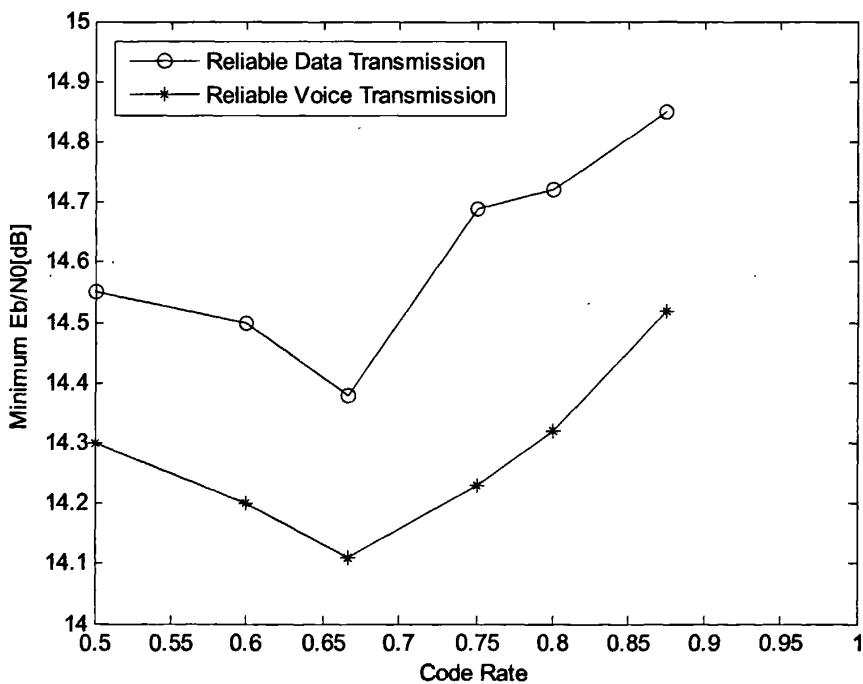


图 5-8 多径衰落信道下 PA 编码的 SIMO FM-DCSK 系统所需最小  $E_b/N_0$  与码率的关系，帧长 4800

## 5.4 小结

通过上节在多径信道下的仿真实验，我们可以得出下列结论[33]：

- 1、PA 编码的 SIMO FM-DCSK 方案与 LDPC、卷积码相比表现出更加优越的 BER 性能。尽管前者在短帧情况下存在地板，但中长帧时则表现优异。因此，PA 编码的 SIMO FM-DCSK 系统适合于中长帧传输。
- 2、在中长帧传输情况下，PA 编码的 SIMO FM-DCSK 系统的最佳码率是  $2/3$ 。

## 第六章 结束语

本文在 FM-DCSK 技术的频率分集基础上引入了空间分集的思想，通过在接收端配置多个接收天线构成 SIMO 系统，使系统获得了显著的分集增益。同时，我们在发送端使用高阶 Walsh 函数区分子流，在不增加带宽的情况下使传输速率实现了数倍的增长，并且该方案容易做到多用户的扩展，可以在用户数量和单用户传输速率方面做到自适应的调整。该方案不需要严格的同步机制，无需信道估计，无需复杂的 RAKE 接收技术，收发机都可以做到简单低廉，与 DS-VLAST 方案相比，在高速的数据应用场合具有相当的优势。通过在多径衰落信道下的仿真我们发现：

- 1、在总的发射功率不变的情况下，子流数目每增大一倍，系统性能将出现 3dB 的恶化。
- 2、接收天线数目的增多可以给系统带来更多的分集增益，但分集增益并非没有上限，天线数量增多以后，每增加一根天线所带来的增益将越来越小。
- 3、在  $BER=10^{-6}$  时，SIMO FM-DCSK 方案的性能优于 DS-VBLAST；而在  $BER=10^{-3}$  时，SIMO FM-DCSK 方案的性能则不如 DS-VBLAST。可见本文所提的 SIMO FM-DCSK 方案最适合的应用场合应该是数据业务，而不是语音业务。

紧接着，我们又将该方案与几种具有代表性的纠错编码结合，研究各种码型在不同的帧长、不同的码率情况下的性能表现。从仿真结果可以知道：

- 1、在多径衰落信道下，PA 码是一种比较适合 SIMO FM-DCSK 传输方案的纠错码型。但是从前面的仿真图中我们也看到 PA 码在短帧传输时存在 BER 的错误地板，因此实际应用时我们应该采用中长帧的传输方式。
- 2、PA 编码的 SIMO FM-DCSK 系统并非码率越低性能越好， $2/3$  码率是一个最优码率，此时系统可以获得最佳的 BER 性能。

综上所述，我们完全有理由相信，本文所提出的 SIMO FM-DCSK 方案由于其简单的结构和优异的性能，再结合 PA 码这种编码灵活、译码简单的纠错码型，有望成为未来无线通信领域的一种备选传输方案。

## 参考文献：

- [1] C. K. Tse and F. C. M. Lau, *Chaos-Based Digital Communication Systems*, Springer-Verlag, New York, 2003.
- [2] G. KolumbPn, G. Kis, M. P. Kennedy and Z. Jik6, “FM-DCSK: A new and robust solution to chaotic communications”, in Proceedings NOLTA 1997, Hawaii, pp. 117-120.
- [3] Tam W. M., F. C. M. Lau and C. K. Tse, Generalized correlation-delay-shift-keying scheme for noncoherent chaos-based communication systems, *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 53, Issue 3, Mar. 2006, pp. 712-721.
- [4] Ji Yao and A. J. Lawrence, Performance analysis and optimization of multi-user differential chaos-shift keying communication systems, *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 53, Issue 9, pp. 2075-2091, Sept. 2006.
- [5] G. Kolumban, M. P. Kennedy, G. Kis and Z. Jako, FM-DCSK: A novel method for chaotic communications, *Circuits and Systems, 1998. ISCAS '98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Volume 4, 31 May-3 June 1998*, vol. 4, pp. 477-480.
- [6] M. P. Kennedy, G. Kolumban, G. Kis, Z. Jako, Performance evaluation of FM-DCSK modulation in multipath environments, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 12, Dec. 2000, pp. 1702-1711.
- [7] G. Kolumban, G. Kis, F. C. M. Lau, C. K. Tse, Optimum noncoherent FM-DCSK detector: application of chaotic GML decision rule, in *Proc. ISCAS 2004/IEEE*, vol. 4, May 23-26, 2004, pp. 597-600.
- [8] L. F. Ye, G. R. Chen and L. Wang, Essence and advantages of FM-DCSK technique versus conventional spread-spectrum communication methods, *Circuits, Systems and Signal Processing, Special Issue, Sep./Oct. 2005*, pp. 657- 673, vol. 24, No. 5.
- [9] Arogyaswami Paulraj, Rohit Nabar, Dhananjay Gore. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [10] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over rich-scattering wireless channel, in *Proc. URSI Int. Symp. on Signals, Systems, and Electronics*, Sept 1998.

- [11] Branka Vucetic, Jinhong Yuan著, 王晓海等译. 空时编码技术. 机械工业出版社, 2004.
- [12] Hui Li, Xuchu Dai, Peixia Xu, “A CDMA Based Multiple-Access Scheme for DCSK”, Proc.CASET2004/IEEE, Shanghai, China, May31-June2, 2004.
- [13] Bernard Sklar, Digital Communications: Fundamentals and Applications, 2<sup>nd</sup> Edition, Prentice Hall, 2001.
- [14] G.Kolumb'an, B.Vizv'ari, W.Schwarz, and A.Abel, Differential chaos shift keying:A robust coding for chaotic communication, in Proc. NDES'96, Seville, Spain,June 27-28, 1996.
- [15] W. Jakes. Microwave Mobile Communications. Wiley, NewYork, NY, 1974.
- [16] M. P. Kennedy and G. Kolumban,“Chaotic modulation: from BCSK to FM-DCSK, ” IEEE-ISCAS' 2000 Pre-symposium Tutorial, 2000.
- [17] Siavash M. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL.16, NO.8, OCTOBER 1998, pp: 1451-1458.
- [18] H. Huang, H. Viswanathan, G. J. Foschini, Achieving high data rates in CDMA systems using BLAST techniques, in Proc. of GLOBECOM '99, pp. 2316-2320, 1999, vol. 5.
- [19] 金凤, 李文元等. SIMO系统分集合并技术的性能分析, 现代电子技术, 2007年第5期.
- [20] D. K. C. So and R. S. Cheng, Detection techniques for V-BLAST in frequency selective fading channels, in Proc. IEEE WCNC2002, pp. 487-491, March 2002, vol. 1.
- [21] Lin Wang, Chaoxian Zhang, Guanrong Chen, “Performance of an SIMO FM-DCSK Communication System”, IEEE Trans. on Circuits and Systems-II, pp. 457-461, Vol 55, No. 5, 2008.
- [22] 王新梅, 肖国镇, 纠错码原理与方法, 西安电子科技大学出版社, 2001.
- [23] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication”, BSTJ, vol.27, July-Oct, pp.379-423, 623-65, 1948.
- [24] R. Johannesson and K. Sh.Zigangirov, “Fundamentals of convolutional codes”, IEEE Press, 1999.
- [25] G D. Forney, Jr., “The Viterbi algorithm”, Proc. IEEE, vol. 63, pp. 268-278, Mar. 1973.
- [26] R.G. Gallager, “Low density parity check codes”, IRETrans. Inform. Theory, vol. IT-8, pp.21-28, Jan. 1962.
- [27] S.-Y.Chung, G.D.Forney,Jr., T.J.Richardson, and R.Urbanke ,On the design of LDPC codes

within 0.0045dB of the Shannon limit, IEEE Communications Letters, Vol.5, No.2, Feb., 2001.

- [28] G. D. Forney, “Concatenated codes”, Cambridge, MA: MIT Press, 1966.
- [29] J. Li, K. R. Narayanan, and C. N. Georghiades, “A class of linear complexity, soft-decodable, high-rate, “good” codes: construction, properties and performance,” in Proc. ISIT2001/IEEE, pp.122-122, Washington D.C, June, 2001.
- [30] M. Xiao, L. Wang, W. K. Xu, H. B. Wang, Advantages of product accumulate codes over regular LDPC codes under AWGN channel, in Proc. ICSP' 06/IEEE, Guilin, China, Nov. 16-20, 2006.
- [31] J. Li, K. R. Narayanan, C. N. Georghiades, Product accumulate codes: a class of codes with near-capacity performance and low decoding complexity, IEEE Trans. on Information Theory, vol. 50, no. 1, Jan. 2004, pp. 31-46.
- [32] J. Li, “low-complexity, capacity-approaching coding schemes: design, analysis and application”, Ph.D. dissertation, 2002.
- [33] Chaoxian Zhang, Lin Wang, Guanrong Chen, “Performance Advantages of PA Coded SIMO FM-DCSK Communication Systems”, Circuits, Systems and Signal Processing, SPEC. ISS. Submitted for publication.

## 附录：攻读硕士期间参加的科研项目与发表的学术论文情况

### 一 参加的科研项目

[1] 时间：2006.03-2006.09

香港城市大学国际合作项目“多天线架构 FM-DCSK 通信系统研究”

[2] 时间：2007.03-2007-05

导师自拟课题“超宽带 FM-DCSK 技术研究”

[3] 时间：2007.06-2007-08

香港城市大学国际合作项目“加入信道编码的 SIMO FM-DCSK 技术研究”

### 二 已发表和录用的学术论文

[1] Lin Wang, Chaoxian Zhang, Guanrong Chen, “Performance of an SIMO FM-DCSK Communication System”, IEEE Trans. on Circuits and Systems-II, pp. 457-461, Vol. 55, No. 5, 2008. (SCI 检索源)

[2] Chaoxian Zhang, Lin Wang, Guanrong Chen, “Performance Advantages of PA Coded SIMO FM-DCSK Communication Systems”, Circuits, Systems and Signal Processing, SPEC. ISS. 已录用。(SCI 检索源)

## 致 谢

光阴如白驹过隙，不经意间，我在厦门大学的七年求学生涯即将结束。母校是一个平静祥和的学园，她的兼容并蓄的校风所赋予我的不仅仅是知识，更让我学会了泰达的处事和平和的心态。如今又见凤凰花开，芙蓉柳绿，回首往事不胜嗟吁，唯有感谢而已。

首先，我要将最诚挚的尊敬和感谢献给我的导师王琳教授。“师者，所以传道授业解惑也。”王老师正是这句古训的身体力行者。他执着学术，严谨治学，对学生关怀备至。正是他引领我走进通信技术的殿堂，每在学术课题遇到困难阻塞之时，王老师总能以他超乎寻常的眼光以及敏锐的洞察力为我指明方向。师者如斯，这是我一生的幸运。

其次，我衷心的感谢三年来共同学习进步的实验室的成员。感谢师兄徐位凯、师姐肖旻，你们的学识和热情帮助我克服了许多困难；感谢郑敏晗、凌珺、杨翔、徐然、孙宏图，很高兴和你们一起度过了三年来最快乐的时光；感谢张建文、杨珊珊、谢东福、闵鑫，与你们的讨论开阔了我的思路，丰富了我的视野。

最后，我要感谢我的父亲和母亲。大象无形，大爱唏声，父母之爱乃是这世间最伟大的感情，多年来你们付出的太多，养育之恩言之不尽，愿竭寸草之心，以报三春之晖。

感谢所有与我一起生活和学习的人，感谢所有给过我帮助的人，愿你们平安，幸福！