

摘 要

正交频分复用(OFDM)技术是多载波无线通信技术的核心技术之一,它被公认为最有潜力的第4代移动通信技术(4G)的备选方案,并已被多种有线和无线接入标准所采纳:如无线局域网标准 IEEE 802.11a,HIPERLAN-2;欧洲数字音频广播(DAB),欧洲数字视频广播(DVB);无线城域网标准 IEEE 802.16a;非对称数字用户线(ASDL)等。

根据 IEEE 802.11a 标准,在 MATLAB 软件环境下对 OFDM 系统进行了模型构建和系统仿真,提出了一种基于低密度校验码(LDPC)的 OFDM 系统方案。它可以节省交织/去交织环节,误码性能有很大改善。此外,针对 OFDM 系统的一个重要缺点——峰值平均功率比(PAR)较大的情况,本设计应用畸变的改进 C 变换(μ 律压扩)以及非畸变的部分传输序列(PTS)两种方法进行了改善,并在此基础上提出了将二者结合的方法,从而以误码性能和计算复杂度上较小的代价获取了 PAR 性能的较大改善。仿真结果表明,这种新的方法比单纯的改进 C 变换和 PTS 方法均能获得更大的 PAR 性能改善。

关键词: OFDM 系统; 低密度校验码(LDPC) ; PAR 性能; μ 律压扩;
部分发送序列(PTS)

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) technology is one of the key tech. of multi-carrier wideband wireless communication technology , also known as the most potential scheme prepared for the 4th generation mobile communication system(4G).This technology is adopted by many wireless and wired communication standard ,such as Wireless Local Area Network Standard IEEE 802.11a,HIPERLAN-2;European Digital Audio Broadcast(DAB),Digital Video Broadcast (DVB);Wireless Metropolitan Area Network Standard IEEE 802.16a; Asymmetric Digital Subscriber Line(ADSL),etc.

Based on Standard IEEE 802.11a, this design set up a model for OFDM system and did some simulation on it by using software MATLAB, and then presented an improved system which is based on Low_Density Parity_Check Codes. This program can save concatenation and deconcatenation machine , and also can receive better Bit Error Ratio(BER) property. What's more , aimed at one of the most important shortcomings—Peak_to_Average power Ratio (PAR) is somehow larger than that the amplifier can endure , this design did some modification for it by using a distorted method called improved C transformation (μ law compression) and a non-distorted method, Partial Transmit Sequence (PTS). By concatenate both of the two methods mentioned above , I presented a new method to modify the PAR property of OFDM system. From the simulation result, we can see that this new scheme can get more modification on PAR property than the ones only use one method (improved C transformation only, or PTS only). Of course, the modification is on the expense of a little BER property of OFDM system as well as a little calculation complexity .

Key words: OFDM system; LDPC code; PAR property
 μ law compression/expansion; Partial Transmit Sequence (PTS)

哈尔滨工程大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：本论文的所有工作，是在导师的指导下，由作者本人独立完成的。有关观点、方法、数据和文献的引用已在文中指出，并与参考文献相对应。除文中已注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经公开发表的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者（签字）：周凯

日期：2006年4月29日

第 1 章 绪 论

1.1 课题背景

正交频分复用 (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, OFDM) 技术是多载波调制技术的一种。OFDM 具有抵抗多径衰落能力强、频谱利用率高、消除码间干扰能力强,接收机结构简单、成本较低等优点,非常适合高速数据传输,近些年来受到人们的广泛关注。

进入 21 世纪以来,无线通信技术正在以前所未有的速度向前发展。随着用户对各种实时多媒体业务需求的增加和互联网技术的迅猛发展,可以预计,未来的无线通信技术将会具有更高的信息传输速率,为用户提供更大的便利,其网络结构也将发生根本的变化。目前的普遍观点是,下一代无线通信网络将是基于统一的 IPv6 包交换方式,向用户提供的峰值速率超过 100Mbit/s,并能支持用户在各种无线通信网络中无缝漫游的全新网络。为了支持更高的信息传输速率和更高的用户移动速度,在下一代的无线通信中必须采用频谱效率更高,抗多径干扰能力更强的新型传输技术。在当前能提供高速率传输的各种无线解决方案中,以正交频分复用(OFDM)为代表的多载波调制技术是最有前途的方案之一。

1.2 OFDM 技术的研究现状

近年来,以正交频分复用(OFDM)为代表的多载波传输技术作为一项宽带传输新技术而受到人们的广泛关注。20 世纪 90 年代以来,随着 DSP 芯片技术、傅立叶变换 / 反变换、栅格编码技术、软判决技术和智能天线等技术的飞速发展,OFDM 技术已经被广泛应用于广播式音频、视频领域和民用通

信系统。多载波传输把数据流分解成为若干个独立的子比特流，这样每个子数据流将具有低得多的比特速率，用这样的低比特率形成的低速率多状态符号再去调制相应的子载波，从而构成多个低速率符号并行发送的传输系统。OFDM 是多载波传输方案的实现方式之一，它利用逆快速傅里叶变换 (IFFT) 和快速傅里叶变换 (FFT) 来分别实现调制和解调，是实现复杂度最低，应用最广的一种多载波方案。

与传统的单载波系统和 CDMA 系统相比，OFDM 系统的主要优势在于：

- 可以有效的对抗多径传播所造成的符号间干扰，与其他实现方法相比，多载波系统复杂度较低；
- 在变化相对较慢的信道上，多载波系统可以根据每个子载波的信噪比来优化分配每个子载波上传送的信息比特，从而大大提高系统的传输容量；
- 多载波系统可以有效对抗窄带干扰，因为这种干扰仅仅影响系统的一小部分子载波；
- 在广播应用中，利用多载波系统可以用来实现非常具有吸引力的单频网络。

与传统的单载波传输系统相比，OFDM 系统的主要缺点在于：

- 对于载波频率偏移和定时误差的敏感程度比单载波系统要高；
- 多载波系统中的信号存在较高的峰值平均功率比 (PAR) 使得它对放大器的线性要求很高。

频分复用 (FDM) 技术早在 19 世纪以前就已经被提出，它把可用带宽分成若干相互隔离的子频带，同时分别传送一路低速信号，从而达到信号复用的目的。为了提高 FDM 技术的频谱利用率，G.A.Doelz 等在 20 世纪 50 年代提出了 *Kineplex* 系统。该系统的设计目标是在严重多径衰落高频无线信道中实现数据传输。为了限制系统频谱，R.W.Chang 等分析了多载波通信系统如何进行滤波，带限的子载波保持正交。随后 S.B. Weinstein 和 P.M. Ebert 提出了使用离散傅里叶变换 (DFT) 实现多载波的基带调制和解调，这样便不

再对每个子载波都使用模拟前端，从而大大降低了系统的复杂度，为 OFDM 的演进做出巨大的贡献。另外，Weinstein 等提出了通过插入一段空白区作为保护间隔来消除符号间干扰，但这种方法不能保证信号经过色散信道后各子载波仍然保持正交，为此，A. Peled 和 A. Ruiz 提出采用循环前缀（CP）的方法保证信号经过色散信道后仍然保持各子载波间的正交性。至此，现代 OFDM 的概念形成了。1985 年，Cimini 把 OFDM 的概念引入蜂窝移动通信系统，为无线 OFDM 系统的发展奠定了基础。

现在，对于 OFDM 技术的研究十分积极，人们又提出了基于小波包基的 WOFDM 系统，其各方面性能都有所改善；对于 OFDM 系统的编码，又提出了 Turbo 码，LDPC 码，时空格状编码，时空分组编码等性能较好的方案；针对 OFDM 系统的定时要求高，PAR 性能差等缺点，对于其三种同步（载波同步，符号同步，样值同步）的研究已经取得进展，清华大学的朱雪龙提出了基于圆周移位序列减少 PAR 性能的方案，北京邮电大学乐光新领导的数字通信与信息网络研究室也取得了很多研究成果。

目前 OFDM 作为核心技术已被多种有线和无线接入标准采纳：

- ADSL，被广泛应用于提高同双绞线用户的接入能力；
- 在无线局域网领域的 IEEE 802.11a, HIPERLAN-2；
- 欧洲数字音频广播（DAB）和数字视频广播（DVB）；
- 无线城域网标准 IEEE 802.16a 等等。

同时，OFDM 除了作为一种传输技术，还具有支持多用户的能力。

正因为 OFDM 潜在的多径对抗能力，而且可以灵活的和其他接入方式结合成衍生系统，所以 OFDM 已经被列入 4G 无线通信系统的解决方案，我们有理由相信，OFDM 技术将成为未来高速宽带无线通信的主导力量。

1.3 本论文的主要工作

利用低密度校验码 (LDPC) 完成 OFDM 系统仿真模型的构建, 并在此模型基础上对 OFDM 系统 PAR 性能的改善进行研究。

按照 IEEE 802.11a 标准来构建 OFDM 的仿真模型, 参数如表 1-1 所示:

表 1.1 OFDM 系统参数

OFDM 符号间隔:	$T_s = 4\mu s$
IFFT/FFT 间隔(有效 OFDM 符号长度):	$T_{ff} = 3.2\mu s$
保护间隔 (循环前缀):	$T_g = 0.8\mu s$
IFFT/FFT 点数:	$N=64$
子载波频率间隔:	$f_{\Delta} = 0.3125\text{ MHz}$
系统总带宽:	$f=20\text{ MHz}$

由于进行的是整个 OFDM 系统的仿真以及在此模型基础上的 PAR 性能分析, 建立系统模型如下:

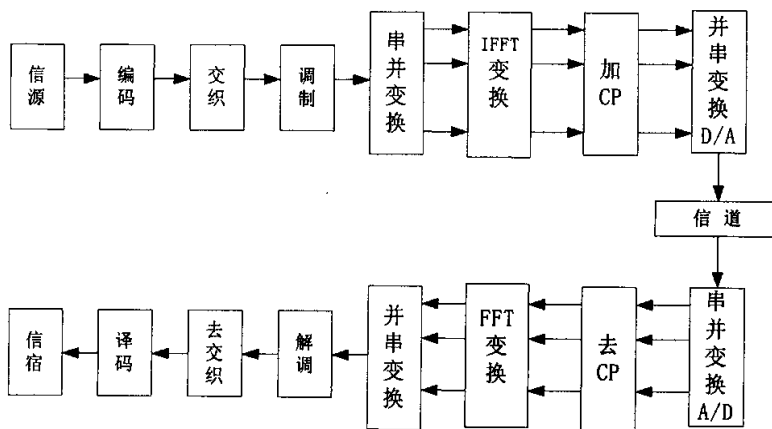


图 1.1 IEEE 802.11a 标准的 OFDM 框图

所采用的软件为 MATLAB6.5.1, 对于 MATLAB, 可以采用时间流仿真和数据流仿真, MATLAB 的时间流仿真工具为 *Simulink*, 数据流仿真工具为 M 语言, 本课题所采用的是基于 M 文件的数据流仿真。由于 MATLAB 的通信

工具箱提供了许多仿真函数，如调制，解调，编码，译码等，因此使用基于 M 文件的数据流仿真还是比较方便的。

对 OFDM 的 PAR 性能分析是另一个重要方面, PAR 性能差是 OFDM 系统的一个最大的缺点, 目前提出的改善 PAR 性能的方法大都存在一定的局限性, 因此要实现的一个预期目标是通过研究常规的 PAR 性能改进方法, 对它们加以完善, 从而提出自己的方法。考虑到目前改进 PAR 的方法中最有代表性的两大类方法是畸变的方法和非畸变的方法, 选取两类方法中具有代表性的两种: 畸变的改进 C 变换 (μ 律压扩) 和非畸变的部分传输序列 (PTS) 方法进行仿真, 并在此基础上进行改进, 提出自己的创新方法。

另外, 考虑到在实际通信系统中不同的调制技术对系统的性能有不同程度的改善, 本论文的另一个重要工作就是研究不同的调制技术对于 OFDM 系统 PAR 性能的改善情况, 这里主要讨论 QPSK, 16QAM, 64QAM 等这几种常用的数字调制技术对于 OFDM 系统 PAR 性能的影响。

第 2 章 OFDM 系统关键技术概述

2.1 OFDM 技术原理概述

正交频分复用 (OFDM) 技术是多载波宽带无线通信技术的重要组成部分, 它的基本原则是将高速数据流分解成多路低速数据流, 然后在多个子载波上同时进行数据传输。由于数据被分解到多个低速的子载波上进行并行传输, 所以符号持续时间变长, 降低了由于多径时延扩散所引起的符号间干扰 (ISI)。在每个 OFDM 符号中插入保护间隔后, 基本上可以完全消除符号间干扰。若在保护间隔内再对 OFDM 符号进行周期扩展即构成循环前缀, 就可以避免引起信道干扰。OFDM 技术以其频带利用率高、传输速率快 (峰值速率可达 100 Mbit/s)、抗多径衰落能力强等众多优点而受到人们的广泛关注。本节主要介绍 OFDM 的若干核心技术。

2.1.1 OFDM 系统的调制与解调

每个 OFDM 符号是多个经过调制的子载波信号之和, 其中每个子载波的调制方式可以选择相移键控 (PSK) 或者正交幅度调制 (QAM)。如果用 N 表示子信道的个数, T 表示 OFDM 符号的宽度, d_i ($i=0, 1, \dots, N-1$) 是分配给每个子信道的数据符号, f_c 是载波频率, 则从 $t=t_s$ 开始的 OFDM 符号可以表示为

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \exp \left[j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right] \right\} \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-1)$$

经常采用如下所示的等效基带信号来描述 OFDM 的输出信号:

$$s(t) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right] \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-2)$$

其中，由公式 (2-2) 的实部和虚部分别对应于 OFDM 符号的同相分量和正交分量，在实际中可以分别与相应的子载波的余弦分量和正弦分量相乘，构成最终的子信道和合成的 OFDM 符号。图 2.1 给出了 OFDM 系统的调制和解调框图，图中假定 $t_s = 0$ 。

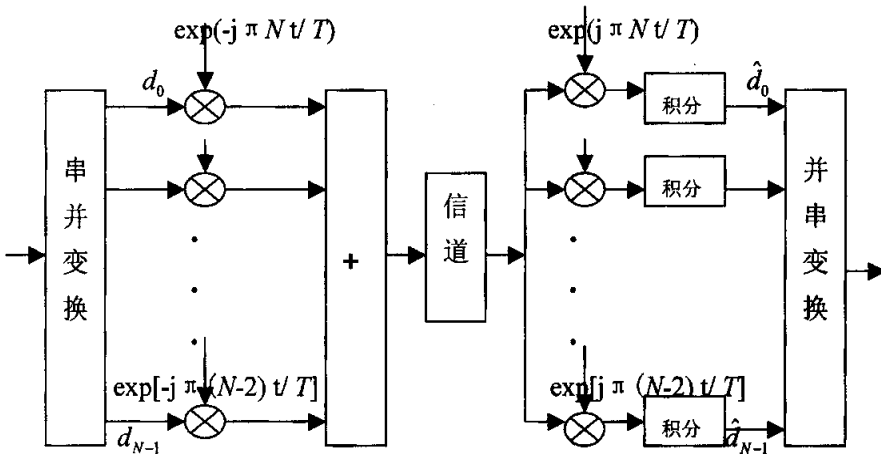


图 2.1 OFDM 系统的调制和解调

这种正交性可以从频域角度来理解。根据式 (2-1)，每个 OFDM 符号在其周期 T 内包括多个非零的子载波，因此其频谱可以看作是周期为 T 的矩形脉冲的频谱与一组位于各个子载波频率上的 δ 函数的卷积。矩形脉冲的频谱为 $\text{sinc}(f \cdot T)$ 函数，这种函数的零点出现在频率为 $1/T$ 整数倍的位置上，如图 2.2 所示，其中给出相互覆盖的各个子信道的频谱值恰好为零。由于在对 OFDM 符号进行解调的过程中，需要计算每个子载波上取最大值的位置所对应的信号值，因此可以从多个相互重叠的子信道符号频谱中提取每个信道符号，而不会受到其它子信道的干扰。由图 2.2 可以看出，OFDM 符号的频谱实际上可以满足无符号间干扰的奈奎斯特准则，但传统的奈奎斯特准则是在时域上保证前后发送符号之间无干扰影响，而在此处是在频域的子信道上不存在干扰。这种消除子信道间干扰 (ICI) 的方法是通过在时域中使用矩形脉

冲成型，在频域中每个子载波的最大处取样来实现。

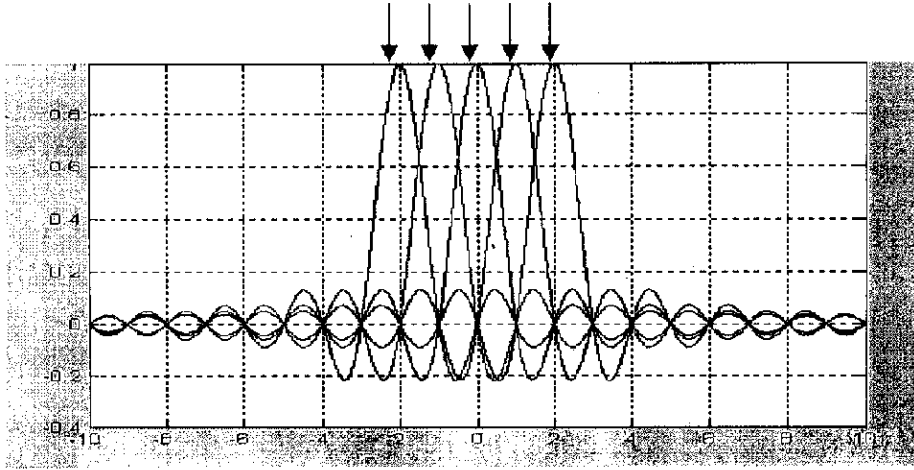


图 2.2 OFDM 信号中各子载波的频谱

接收端的 k 路子载波信号的解调过程为：将接收信号与第 k 路的解调载波 $\exp\left(-j2\pi\frac{k-N/2}{T}t\right)$ 相乘，然后将得到的结果在 OFDM 符号的持续时间 T 内进行积分，即可获得相应的发送信号 \tilde{d}_k ，即

$$\begin{aligned}\tilde{d}_k &= \frac{1}{T} \int_s^{s+T} \exp\left[-j2\pi\frac{k-N/2}{T}(t-t_s)\right] \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \exp[j2\pi(t-t_s)] dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \int_s^{s+T} \exp\left[j2\pi\frac{i-k-N/2}{T}(t-t_s)\right] dt \quad (2-3) \\ &= d_k\end{aligned}$$

实际上，式 (2-2) 中定义的 OFDM 复等效基带信号可以采用离散逆傅里叶变换 (IDFT) 来实现。令式 (2-2) 中的 $t_s = 0, t = kT/N (k=0, 1, \dots, N-1)$ ，可以得到：

$$s(k) = s(kT/N) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j\frac{2\pi ki}{N}\right) \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2-4)$$

式 (2-4) 中， $s(k)$ 即为 d_i 的 IDFT 运算。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 DFT 变换，得到：

$$d_i = \sum_{k=0}^{N-1} d_i s(k) \exp\left(-j \frac{2\pi ki}{N}\right) \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (2-5)$$

根据上述分析可以看到，OFDM 系统的调制解调可以分别由 IDFT/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 $s(k)$ ，经过载波调制后发送到信道中。在接收端，将接收信号进行相干解调，然后将基带信号进行 N 点的 DFT 运算，即可获得发送的数据符号。

在 OFDM 系统的实际应用中，可以采用快速傅里叶变换 (IFFT/FFT) 来实现调制和解调。 N 点的 IDFT 运算需要实施 N^2 次的复数乘法，而 IFFT 可以显著降低运算的复杂度。对于常用的基 2 IFFT 算法来说，其复数乘法的次数仅为 $(N/2)\log_2 N$ 。

2.1.2 OFDM 的保护间隔和循环前缀

采用 OFDM 技术的最主要原因之一是它可以有效的对抗多径时延扩展，通过把输入的数据流并行分配到 N 个并行的子信道上，使得每个 OFDM 的符号周期可以扩大为原始数据符号周期的 N 倍，因此时延扩展与符号周期的比值也同样降低 N 倍。在 OFDM 系统中，为了最大限度的消除符号间干扰，在每个 OFDM 符号之间要插入保护间隔 (GI)，该保护间隔的长度 T_g 一般要大于无线信道的最大时延扩展，这样一个符号的多径分量就不会对下一个符号造成干扰。在这段保护间隔内，可以不插入任何信号，即使一段空闲的传输时段。然而在这种情况下，由于多径传播的影响，会产生子信道间的干扰 (ICI)，即子载波间的正交性遭到破坏，不同的子载波之间产生干扰。由于每个 OFDM 符号中都包括所有的非零子载波信号，而且也同时会出现该 OFDM 符号的时延信号，因此，在 FFT 运算时间长度内各子载波之间的周期个数不再是整数，所以在接收端进行解调时，必然会受到来自其它子载波的时延信号的干扰。

为了消除由于多径传播造成的 ICI，一种有效方法是将原来宽度为 T 的 OFDM 符号进行周期扩展，用扩展信号来填充保护间隔。将保护间隔内（持续时间用 T_g 表示）的信号称为循环前缀(Cyclic Prefix, CP)。循环前缀中的信号与 OFDM 符号尾部宽度为 T_g 的部分相同。在实际系统中，OFDM 符号在送入信道之前，首先要加入循环前缀，然后送入信道进行传送。在接收端，首先将接收符号开始的宽度为 T_g 的部分丢弃，然后将剩余的宽度为 T 的部分进行傅里叶变换，再进行解调。在 OFDM 符号内加入循环前缀可以保证在一个 FFT 周期内，OFDM 符号的时延副本所包含的波形周期个数也是整数，这样，时延小于保护间隔 T_g 的时延信号就不会在解调过程中产生 ICI。图 2.3 给出了一个多径传输对 OFDM 符号造成的影响的实例。图中的信道为两径衰落信道，实线表示经第 1 条路径到达接收端的信号，虚线表示经第 2 条路径到达实线信号的时延信号。实际上，OFDM 接收机看到的信号是所有信号之和，为了清楚地说明多径的影响，图中给出每个子载波信号。从图可以看出，OFDM 的子载波采用了 BPSK 调制，即在符号的边界处，载波相位有可能发生 180 度的跳变。对于虚线信号来说，这种相位跳变只能发生在实现信号相位跳变之后，而且由于假设多径时延小于保护间隔，所以可以保证在 FFT 的运算长度内，不会发生信号相位的跳变。因此，OFDM 接收机所看到的仅仅

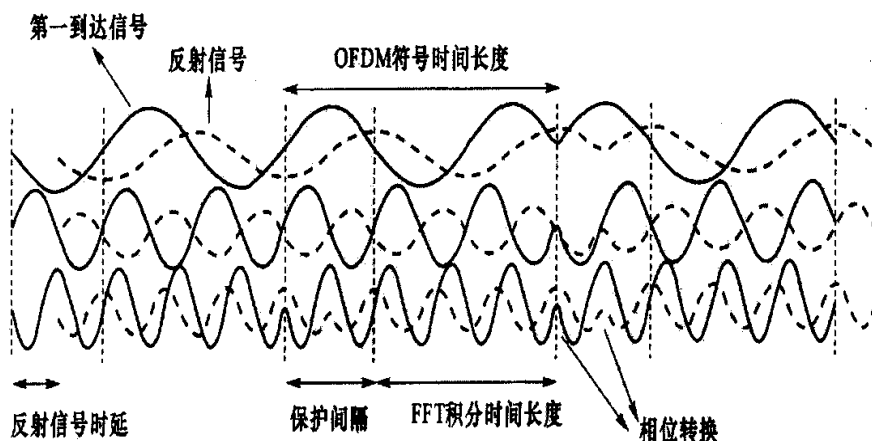


图 2.3 多径传播对 OFDM 信号的影响

是存在某些相位偏移的，多个单纯连续正弦波形的叠加信号，而且这种叠加也不会破坏子载波间的正交性。然而如果多径时延超过了保护间隔，则由于FFT运算时间长度内可能会出现信号相位的跳变，因此第1路径信号与第2路径信号的叠加信号就不再只包括单纯连续正弦信号，从而导致子载波之间的正交性可能遭到破坏，引起ICI。

2.2 OFDM 系统中的峰值平均功率比

对峰值平均功率比敏感是OFDM系统的主要弱点之一。相对单载波系统而言，OFDM发射机的输出信号的瞬时值会有较大波动，这将要求系统内的一些部件（如功率放大器，A/D,D/A转换器等）具有很大的线性动态范围；反过来，这些部件的非线性也会对动态范围较大的信号产生失真，所产生的谐波会造成子信道间的相互干扰，从而影响OFDM系统的性能。

本节首先分析OFDM系统出现过高峰值平均功率比(PAR)的原因、PAR对系统造成的损害以及系统内PAR的分布问题，然后介绍几种相应的解决方法，包括信号预畸变、部分发送序列(PTS)等。

2.2.1 OFDM 系统的峰值平均功率比及其分布

与单载波系统相比，由于OFDM符号是由多个独立的经过调制的子载波信号相加而成的，这样的合成信号就有可能产生比较大的峰值功率(Peak Power),由此会带来较大的峰值平均功率比(Peak-to-Average power Ratio),简称峰均比(PAR)。峰均比可以被定义为

$$PAR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max_n |x_n|^2}{E(|x_n|^2)} \quad (2-6)$$

其中, x_n 表示经过IFFT运算之后所得到的输出信号, 即 $x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k W_N^{nk}$ 。

对于包含 N 个子信道的OFDM系统来说, 当 N 个子信号都以相同的相位求和时, 所得到信号的峰值功率就会是平均功率的 N 倍, 因而基带信号的峰均比可以为 $10 \log_{10} N$ 。例如 $N=256$ 的情况中, OFDM系统的PAR=24dB, 当然这是一种非常极端的情况, OFDM系统内的峰均比一般不会达到这一数值。对于未经调制的载波来说, 其PAR=0dB。一种描述信号包络变化的参数是峰值系数(Crest Factor), 该参数被定位为最大信号值与均方根之比, 即 (以dB为单位):

$$CF = 10 \log_{10} \frac{\max_n |x_n|}{\sqrt{E(|x_n|^2)}} \quad (2-7)$$

对于未经过调制的载波来说, 其峰值系数为3dB。

由于一般的功率放大器都不是线性的, 而且其动态范围也有限, 所以OFDM系统内这种变化较大的信号通过非线性部件时, 信号会产生非线性失真, 产生谐波, 造成较明显的频谱扩展干扰以及带内信号畸变, 导致整个系统的性能下降, 同时还会增加A/D和D/A转换器的复杂度并且降低它们的准确性。因此, PAR较大是OFDM系统所面临的一个重要问题, 所以必须要考虑如何减小大峰值平均功率信号的出现概率, 从而避免非线性失真的出现。克服这一问题传统的方法是采用大动态范围的线性放大器, 或者对非线性放大器的工作点进行补偿, 但是这样所带来的缺点是功率放大器的效率会很低, 绝大部分能量都转化为热能被浪费掉, 这一点在移动设备中是绝对不能允许的。

目前所存在的减少PAR的方法大概可以分为三大类: 第一类是信号预畸变技术, 即在信号经过放大之前, 首先对功率值大于门限值的信号进行非线性畸变, 包括限幅(*clipping*), 峰值加窗或者峰值消除等操作, 这些信号畸变技术的好处在于直观, 简单, 但信号畸变对系统性能造成的损害是不可避免

的；第二类是编码方法，即避免使用那些会产生大峰值功率信号的编码图样，例如采用循环编码方法，这种方法的缺陷在于，可使用的编码图样数量非常少，特别是当子载波数量 N 较大时，编码效率非常低，从而导致这一矛盾更加突出；第三类是利用不同的加扰序列对 OFDM 符号进行加权处理，从而选择 PAR 较小的 OFDM 符号来传输。

对于包含 N 个子载波的 OFDM 系统来说，其中经过 IFFT 计算得到的功率归一化的复基带符号是

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(jk\Delta ft) \quad (2-8)$$

其中， X_k 表示第 k 个子载波上的调制符号。对于 QPSK 来说， $X_k \in \{1, -1, j, -j\}$ 。根据中心极限定理，只要载波个数 N 足够大，就可以判断 $x(t)$ 的实部和虚部都将遵循高斯分布，其均值为零，方差为 0.5（实部和虚部各占整个信号功率的一半）。因此可以得知，OFDM 符号的幅度 r 服从两个自由度的中心 χ^2 分布，其均值为零，方差为 1，而且容易得知，自由度为 2 的中心 χ^2 分布的概率密度函数为 $p_{power}(y) = e^{-y}$ ，因此可以计算得到其累计分布函数(CDF)为

$$P\{Power \leq z\} = F_{Power}(z) = \int_0^z \exp(-y) dy = 1 - \exp(-z) \quad (2-9)$$

现在计算每个 OFDM 符号峰值功率的累积分布函数。假设 OFDM 符号周期内每个采样值之间都是不相关的，则 OFDM 符号周期内的 N 个采样值当中每个样值的 PAR（由于平均功率归一化，所以也就是其功率值）都小于门限值 z 的概率分布应该为

$$P\{PAR \leq z\} = F_{Power}(z)^N = (1 - e^{-z})^N \quad (2-10)$$

对 OFDM 符号周期进行过采样有助于更加准确的反映符号的变化情况，特别是针对 PAR 而言，由于后送到放大器中的应该是经过 D/A 转换的连续信号，因此过采样更加有助于收集到较大的峰值功率，从而可以更加准确的衡量 OFDM 系统内的 PAR 特性。对 OFDM 符号实施过采样是非常必要的，但是这样就会使得采样符号之间的非相关性遭到破坏，也就是说，使采样符

号之间存在一定的相关性。但是如果用符号之间的相关性来考虑峰值功率的准确表达是比较困难,就可以假设利用对 αN 个子载波进行非过采样来近似描述对 N 个载波的过采样,其中, $\alpha > 1$ 。因此对 OFDM 符号实施过采样,即被看作添加一定数量的相互独立的样本值。PAR 的概率分布可以表示为

$$P\{PAR \leq z\} = (1 - e^{-z})^{\alpha N} \quad (2-11)$$

经研究表明,实施过采样可以更加准确的反映 OFDM 系统内 PAR 的分布情况,而且当 $N > 64$ 时,式(2-12)比较能反映真实的情况。或者,可以从另外一个角度来衡量 PAR 的分布,即计算峰均比超过某一门限 z 的概率,得到互补累计分布函数 CCDF:

$$P\{PAR \geq z\} = 1 - P\{PAR \leq z\} = 1 - (1 - e^{-z})^N \quad (2-12)$$

在本论文中,均采用 CCDF 来衡量 OFDM 系统内的 PAR 分布。

2.2.2 利用信号预畸变技术降低峰均比

信号预畸变技术是最简单、最直接的降低 OFDM 系统内峰均比(PAR)的方法。在信号被送到放大器之前,首先经过非线性处理,对有较大峰值功率的信号进行预畸变,使其不会超过放大器的动态变化范围,从而避免较大 PAR 的出现。最常用的信号预畸变技术包括限幅方法和压缩扩张方法,这里仅对压缩扩张变换方法进行介绍。

在传统的扩展方法中,需要把幅度比较小的符号进行放大,而大幅度信号保持不变,这样就会以增加系统的平均功率为代价来降低峰值平均比。这样做的弊端在于,一方面增加了系统的平均发射功率,另一方面使得符号的功率值更加接近功率放大器的非线性变化区域,容易造成信号失真。因此这里采用一种改进的压缩扩展变换(C变换, *Comanding Transform*)方法。这种方法中,把大功率发射信号压缩,而把小功率信号进行放大,从而可以使得发射信号的平均功率相对保持不变。这样不但可以减小系统的 PAR,而且还可以使得小功率信号的抗干扰能力有所增强。 μ 律压缩扩展算法可以用于这

种方法中，在发射端对信号实施压缩扩展操作，而在接收端实施逆操作，恢复原始数据信号。

在 OFDM 系统中，输出符号的复基带信号可以表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s_{n,k} g\left(t - \frac{kT}{N} - nT\right) \quad (2-13)$$

其中， T 表示 OFDM 符号周期长度； k 表示一个符号周期内地 k 个采样值； n 表示时域内的第 n 个 OFDM 符号； $g(t)$ 表示满足 Nyquist 脉冲滤波器的冲激响应； $s_{n,k}$ 表示经过变换的第 n 个符号中的第 k 个采样值，即 $s_{n,k} = C\{x_{n,k}\}$ 。其

中 $x_{n,k}$ 表示经过 IFFT 变换的 OFDM 符号， $C\{\cdot\}$ 表示压缩变换，并且这种变换满足两个条件：

- 当 $|x| \leq m$ 时， $|C\{x\}| \geq |x|$ ；否则， $|C\{x\}| \leq |x|$ ，其中 m 表示 C 变换的转折点；

- 满足 $E(|x|^2) \approx E(|C\{X\}|^2)$ ，即保证变换前后的平均功率大致相等。

可以看到，如果适当的选择 C 变换形式及其转折点 m ，就可以显著的改善 PAR 性能，并且没有太多的增加系统复杂度。另外，如果平均幅值等于 C 变换的转折点，而且 C 变换能够满足关于转折点呈现奇对称，就可以保证发送信号的平均功率经过 C 变换之后基本保持不变。为了满足上述要求，C 变换可以采用如下的公式来描述（实际上就是 μ 律压缩公式）：

$$s_{n,k} = C\{x_{n,k}\} = \frac{V x_{n,k}}{\ln(1+\mu) |x_{n,k}|} \ln\left(1 + \frac{\mu}{V} |x_{n,k}|\right) \quad (2-14)$$

其中， V 表示 OFDM 符号 $x_{n,k}$ 的平均幅值，也就是 C 变换的转折点， $\mu \leq 5$ 。如果接收信号为 $r_{n,k} = h_{n,k} \times s_{n,k} + z_{n,k}$ ，其中 $h_{n,k}$ 表示衰落信道中的乘性噪声， $z_{n,k}$ 表示均值为零、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。

在接收端可以对接收信号 $r_{n,k}$ 实施 C 逆变换，即

$$y_{n,k} = C^{-1}\{r_{n,k}\} = \frac{V r_{n,k}}{\mu |r_{n,k}|} \left\{ \exp\left[\frac{|r_{n,k}| \ln(1+\mu)}{V}\right] - 1 \right\} \quad (2-15)$$

其中， V 表示接受信号 $r_{n,k}$ 的平均幅值。

2.2.3 部分传输序列减小 OFDM 系统的峰均比

对于非畸变的减小 PAR 的方法，主要有以下几种：编码的方法、部分传输序列 (PTS)、选择性映射 (SLM) 方法等，这里主要介绍 PTS 方法。

图 2.4 给出了 PTS 方法的基本框图，其中输入的数据符号被分为若干组，然后再合并传送，以减小 PAR。

首先利用向量来定义数据符号 $\mathbf{X} = (\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{N-1})$ ，然后把向量 \mathbf{X} 分割为 V 组，分别由 $\{\mathbf{X}_v, v=1, 2, \dots, V\}$ 来表示，其分割方法可以有多种，假设每个分组中所包括的子载波数量是相同的，然后将这 M 个分组按如下方式组合起来：

$$\mathbf{X}' = \sum_{v=1}^V b_v \mathbf{X}_v \quad (2-16)$$

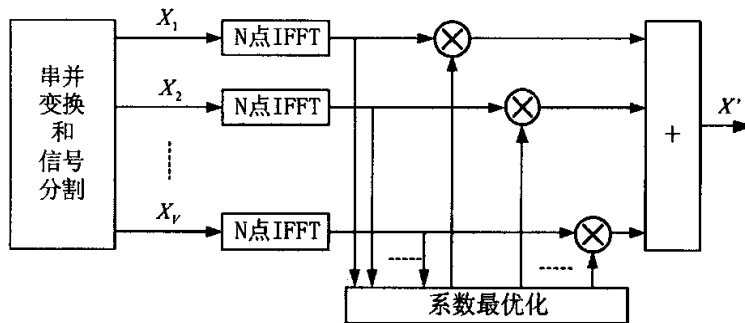


图 2.4 PTS_OFDM 系统发射机基本框图

其中， $\{b_v, v=1, 2, \dots, V\}$ 为加权系数，而且满足 $b_v = \exp(j\varphi_v)$ 以及 $\varphi_v \in [0, 2\pi)$ ，这被称为辅助信息 (Side Information)。然后对 \mathbf{X}' 进行 IDFT 变换，得到 $\mathbf{x}' = IDFT\{\mathbf{X}'\}$ 。又根据式 (2-16)，根据 IDFT 运算的性质，可以利用 V 个单独的 IDFT 变换，对各个分组进行计算，得到

$$\mathbf{x}' = \sum_{v=1}^V b_v IDFT\{\mathbf{X}_v\} = \sum_{v=1}^V b_v \mathbf{x}_v \quad (2-17)$$

其中引入了 V 个部分发送序列(PTS) $\mathbf{x}_v = IDFT\{\mathbf{X}_v\}$ 。通过适当的选择辅助加权系数 $\{b_v, v=1, 2, \dots, V\}$ ，使得式 (2-17) 的峰值系数最佳化。使 OFDM 系统内的 PAR 最佳的最优加权系数应该满足

$$\{b_1, b_2, \dots, b_V\} = \arg \min_{\{b_1, b_2, \dots, b_V\}} \left(\max_{1 \leq n \leq N} \left| \sum_{v=1}^V b_v \mathbf{x}_v \right| \right) \quad (2-18)$$

其中， $\arg \min(\cdot)$ 表示函数取得最小值时所使用的判据条件。这样就以 $V-1$ 次 IDFT 为代价，通过寻找最佳的 $\{b_v, v=1, 2, \dots, V\}$ 系数，从而使得 OFDM 系统内的 PAR 性能得到改善。理论上讲， b_v 可以在 $[0, 2\pi]$ 之间取任何数值，但是一般 b_v 可以在一个离散的相位集合中取值，当这个集合的规模比较大时(例如包括 P 个相位)因此对于分割为 V 个子序列的 PTS 方法来说， $\{b_v, v=1, 2, \dots, V\}$ 的取值有 P^V 种。每实施一次 PTS，就需要计算 V 个 N 点的 IDFT 变换，则总共需要计算 $V \cdot P^V$ 个 IDFT 变换，每个 N 点的 IDFT 所需要的复数乘法和复数加法的运算量分别为

$$n_{mul} = \frac{N}{2} \log_2 N \quad n_{add} = N \log_2 N \quad (2-19)$$

这对于 OFDM 系统来说是一个非常沉重的负担。因此需要降低 PTS 方法的计算复杂度，除了可以限制 b_v 的取值范围之外(例如只在 $\exp\{+1\}$ 、 $\exp\{-1\}$ 、 $\exp\{+j\}$ 、 $\exp\{-j\}$ 中取值)，还可以考虑适当的分割方法来降低计算复杂度。

在 PTS_OFDM 系统内，有 3 种分割子序列的方法：相邻分割 (*adjacent*)、随机分割 (*pseudo-random*) 和交织分割 (*interleaved*)。相邻分割把 N/V 个相邻的子载波分配在一个 PTS 内；随机方法中，每个子载波都可以被随机任意分配到 V 个 PTS 内；交织分割把相距间隔为 V 的子载波分配在一个 PTS 内。但是 3 种方法都遵循如下原则：每个子载波只能出现在一个 PTS 内，而且 V 个 PTS 中所包含的子载波个数相等。对于相邻分割和交织分割，它们的样值之间存在较强的相关性，因此性能不如随机分割的方法好，但是交织分割可以利用 Cooley-Tukey FFT 来降低系统的复杂度。

2.3 本章小结

本章的主要内容是介绍 OFDM 系统最核心的技术,为后面系统模型的建立提供了理论上的保证和支持;首先介绍了 OFDM 调制及解调的基本原理和方法,其次介绍了加入保护间隔消除符号间干扰的方法,以及介绍了在保护间隔内对 OFDM 符号进行周期扩展即构成循环前缀,就可以避免引起信道干扰的方法。另外,由于本论文的重点是在 OFDM 系统 PAR 性能改善的研究,在 2.2 节中,对采用的两种降低 PAR 性能的方法作了较详细的介绍。

第 3 章 OFDM 仿真模型的构建

在以上的论述中,已经介绍了 OFDM 技术关键部分的基本原理和其他一些相关知识,下面主要论证改进的 OFDM 系统总体方案的构成。接下来的任务是进行各种仿真模型的组建,本章主要介绍 OFDM 仿真模型的建立方案。

3.1 基于低密度校验码 OFDM 系统方案的构建

3.1.1 低密度校验码的定义及编译码

几十年来,相继出现的编码方法,包括各种代数码和卷积码,性能与香农限相差很远,或者性能很好但复杂度高不能实现,以至于人们认为香农限是不能达到的。但是 1993 年 *C.Berrou* 等人提出一种称为 *Turbo* 码的并行级连码,其性能非常接近香农限,同时复杂度较低,可以实现,为编码领域带来了革命性的变化。*Turbo* 码的提出引发了对迭代译码算法的研究热潮。1995 年 *MacKay* 和 *Neal* 重新发现,早在 1962 年 *Gallager* 提出的低密度校验码(LDPC)也是一种性能接近香农限而且可以实现的编码方案,其性能甚至可以超过 *Turbo* 码。

LDPC 码可由它的校验矩阵来定义,它的校验矩阵是一个稀疏矩阵,也就是说矩阵中除很少一部分元素非零外,其它大部分元素都是零。一个矩阵的密度表示矩阵中非零元素所占的比例,一个矩阵的密度小于 0.5 时可以被认为是稀疏的,而当元素数目增大,它的密度却逐渐减小时,这个矩阵被认为是非常稀疏的。比如说矩阵一行向量或一列向量中含有固定数目的非零元素,并且这个数目远小于向量长度。低密度校验码的校验矩阵正是这样一个矩阵。*Gallager* 构造的校验矩阵是一种规则的 LDPC 码, (n, j, k) 的二进制矩

阵, 每一列有 j 个 1(列重为 j), 每一行有 k 个 1(行重为 k), 其它元素都是零, 其中 $j \geq 3, k > j, j, k$ 为较小的整数。图 3.1 为 *Gallager* 给出的一个简单例子。由这种矩阵所确定的码为规则码, 所有行和所有列所包含的 1 的个数分别是

1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1

图 3.1 低密度校验矩阵 $N=20, j=3, k=4$

一样的, 如果不一样就称为非规则码, 如果设计得合适, 非规则码一般比规则码性能要好。一般情况下校验矩阵是随机构造的, 因而是非系统化的。在编码时像普通线性分组码一样, 首先应将其进行高斯消去, 得到

$$\mathbf{H} = [\mathbf{I} \mathbf{P}] \quad (3-1)$$

其中 \mathbf{I} 为单位矩阵, \mathbf{P} 为校验和部分。与普通分组码一样, 生成矩阵可以表示为

$$\mathbf{G} = [\mathbf{P}^T \mathbf{I}] \quad (3-2)$$

LDPC 码还可以用一种双向图表示, 如图 3.2 所示, 现在一般被称为 *Tanner* 图。这种图和校验矩阵是直接对应的。图中左边节点是变量节点, 可以认为是一个码字中的一个比特或者是校验矩阵中的一列。当码字中某一比特包含在某一校验方程中, 即校验矩阵中相应的位为 1 时, 图 3.2 中的左右

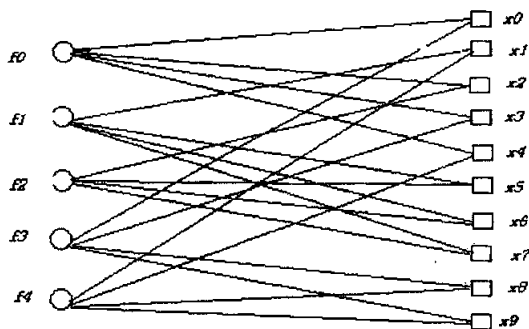


图 3.2 Tanner 图

节点之间存在连线。对于每个节点，与之相连的边的数目称为这个点的次数(*degree*)。规则码和非规则码同样可以通过左右节点次数是否分别相同来定义。这种双向图对于 LDPC 码的译码过程表示得比较直观。

一个码完全由它的校验矩阵确定，很明显矩阵的结构对于码的性能有决定性的作用。*Gallager* 最初提出的构造方法如图 3.1 所示，将整个矩阵分为 j 个子矩阵，每个子矩阵的每列只含有一个 1。只确定第一个子矩阵中 1 的位置，其他 $j-1$ 个子矩阵的列是第一个子矩阵的列的等概率随机排列，由此得到多个校验矩阵，形成一个码的集合。

后来出现越来越多的构造方法，不同的构造方法都是为了实现以下几个目的：优化非规则码节点度数分布；增大图的周期；减少编码复杂度。

下面讨论矩阵中的周期问题。*Tanner* 图中的节点如果构成图 3.3a 中的形式，则图中两个变量节点的周期为 4，同理，图 3.3b 中所示为周期是 6 的情况。在译码循环中节点接收的都不包含自身发出的信息，但是由于图中所示周期的存在，经过 4 或 6 次译码循环后，从该变量节点发出的信息又被作为另一变量节点的信息传回来(如图中的箭头所示)，从而造成自身信息的叠加，影响译码的准确性。所以在设计矩阵时应尽量减少低次数的循环，但对于大的矩阵特别是非规则的矩阵来说这是非常困难的。

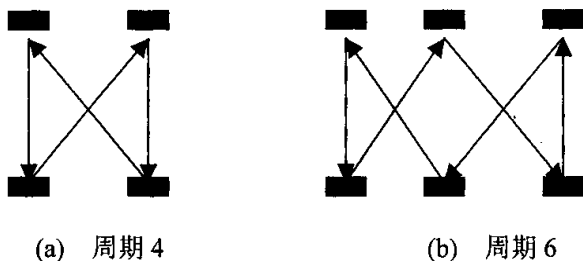


图 3.3 Tanner 图的周期性

低密度校验码的译码算法通常被称为和乘积算法或置信传播算法。这是一种迭代的概率译码算法，是 LDPC 码与传统纠错编码的重要区别之所在。这种方法是低密度校验码具有良好性能的重要原因之一。

我们介绍的译码方法概率迭代译码法，一般情况下译码器首先计算所有的校验方程，如果包含某一位的校验方程中有超过某个固定数目的方程不满足，就要更改这一位，使用这些更改后的值重新计算所有的校验方程，重复进行这个译码过程直到所有的校验方程都满足为止，这时的值就是译码结果。当每个校验码方程包含的位数很少时，某一个方程要么没有错，要么包含一个错误，这种译码方法就可以很有效地进行纠错，即使某一个校验方程中发生了多于一个的错误，仍可以纠错。图 3.4 所示为关于某一比特 d 的校验集合的树型结构。最底层的根节点表示比特 d ，从 d 出发每一条边表示包含 d 的一个校验方程，而第一层中某一条线上的节点表示这一校验方程中

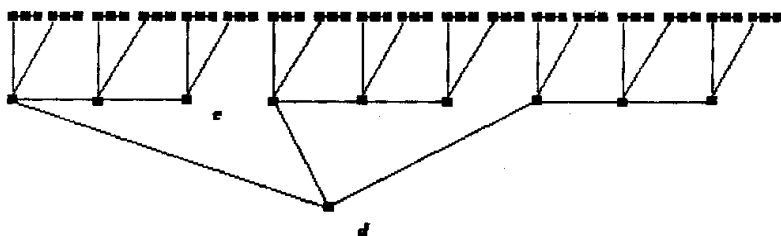


图 3.4 校验集合树

除 d 以外的其它比特，以此类推形成第二层，第三层。假设 d 和 e 节点发生

错误，那么在第一次译码中，第二层的正确节点会纠正 e 的错误，而在下一次译码中 d 的错误也会被纠正。从而可以看出：由于这个树形的结构，不与 d 直接相邻的比特也可以帮助纠正 d 的错误。

以下将要详细给出 *Gallager* 的概率译码方法。节点 d 和图 3.4 中第一层的节点看作一个集合。这个集合有很多种组合，每种组合都应满足所有的效验方程，假设发送端发送每种组合的概率是一样的，接收端接收到的字符与信道有关。我们把收到的符号集记作 $\{y\}$ ，传送的比特满足包含 d 的所有效验方程这一事件记作 S ，比特 $d=1$ 关于 $\{y\}$ 和 S 的条件概率为 $P_r(x_d = 1/\{y\}, S)$ ，然后有下面的定理：

定理 2.1 P_d 表示比特 $d=1$ 关于位置 d 上接收符号的条件概率。 P_{d_i} 表示包含 d 的第 i 个效验方程中第 1 位的条件概率，每个比特间是统计独立的

$$\frac{P_r(x_d = 1/\{y\}, S)}{P_r(x_d = 0/\{y\}, S)} = \frac{1 - P_d}{P_d} \prod_{i=1}^j \left[\frac{1 + \prod_{l=1}^{k-1} (1 - 2P_{d_l})}{1 - \prod_{l=1}^{k-1} (1 - 2P_{d_l})} \right] \quad (3-3)$$

显然通过这个定理计算某一比特 d 关于两层或更多层的条件概率是很困难的，但我们可以通过迭代的方法利用一层的结果来计算多层的节点概率。首先我们利用 (3-3) 式计算图 3.4 中的第一层节点关于第二层节点的概率，计算中每个节点只考虑 $j-1$ 个校验方程，得到的概率就可以继续被 (3-3) 式利用来计算 d 节点的条件概率了。如果图 3.4 中的每层节点都满足统计独立的要求，这个迭代过程就可以一直进行很多层。下面来总结一下整个码字的译码过程：码字中的每一位通过 (3-3) 式计算 j 个条件概率，每一次计算忽略一个校验方程而只用其他 $j-1$ 个校验方程。然后通过 (3-3) 式进行第二次概率计算，比如说计算 d 的概率，这是用到其他位的概率，是第一次计算得到的 j 个概率中忽略了包含 d 的校验方程的那一个概率，这个过程可以继续下去。经过多次迭代，如果译码成功，码字中每一位是 1 的概率应该趋于 1 或 0。

在实际运算中，将 (3-3) 式化为对数的形式更方便，定义

$$\ln \frac{1-P_d}{P_d} = \alpha_d \beta_d \quad \ln \frac{1-P_{ii}}{P_{ii}} = \alpha_{ii} \beta_{ii} \quad (3-4)$$

$$\ln \frac{P_r(x_d=0/\{y\}, S)}{P_r(x_d=1/\{y\}, S)} = \alpha'_d \beta'_d \quad (3-5)$$

其中 a 是对数值的符号， β 是对数值的绝对值。将上述定义代入 (3-5) 式得到：

$$\alpha'_d \beta'_d = \alpha_{ii} \beta_{ii} + \sum_{i=1}^j \left(\prod_{l=1}^{i-1} \alpha_{ll} \right) f \left[\sum_{l=1}^{i-1} f(\beta_{ll}) \right] \quad (3-6)$$

其中， $f(\beta) = \ln \frac{e^\beta + 1}{e^\beta - 1}$ 。

以下是 *D.J.C. Mackay* 的译码方法，算法中用到的一些符号的意义： R_j 表示校验矩阵第 j 行中的 1 的列标所形成的集合； $R_j \setminus i$ 表示在 R_j 中去除列标 i 所形成的集合； C_i 表示校验矩阵第 i 列中的 1 的行标所形成的集合； $C_i \setminus j$ 表示在 C_i 中去除行标 j 所形成的集合； $r_{ji}(b)$ 表示在码字中第 i 个比特 $c_i = b$ 和码字中其它比特服从分布 $\{q_{ij}\}_{j \neq i}$ 的情况下，第 j 个校验方程满足的条件概率； $q_{ij}(b)$ 表示第 j 个校验节点外其他校验节点提供信息的情况下第 i 个信息节点 $c_i = b$ 的概率； P_i 表示通过特征得到的码字中第 i 比特是 1 的概率。

我们假设信道为加性高斯白噪声信道，来概括一下译码的整个过程。首先看一个引理

引理1 设 $y_i = x_i + n_i, n_i \sim \eta(1, \sigma^2), P_r(x_i = +1) = P_r(x_i = -1) = \frac{1}{2}$ ，则有

$$P_r(x_i = x/y) = \frac{1}{1 + e^{-2yx/\sigma^2}}, \quad (x \in \{\pm 1\}) \quad (3-7)$$

由 $r_{ji}(b)$ 的定义，有

$$r_{ji}(0) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \prod_{l \in R_j \setminus i} (1 - 2P_{lj}) \quad r_{ji}(1) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \prod_{l \in R_j \setminus i} (1 - 2P_{lj}) \quad (3-8)$$

定理 2.1 就可以写成

$$\frac{P_r(x_d = 0/\{y\}, S)}{P_r(x_d = 1/\{y\}, S)} = \frac{(1-P_i) \prod_{j \in C_i} r_{ji}(0)}{P_i \prod_{j \in C_i} r_{ji}(1)} \quad (3-9)$$

由 $q_{ij}(b)$ 的定义, 又有

$$q_{ij}(0) = (1-P_i) \prod_{j \in C_i \setminus j} r_{ji}(0) \quad q_{ij}(1) = P_i \prod_{j \in C_i \setminus j} r_{ji}(1) \quad (3-10)$$

整个译码过程是在 $\{q_{ij}\}$ 和 $\{r_{ji}\}$ 之间循环迭代完成的, 只需要以下关系:

$$P_i \leftarrow q_{ij}$$

当在AWGN信道中采用BPSK调制过程时, 译码过程如下:

首先将 $\{q_{ij}\}$ 初始化:

$$q_{ij}(0) = 1 - P_i = P_r(x = +1/y) = \frac{1}{1 + e^{-2y/\sigma^2}} \quad (3-11)$$

$$q_{ij}(1) = P_i = P_r(x = -1/y) = \frac{1}{1 + e^{+2y/\sigma^2}} \quad (3-12)$$

然后通过以下公式在 $\{q_{ij}\}$ 和 $\{r_{ji}\}$ 之间循环迭代:

$$r_{ji}(0) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \prod_{i \in R_j \setminus i} (1 - 2q_{ij}(1)) \quad r_{ji}(1) = 1 - r_{ji}(0) \quad (3-13)$$

$$q_{ij}(0) = K_{ij}(1 - P_i) \prod_{j \in C_i \setminus j} r_{ji}(0) \quad q_{ij}(1) = K_{ij}P_i \prod_{j \in C_i \setminus j} r_{ji}(1) \quad (3-14)$$

后两式中的常数 K_{ij} 是为了保证 $q_{ij}(0) + q_{ij}(1) = 1$, 可以设定一个循环次数, 然后推出循环, 得到译码结果, 但是一般的做法是每次循环中计算

$$Q_i(0) = K_i(1 - P_i) \prod_{j \in C_i} r_{ji}(0) \quad Q_i(1) = K_iP_i \prod_{j \in C_i} r_{ji}(1) \quad (3-15)$$

式中的 K_i 同样是为了保证 $Q_i(0) + Q_i(1) = 1$ 。计算完后对码字中的每一位进行硬判决, 如果 $Q_i(0) \geq 0.5$ 。则 $c_i = 0$, 否则判为1, 然后计算 \mathbf{cH}^T 是否为零向量, 如果是, 则本次译码结束, 若不是, 返回继续进行循环直至得到可用码字或达到最大循环次数。

3.1.2 OFDM 系统整体仿真模型的构建

在绪论中已经提到，根据 IEEE 802.11a 标准提供的参数来建立 OFDM 仿真模型的（该无线局域网标准规定物理层采用 OFDM 技术），此标准的 OFDM 系统框图如图 1.1 所示，但是本论文所涉及的又与 IEEE 802.11a 标准有所不同，将目前来说还比较新的低密度校验码(LDPC) 引入 OFDM 系统，如图 3.5 所示，在实际系统中可以省略交织/去交织环节，——因为交织的目的是为了将信道的突发差错转化为独立的随机差错，从而便于所选编码方案进行纠错，而采用稀疏矩阵作为校验矩阵低密度校验码可以很好的解决这一问题——从而可以减少系统硬件设备的开销，达到简化系统、降低成本的目的；采用低密度校验码(LDPC)的另一个优点就是：这种码是一种接近香农限的码，即使在极低的信噪比情况下也有很好的误码性能，由后面的分析可以看到这种基于低密度校验码的 OFDM 系统性能将远好于 IEEE 802.11a 标准所提出的基于卷积码加交织环节的 OFDM 系统的性能。

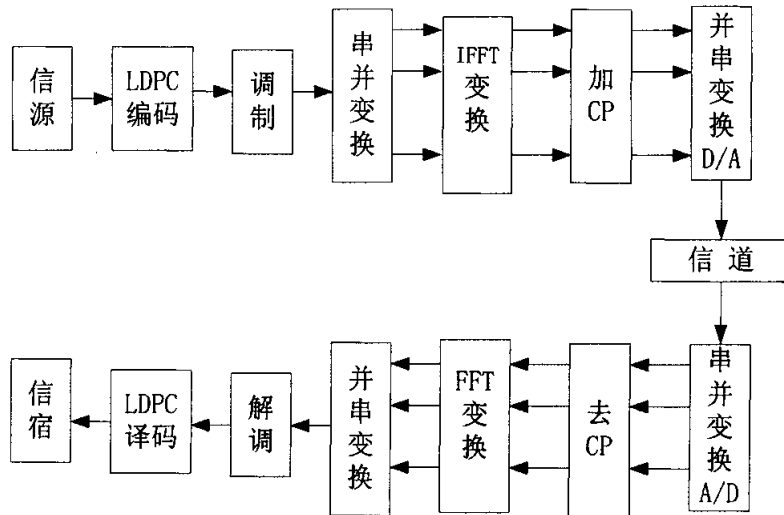


图 3.5 基于 LDPC 码 OFDM 系统框图

3.2 OFDM 系统编译码的实现

3.2.1 OFDM 系统编码的实现

编码一般可以分成两大类：信源编码和信道编码。信源编码的目的是尽量减少发送信息的符号冗余，以提高信息传输的有效性；信道编码的目的是为了提高信息的抗噪声能力，人为的引入冗余信息，以提高信息传输的可靠性。这里所采用的信源为离散二进制随机信源，因此只考虑了信道编码的环节，下面介绍低密度校验码(LDPC)编码方案的 MATLAB 实现。

由前面低密度校验码(LDPC)的介绍可知，LDPC 码的核心在于校验矩阵的构造，而其校验矩阵是一个稀疏矩阵，对于规则的 LDPC 码，除了其行重和列重分别为一较小的常数外，它的约束条件极少，因此，对于 LDPC 码，其校验矩阵是可以随机构造的，本系统中的 LDPC 码的校验矩阵也是自己设计的规则的 $(80,4,20)$ 和 $(80,8,10)$ 的 LDPC 码，其行重分别为 20、10，列重分别为 4、8，对于 $(80,4,20)$ 的 LDPC 码，其校验矩阵为 16×80 的矩阵，对于 $(80,8,10)$ LDPC 码，其校验矩阵为 64×80 的矩阵。由于在 LDPC 码中，所有的行向量均是线性无关的，所以构造时必须保持行向量的线性无关性，因此 LDPC 码校验矩阵的构造十分繁琐，而且 $(80,8,10)$ LDPC 码 ($Rank=64$) 校验矩阵的构造比 $(80,4,20)$ LDPC 码 ($Rank=16$) 的构造麻烦得多，而且计算量非常大。

在计算校验矩阵的过程中，采用的是 *Gallager* 提出的构造方法，对于 $(80,4,20)$ LDPC 码，子矩阵的行数为 20，对于 $(80,8,10)$ LDPC 码，子矩阵的行数为 10。在同一子矩阵中，各列的列重均为 1。下面以 $(80,8,10)$ LDPC 码为例，介绍实现校验矩阵的构造的方法：第一个子矩阵按照 *Gallager* 提出的构造方法完成，对于剩下的子矩阵本人采取以下方法来实现：每次产生 10 个 1 到 80 之间互不相同的随机数来确定此子矩阵中本行中值为 1 的元素的

列标, 要求此随机数不能与此子矩阵中先前的行产生的随机数重复 (随机数的产生可以利用函数 `randint` 来实现)。随机数产生完毕以后在此行中随机数对应的列取为 1, 其余为零, 这样就构造出行重为 8、列重为 1 的子矩阵。每构造好一个子矩阵, 就计算它与之前计算的所有子矩阵构成的矩阵的秩, 如果为满秩矩阵, 则保留, 否则丢弃, 直到构造出 8 个满足要求的子矩阵为止。这样构造的子矩阵满足所有的行向量线性无关。其中, 通过求矩阵的秩可以判断是否满足线性无关的要求, 求矩阵的秩的函数为 `rank`。另外, 为了优化编码的性能本文还采用了密度进化理论对该编码进行密度进化, 以期获得较好的性能, 有关密度进化的理论见参考文献[5]。对于 (80,4,20) LDPC 码的校验矩阵, 只需寻找 4 个行重为 20, 列重为 4 的子矩阵, 故较容易实现。

在构造好校验矩阵之后, 必须通过矩阵的初等变换来将其系统化。其中系统化时必须注意: 由于所有的运算都是基于 $GF(2)$ 域的, 所以矩阵的初等变换与常规的矩阵运算有所不同, 均为模 2 运算; 另外, 进行初等变换是应该注意, 只能进行行初等变换和列的交换, 否则不可能得到正确的结果。其中可以利用函数 `rref` 来将矩阵化为行最简型, 在通过列的交换和模 2 运算即可完成系统化, 系统化后求生成矩阵就能进行编码。下面给出求生成矩阵和编码部分的程序清单:

```
% 转化为 0,1 二进制数值矩阵;
linear_jymatr=mod(linear_jymatr(:,2),2);% linear_jymatr 为系统化后的校验矩阵;
% 计算生成矩阵;
G=linear_jymatr(:,17:80).';%...计算生成子矩阵
gnmatrix=zeros(64,80);
for i=1:64
    for j=1:64
        if i==j
            gnmatrix(i,j)=1;
        end
    end
end
```

```

    end
end
gnmatrix(:,65:80)=G;
%-----
% 进行 LDPC 编码;
%-----
code=zeros(P,N);%...为编码输出保留空间
for i=1:P
    checkcode(i,:)=data_mtrx(i,:)*gnmatrix;%...计算检验矩阵
    for j=1:N
        checkcode(i,j)=mod(checkcode(i,j),2);%...经过模 2 运算映射为二进制
    end
    code(i,1:N)=checkcode(i,:);%...后 N-M 位为检验因子,也称校正因子
    code(i,1:P)=data_mtrx(i,:);%...前 M 位为原二进制信息序列,构成线性分组
码
end
end

```

3.2.2 OFDM 系统译码的实现

先来简单介绍一下卷积码的译码,众所周知,卷积码的译码存在快速算法:基于网格图的 *viterbi* 快速译码算法,它包括硬判决 *viterbi* 算法(*Hard Decision Viterbi Algorithm*, HDVA)和软判决 *viterbi* 算法(*Soft Decision Viterbi Algorithm*, SDVA)两种。在此采用的是硬判决 *viterbi* 算法(HDVA),由于 MATLAB 的通信工具箱中有现成的函数 *viterbi* 可以利用,这里对于此算法不再赘述。对于卷积码的译码,也有基于 *viterbi* 算法的函数 *vitdec* 可以利用,本论文中正是利用的这个函数,其译码程序如下:

```

%decoded=zeros(1,M);
for i=1:4095
    if received(i)<0 %进行硬判决,输入为双极性码;

```



```

        received1(i)=1;
    else
        received1(i)=0;
    end
end
decoded=vitdec(received1,trel,34,'cont','hard');
[number,ratio]=biterr(decoded(68+1:end),data_in(1:end-68))% 计算误码率;

```

下面重点介绍低密度校验码译码算法的 MATLAB 实现。它的译码算法是基于树图的一种迭代概率译码方案，由 *Shannon* 的有噪信道编码定理可知，要达到 *Shannon* 限的编码方案必须具备的一个条件是：译码过程采用最佳的最大似然译码(ML)方案。但随着码长的增加 ML 方案的复杂度急剧上升，译码变得不可实现，因此，LDPC 码的译码采用基于迭代概率译码的次最优译码方案，也能获得很好的性能，这种译码的算法又被称为和乘积算法或置信传播算法，该系统采用的是(80,4,20)LDPC 码，其中码型为双极性不归零码，输入数据经串并变换后为 64×64 的矩阵，加循环前缀(CP)后变为 64×80 的矩阵。

需要说明的是，以上的译码过程是在自然数域进行的，因此比较繁琐；它的简化方法是基于对数域的译码，采用对数域可以变乘积为加减运算，这样可以大大的减少译码的计算量，同时程序也相对简洁一些。

3.3 OFDM 系统其它环节的实现

上面介绍了 OFDM 系统中编译码过程的 MATLAB 实现，下面来说明其它环节的构建方法，包括串并、并串变换的实现，AWGN 信道的引入，调制、解调，加循环前缀(CP)、去 CP 的实现等。

3.3.1 串并/并串变换的实现

对于 OFDM 系统来说, 串并、并串变换环节是必不可少的环节, 因为信源输入的数据一般都是串行的(即使是并行的也不一定并行数目刚好和 OFDM 子载波的数目一致), 因此, 为了将高速的 OFDM 信号调制到 N 个子载波上去, 从而降低系统的符号传输速率, 以达到克服多径时延的目的。由图 1.1 可知, 在发送端和接收端都需要有一个串并变换模块和一个并串变换模块, 在发送端串并变换的目的是为了方便进行 N 点的 FFT 运算完成正交调制, 另外, 由于在调制信道中传输的信号不可能是数字信号, 因此必须经过并串变换后再进行 D/A 变换还原成具有连续波形的模拟信号。

由于串并变换和并串变换的原理相同, 是一对互逆的运算, 因此, 他们的程序编写方式相近, 下面仅以串并变换为例来说明它们程序的实现过程。对于串并变换, 在硬件上来说应该是十分方便的, 它的原理比较简单, 用简单的组合逻辑电路和时序逻辑电路就能实现。它的工作原理如下: 将第一位的信息传送到第一路子信道上, 将第二位传到第二路子信道, ..., 以此类推,

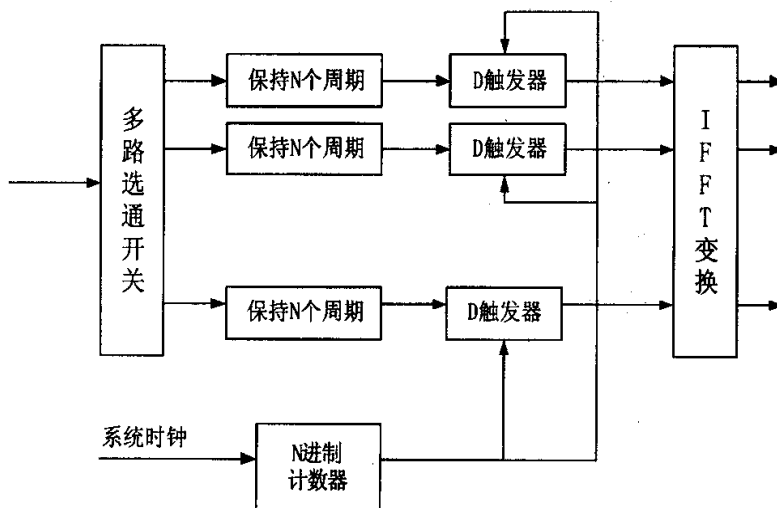


图 3.6 串并变换的实现

然后再将第一路信号保持 N 个码元周期, 第二路信号保持 $N-1$ 个码元周

期, ..., 最后, 利用一个 N 进制的计数器进行定时控制, 当计数器计数满 N 后, 用计数器的进位输出端为各路子信道的输入使能端提供时能信号, 同时将计数器清零。为了在各子信道的输入端提供使能控制, 可以将经保持电路输出的信号接入 D 触发器的输入端, 而以计数器进位输出端作为 D 触发器的时钟脉冲信号。实现过程如图 3.6 所示, 其中框图中的多路选通开关的作用是完成串行信息到对应子信道的分配。

在 M 文件编写的 MATLAB 程序中, 考虑上述问题更为简单, 因为基于 M 文件的通信系统仿真是一种数据流仿真, 只需把一向量形式存在的原始信息数据转化为需要的维数的矩阵形式即可, 在这一过程中只需注意一个问题: MATLAB 是按列优先的顺序进行矩阵的存储和读取的, 而为了和实际一致, 我们需要按行优先的顺序存取。实现向量转换为矩阵的函数为 `vec2mat`, 当然, 自己用程序来实现也是很容易的。

3.3.2 调制解调及加 CP/去 CP 等的实现

对于 OFDM 系统来说, 虽然 IFFT/FFT 变换能实现调制解调的功能, 但是为了改善传输性能, 克服恶劣信道带来的干扰, 往往在经过信道编码后仍加入一个调制的环节, 在接收端相应环节加入一个解调的环节。通常 OFDM 所采用的调制方式有 QPSK、16QAM、64QAM 等, 先面介绍 OFDM 调制技术的 MATLAB 实现。

由于 OFDM 采用的是数字调制, 这里只对数字调制进行介绍。对于 MATLAB 来说, 数字调制的实现是分为两步来完成的: 数字映射和模拟调制, 因为存在如下等价关系:

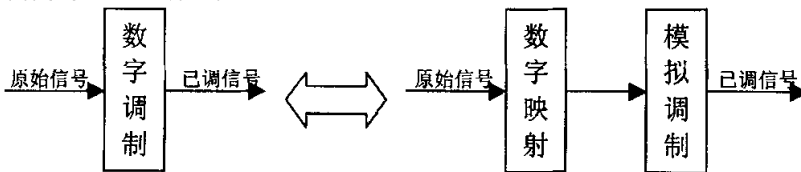


图 3.7 数字调制功能框图

同样, 数字信号的解调也可以分成模拟解调和数字逆映射两步来实现。在 MATLAB 中实现数字映射和数字逆映射的函数分别为 `modmap` 和 `demodmap`。

在 MATLAB 的通信工具箱中提供了 `dmod` 函数专门用于通带数字调制，`ddemod` 函数实现通带数字解调。`Dmod` 函数的部分调用格式如下：

```
y=dmod(x, Fc, Fd, Fs, 'method/nomap'...);
y=dmod(x, Fc, Fd, Fs, 'ask', M);
y=dmod(x, Fc, Fd, Fs, 'fsk', M, tone);
y=dmod(x, Fc, Fd, Fs, 'msk');
y=dmod(x, Fc, Fd, Fs, 'psk', M);\
y=dmod(x, Fc, Fd, Fs, 'qask', M);
y=dmod(x, Fc, Fd, Fs, 'qask/arb', inphase, quadr);
y=dmod(x, Fc, Fd, Fs, 'qask/cir', numsig, amp, phs);
```

这些调用的具体意义可以参阅相关的书籍(参考文献[2], [3]), 这里只作说明：

- 在 MATLAB 中 QAM 被划分为模拟调制，要实现数字信号的正交幅度调制应该采用 `qask`(正交幅移键控)方式；
- F_c 为已调输出信号 y 的载波频率， F_d 为数字基带信号 x 的频率， F_s 为仿真抽样频率；其中 F_s/F_d 为正整数，它们的取值关系最好满足 $F_s > F_c > F_d$ ；
- 考虑到通带数字调制的仿真速度较慢，为了提高仿真速度，本系统没有严格按照 OFDM 系统的标准设置三个频率参数，但由于没有考虑多径时延的影响，且调制参数不是系统实现的关键，因此这种设置并不影响其结论的正确性。
- 为了解决当频率很高时通带调制解调仿真速度很慢的问题，实际上可以采用基带调制和解调带代替，这一基带仿真法通常被称为等效低通法仿真，它使用的是通带信号的复包络(*complex envelop*)，等效低通法的理论依据可以在参考文献[6]。

前面已经说过，为了有效的消除 OFDM 系统的符号间干扰(ISI)和子信道间干扰(ICI)，OFDM 系统采用了在进入信道之前加入循环前缀(CP)的技术，这实际上是引入一定的符号冗余来换取性能改善的一种手段。子载波的数目为 $N=64$ ，经过串并变换后输出信号为 64 路，进行 IFFT 变换完成正交调制后按照 IEEE 802.11a 标准加入 16 路的信号冗余作为循环前缀，然后进行并串转换转化为串行传输的信号。按照加入 CP 的原理应该是将每 64 个符号中

的后 16 个符号加到此 64 个符号之前，因此，必须用以下的程序来实现：

```

% 加循环前缀 CP,以消除 ICI 和 ISI,改善传输信号特性;
% data_CP 为加完 CP 后的输出数据序列;
data_CP=zeros(P+CP,P);%...初始化，预分配存储空间
for i=1:P
    data_CP(CP+i,:)=da_IFFT(i,:);%... 为加循环前缀作准备，后 P 个元素保持不变
end
data_CP(1:CP,:)=da_IFFT(P-CP+1:P,:);%...在每一次 IFFT 的结果前加循环前缀
在接收端，需要将引入的循环前缀去掉，由以上加 CP 的原理和程序可知，
秩序将经过 FFT 解调前串并转换输出信号的前 16 行丢弃即可：
% 去除循环前缀 CP;
da_DCP=zeros(P,P);
for i=1:P
    da_DCP(i,:)=da_parrallal(i+CP,:);
end

```

在绪论中已经提到，由于不考虑多径时延扩散的影响，因此没有采用 OFDM 系统中常见的瑞利快衰落信道，而直接采用加性高斯白噪声信道 (AWGN)来代替。在 MATLAB 中有现成的函数可以调用。而信噪比采用多种情况以测得两种编码的误码率曲线，在进行 PAR 性能分析中，如不特别指明，则信噪比为 6dB；对于输入信道的信号功率，采用实测的方式来得到。

3.4 本章小结

本章主要详细介绍了 OFDM 系统模型各个环节的建立，并且给出了部分模块实现的 MATLAB 程序。由于程序全部采用 M 语言编写，而且 MATLAB 的通信工具箱提供了大量的仿真函数，因此，为了使程序尽量简洁，在程序的编写过程中使用了大量的仿真函数。作为系统实现的重点，本章详细介绍了 LDPC 码校验矩阵的构造和译码算法的实现。

第 4 章 PAR 性能仿真模型的实现

本章主要介绍 OFDM 系统 PAR 性能仿真模型的构建，首先介绍系统构建方案，其次介绍 CCDF 曲线测量的实现以及采用改进 C 变换方法降低 PAR 性能的 MATLAB 实现，以及采用 PTS 方法降低 OFDM 系统 PAR 性能的 MATLAB 实现方案。

4.1 OFDM 系统 PAR 性能仿真模型的构建

本系统的一个重点在于 OFDM 系统 PAR 性能的研究，由前面的论述可知，改善 PAR 性能的方法主要分为两大类，在此仅考虑畸变的压缩扩展变换的方法（亦即改进的 C 变换、 μ 律压扩，以后这三个概念不加以区别）和非畸变的部分传输序列（PTS）的方法，下面分别论述两种方案仿真模型的设计方案。

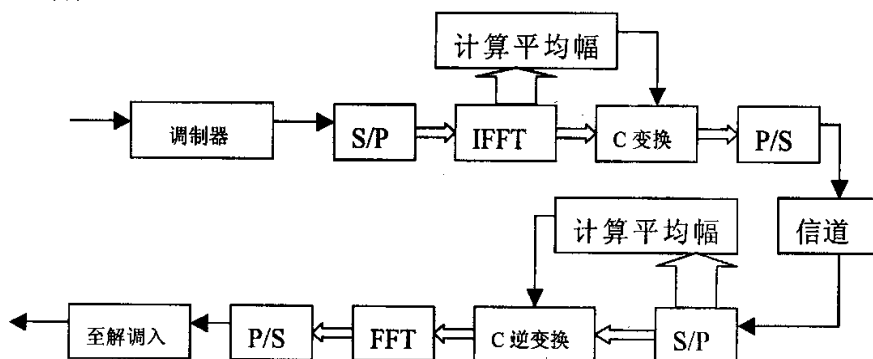


图 4.1 实施压扩变换的 OFDM 系统简图

对于采用压缩扩展变换的方法减少 OFDM 的 PAR 方案，可以采用如图 4.1 所示的仿真框图，应该说明的是，图 4.1 仅画出进行压扩部分的核心框图，其它部分和图 1.1 基本一致。

对于采用部分传输序列（PTS）方法改善 PAR 性能的仿真模型的建立，

其绝大部分与原 OFDM 系统仿真模型相同，仅在发送端 IFFT 模块之前加入了子集分割，系数最优化等几个模块，在接收端 FFT 解调之前进行相应的逆变换模块，下面仅给出加在发送端的部分框图：

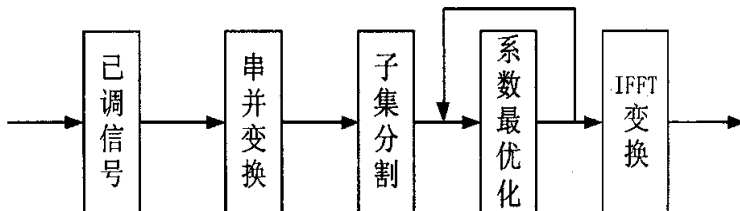


图 4.2 PTS 方法降低 PAR 的 OFDM 系统发射部分简图

对于图 4.2，需要做以下说明，图中的系数最优化环节形成闭环系统，这是因为进行系数最优化是采用迭代的方法进行的，每一次计算需要比较当前系数下和以前计算所得最优系数下的系统 PAR 性能，同时，从这里可以看出，采用 PTS 方法需要进行大量复杂的运算以及需要大量的寄存器空间，因此，PTS 方法给计算机带来的负担是十分沉重的。

以上论述了减小 OFDM 系统 PAR 的仿真模型建立的总体方案，以下的系统模型建立以及 OFDM 性能仿真测试、结果分析、以致结论的提出建立在以上总体方案的基础上的。

4.2 CCDF 曲线的测量及 μ 律压扩的实现

4.2.1 CCDF 仿真曲线的测量

一般在 OFDM 系统都用累积分布函数(CDF)或互补累积分布函数(CCDF)来衡量 PAR 性能，其含义是峰值平均功率超过某一门限的概率，在 CCDF 曲线中，横坐标表示 PAR 的门限值，纵轴采用对数坐标，它的含义是概率值。

对于 OFDM 系统而言，其功率服从两个自由度的中心 χ^2 分布，其均值

为零，方差为 0.5。虽然我们知道 OFDM 系统 PAR 性能服从什么样的分布，但是仍然不能用对确定分布函数求数学期望的方法来求得其 PAR 值，而且对于几个点研究其 PAR 值是没有任何意义的，因为样本均值只有当样本数取得非常大时才能用来逼近其数学期望值，因此只有研究其 PAR 性能为某一具体值的概率才有意义。另外，由于发送端发送的信息数据是随机的，在不同的时间段内其 PAR 的取值是不可能完全相同的，因此，只有在统计意义下对其进行定性的描述才有意义。

在仿真中测量 OFDM 系统的 CCDF 曲线采取的是用某值出现的频率代替概率的方式，出现频率的计算方法比较简单，就是在一定数目的样值中某个 PAR 取值出现的次数除以样值的总数。由概率论的知识可以知道，当样值总数越大，此频率值就越接近 OFDM 系统 PAR 取得该值的概率。但是要真正的使它等于概率，必须使样本的总数为无穷大。然而，这显然是不太现实的，因此我们只能尽量增大样本的总数，但是随着样本总数的增加，系统的计算复杂度急剧上升。由于在设计中只有增加 64 个输入符号才能增加一个 PAR 的仿真值，这对于采用压缩扩张变换的方法改善 OFDM 系统 PAR 性能来说还可以接受，然而，对于本身计算量就十分庞大的部分传输序列(PTS)方法减小 PAR 值的系统来说，大量增加样值显然是不现实的。因此计算 PAR 性能均采用 1024 个样值，其精度为 $1/1024=9.676 \times 10e-4$ 。虽然精度不是很高，所得的结果会存在一定的偏差，但是对于定性分析 PAR 性能来说还是够用了。

仿真测试 CCDF 的部分程序如下所示，其中 *semilogy* 是为了用半数对坐标绘制所得的结果得仿真曲线。

```
eec=zeros(1,20);
count=zeros(1,20);
zz=1:0.5:10.5;
for k=1:20
    for j=1:N
        if PAR(1,j)>zz(k)
            count(k)=count(k)+1;% 计算超过某一点的频数;
        end
    end
end
```



```

end
count(k)=count(k)/N;
eee(k)=count(k);
end
semilogy(zz,eee)

```

对于 PAR 值的计算，是按照 2.2 节给出的公式进行的。由于按照公式计算功率的统计平均值不太方便，在此以时间平均代替统计平均，由平稳随机过程的知识可知，以上代替是可行的，关于这一点，在参考文献[1]中也有所论述。计算 PAR 的程序如下：

```

x_max=zeros(1,N);
x_avg=zeros(1,N);
PAR=zeros(1,N);
PAR_m=0;
for j=1:N
    for i=1:P
        if x_max(1,j)<(abs(da_IFFT1(i,j)))^2
            x_max(1,j)=(abs(da_IFFT1(i,j)))^2;% 计算每一列的最大值;
        end
        x_avg(1,j)=x_avg(1,j)+(abs(da_IFFT1(i,j)))^2;
    end
    x_avg(1,j)=x_avg(1,j)/P;% 计算平均值;
end
for j=1:N
    PAR(1,j)=10*log10(x_max(1,j)/x_avg(1,j));% 计算 PAR;
    PAR_m=PAR_m+PAR(1,j);
end
PAR_m=PAR_m/N % 计算 PAR 的平均值，显示到命令窗口;

```

4.2.2 μ 律压扩改善 PAR 性能的 MATLAB 实现

对于改善 OFDM 系统 PAR 性能的方法, 主要考虑两种; 本小节主要介绍采用畸变的改进 C 变换(μ 律压扩)的方法减少 PAR 值的 MATLAB 实现。

对于 μ 律压扩, 在 MATLAB 中的实现函数为 `compand`。其部分调用格式为:

```
out=compand(in, Mu, v);  
out=compand(in, Mu, v, 'mu/compressor');  
out=compand(in, Mu, v, 'mu/expander');
```

其中, 前两句的功能相同, 均是完成对输入向量 `in` 进行 μ 律压缩。`Mu` 指定了 μ 值, `v` 指定了输入信号的最大幅度。`'compressor'` 指明了进行压缩, `'expander'` 指明进行扩展。

`v` 值在发送端可以通过计算 IFFT 变换所得信号的最大幅值来获得, 在接收端可以通过计算串并转换后所的信号的最大幅值来获得。对于 `Mu` 值的选取, 必须稍大于零, 当此值增大时, 对系统的畸变作用就越大。如果在有噪声信道中传输再经过相同参数的 μ 律扩张后还原的信号与原始信号的差异就越大, 即使在不引入噪声信道的情况中也是如此, 因为此种非线性变换的方法对信号造成了一定程度的畸变。

为了降低 PAR 值, 在发送端使用奇对称的 μ 律压缩是有好处的, 因为通过合适的选择转折点就可以保证发送信号的平均功率经过 C 变换后基本保持不变。这样既节省了发送设备的发送功率, 同时也使系统的性能更加稳定, 因为随着发射功率的增加, 发射机的功率放大器的工作点就越接近非线性区, 因此性能就越不稳定。

由上面的分析可以预见, 虽然随着 μ 值的增加 OFDM 系统的 PAR 性能改善会增强, 但是整个系统的性能不一定会有很大的改善, 因为这种方法对信号造成的畸变是不可能被忽略的, 因此, 应该合理的选择 μ 值, 以期在系统对信号畸变造成影响的容限范围内, 尽量的改善系统的 PAR 性能。

4.3 采用 PTS 方法改善 PAR 性能的实现

再上一节中介绍了采用 μ 律压缩扩展变换的方法减小 OFDM 系统 PAR 性能的 MATLAB 实现,这一节主要介绍基于部分传输序列(PTS)方法改善 PAR 性能的实现。

由 2.2 可知, PTS 方法主要分成三步:子集分割、IFFT 变换和系数最优化。子集分割的方法主要有三种:相邻分割、交织分割、随机分割,其中随机分割的效果最好。这里采用的是随机分割的方法,考虑子集数为 $V=4$ 和 $V=8$ 两种情况。随机分割的实现过程与 LDPC 编码计算校验矩阵中构造子矩阵的方法相似,下面以 $V=8$ 的情况为例来进行说明。

每次产生 8 个 1 到 64(因为进行的是 64 路 IFFT 变换)之间的随机数,要求这 8 个数互不相同并且不能与之前得出的子集中的任意一个数相同,直到产生 8 个子集为止,然后将与每个子集中的数相对应的矩阵的行放在一个子集中,由此得到 8 个包含着串并变换后不同路输出的 8 行元素的子集。其中利用随机整数生成函数 randint 再结合简单的编程就可以实现上述随机子集分割。

完成子集分割后,把得到的 8 个包含着 8 路并行信号子集的每一列进行 IFFT 变换,然后再通过每个子集的加权系数最优化,再将它们进行合并,就完成了部分传输序列的方案。

对于加权系数最优化,在此为了降低复杂度,考虑了以下两种情况:一种是把加权系数的取值限制在 $\{\exp\{+1\}, \exp\{-1\}, \exp\{+j\}, \exp\{-j\}\}$ 内,一种是把加权系数限制在 $\{+1, -1\}$ 内;然后再利用迭代的方法寻求 PAR 性能最优的一组进行传输。这种迭代的算法过程如下:(以第二种加权系数限制方案 $V=8$ 为例)

- ① 将 N 个子载波分割为 V 个子序列,这一步前面已经完成;
- ② 令 $b_v = 1, v=1, 2, \dots, V$, 在此条件下,计算峰均比 $PAR_0 = \max_{\mathbf{x}'} |\mathbf{x}'| / E(|\mathbf{x}'|)$, 其中, $\mathbf{x}' = \sum_{v=1}^V b_v IDFT\{X_v\} = \sum_{v=1}^V b_v \mathbf{x}_v$, 并且令 $index=1$;
- ③ 令 $b_{index} = -1$, 并且同样计算此时的 PAR;

- ④ 如果 $PAR > PAR_0$, 则 $b_{index} = 1$, 否则, $PAR_0 = PAR$; $index = index + 1$;
- ⑤ 如果 $index < V + 1$, 则返回到③, 否则到④;
- ⑥ 得到加权系数 $\{b_v, v = 1, 2, \dots, V\}$, 在此条件下所得到的峰均比分布为 $\min(PAR, PAR_0)$ 。

对于采用 PTS 方法的 OFDM 系统来说, 以上迭代的计算量是很大的, 因此, 必须综合考虑分割方法、加权系数集合的限制、分割子集的个数与系统计算量之间的矛盾, 以达到系统各综合性能最优化的目的。另外, 对于 PTS 系统的接收端, 一定要先将原加权系数和子集分割还原, 然后再进行 FFT 解调, 这样, 在实际的通信系统中, 还要加入一些有关加权系统和子集分割的信息。

4.4 本章小结

本章主要介绍了 PAR 性能仿真模型的 MATLAB 实现。由于主要针对畸变的 μ 律压扩和非畸变的部分传输序列(PTS)两种改善 OFDM 系统 PAR 性能的方案, 本章首先简单介绍了 OFDM 系统 PAR 性能衡量的方案, 然后重点介绍了二者的相关程序的编写, 并给出了一些对于两种方案对系统造成影响的预计, 以上预计全是基于从理论上考察各种方案而得出的, 将在下一章中对这些预计结论进行检验, 并由此讨论各种方案的优缺点及其系数最佳化, 并提出自己创新点。

第 5 章 仿真结果测试与分析

前面两章已经介绍了 OFDM 与 PAR 仿真模型的建立，本章在其建立的模型上进行系统仿真结果测试与分析。本章主要分为五部份，第一部分介绍采用 LDPC 码的 OFDM 系统 BER 性能；第二部分介绍采用 μ 律压扩的 OFDM 系统 PAR 性能；第三部分介绍基于 PTS 方法的 OFDM 系统 PAR 性能；第四部分为本人提出的方法的 PAR 性能，最后一部分将介绍不同调制方案下系统的 PAR 性能。

5.1 采用 LDPC 码的 OFDM 系统 BER 性能

前面已经介绍了两种编码方案的编、译码方法，其中卷积码加交织环节是 IEEE 802.11a 标准提出的 OFDM 系统编码方案，而本系统中，采用的编码方案为低密度校验码(LDPC)，经过对 (80,4,20) 码的误码率(BER)性能仿真，得到它们在不同信噪比的情况下误码性能曲线如图 5.1 所示：

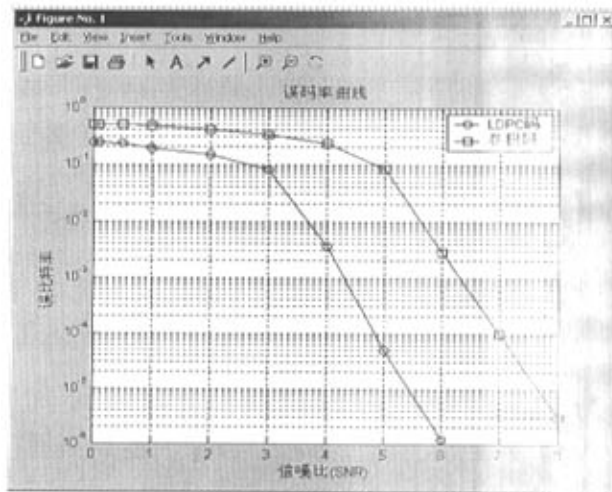


图 5.1 OFDM 中两种编码方案的 BER 性能

由图 5.1 可以看到：两种编码方案均能在较低性噪比的情况下获得较好

的 BER 性能。对于 LDPC 码, 在信噪比 SNR=6dB 的情况下其误码率仅为 10^{-6} ; 对于卷积码而言, 在信噪比为 8dB 的情况下就能获得误码率约为 2×10^{-6} 的良好性能。由图可以看出 LDPC 码对于 OFDM 系统 BER 性能的改善还是很大的, 这种改善作用在低信噪比的情况下更为明显: 当信噪比为零时, 采用卷积编码的 OFDM 系统误码率约为 49.8%, 接近系统随机差错概率, 编码基本上不能起到任何作用; 而对于 LDPC 码, 当信噪比为零时其系统的误码率约为 26.3%, 可见这种编码确实起到了对系统性能较大的改善作用, 其性能要优于采用卷积码的方案。LDPC 码的 BER 性能之所以这么优越, 很大一部分要取决于它的译码算法, 这种基于概率译码迭代算法(置信传播算法)是目前仅次于最大似然(ML) 概率译码算法的最佳优算法, 它只增加了较少的计算复杂度(参考文献[8]指出, 该译码算法得平均迭代次数约为 51 次)就获得了非常好的性能。

另外, 由图 5.1 还可以看出, 两种码都具有良好的收敛性, 即随着系统信噪比的提升系统的 BER 性能改善很快。对于 LDPC 码来说, 当 SNR 超过 3dB 时, 系统的误码率急剧下降; 而卷积码的转折点出现在 SNR=5 以后。这也可以说明在低信噪比情况下 LDPC 码的 BER 性能和卷积码比起来还是很有优势的。

和卷积码相比, LDPC 码的另一个很大的优点就是它可以省去交织/去交织环节, 从而可以节省硬件设备, 降低 OFDM 发射机和接收机的复杂度, 因为卷积码后加交织器的目的是为了纠正信道的突发差错, 而基于稀疏校验矩阵的 LDPC 码本身就具有纠突发差错为随机差错的能力。

综合以上几方面, 采用低密度校验码的 OFDM 系统的误码性能要远好于基于卷积码加交织的 OFDM 系统性能, 而这些良好性能的实现只是以译码计算复杂度的少量增加为代价的, 因此, 对于在极其恶劣的瑞利多径快衰落信道中传输的 OFDM 系统来说, 这代价是完全值得的。

5.2 采用 μ 律压扩的 OFDM 系统 PAR 性能

本课题的重点在于研究 OFDM 系统的峰值平均功率比(PAR)性能, 本节主

要介绍采用 μ 律压缩扩展变换的方法对 OFDM 系统 PAR 性能的改善情况以及这种方法对系统造成的影响。

按照前面所述的方法建立 μ 律压扩的 OFDM 系统仿真模型, 通过研究在不同 μ 值的情况下 OFDM 系统 PAR 的性能, 得到压扩参数与 1024 列信号的峰值平均功率比(PAR)的时间平均的关系如图 5.2 所示:

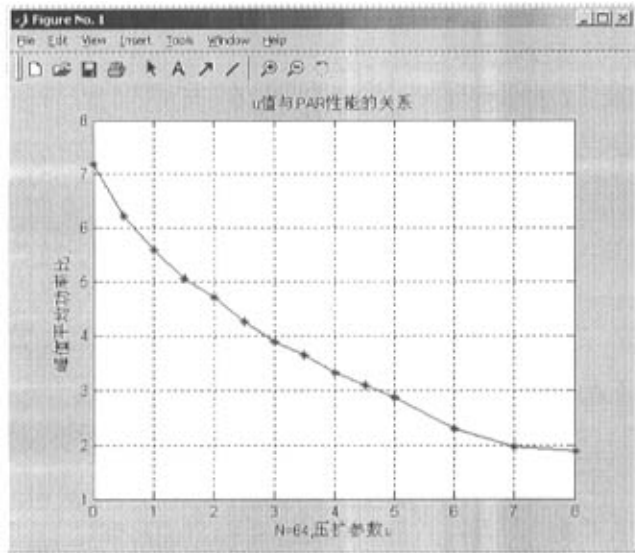


图 5.2 μ 值与 PAR 时间平均值之间的关系曲线

由图 5.2 可以看到, 不进行 μ 律压缩的 OFDM 原始信号 PAR 的平均值约为 7.29dB, 即峰值功率约为平均功率的 5.4 倍, 这对于 OFDM 发射机的输出功率放大器来说是一个沉重的负担, 因为它意味着功率放大器必须要有很大的线性动态范围, A/D、D/A 变换器的精度要足够高以至于复杂度非常高, 从而造成了 OFDM 系统收发信机的成本很高, 使它的应用受到很大的限制。然而, 在 $\mu=3$ 的情况下, PAR 的平均值下降到 3.93dB, 即峰值平均功率比下降到 2.5 倍, 相对于未加压缩扩展变换时减少不止一半, 可见这种方法对于改善 OFDM 系统的 PAR 性能还是非常有效的。

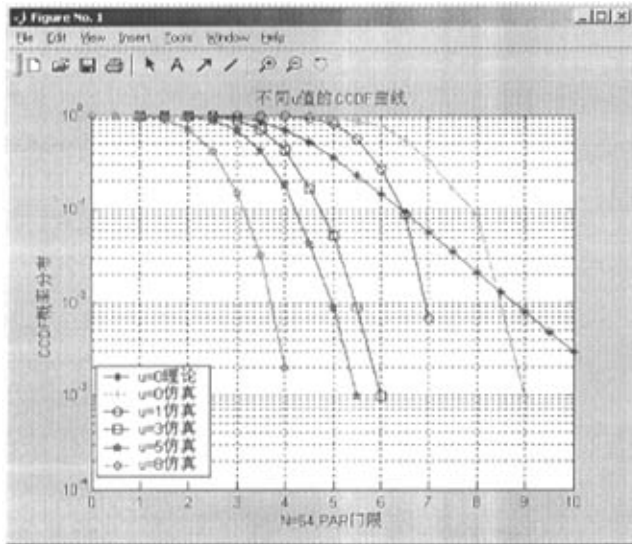


图 5.3 不同 μ 值下的 CCDF 曲线

另外，由图 5.2 还可以看到： μ 值超过 3 以后，随着 μ 值的增大，OFDM 系统 PAR 性能的改善作用已经不那么明显了；当 μ 值超过 6 时，PAR 性能改善已经随着 μ 值的增大而增长得非常缓慢，此时再增大 μ 值的也不可能获得很大的性能改善，只会给信号带来更大的畸变，其意义已经不大了。

图 5.3 给出的是不同 μ 值情况下 OFDM 系统 PAR 性能的互补累积分布函数(CCDF)曲线，其中加“*”号的曲线是子信道数为 64 路的 CCDF 理论曲线，而线上加“+”号的为不加任何 PAR 改善措施的 OFDM 信号 PAR 性能的 CCDF 仿真曲线。由图可以看到，理论曲线和仿真曲线存在着一定的差异，这是因为在测量 CCDF 曲线时是用样值出现的频率来近似逼近其概率。在本论文中，为了使所有的仿真具有相同的精度，所有的仿真曲线的测绘都是基于具有 1024 个样本的集合的。对于 μ 律压扩改善 PAR 性能的方法来说，样本点数可以取得更大，但是对于 PTS 方法来说，为了提高仿真速度样本点数已不适合有较大的增加。

由图 5.3 我们还可以看到，随着 μ 值的增加，CCDF 曲线的收敛速度加快；对于 $\mu=3$ 的情况(对应图中加方形的曲线)，当 PAR 门限值为 6 时，系统 PAR 值超过此门限的概率略小于 10^{-3} ，而对于 $\mu=5$ 的情况(对应图中加五角

星的曲线), 此现象发生在 PAR 门限约为 5.5 时。

由图 5.2 和 5.3 我们可以很清楚的看到, μ 律压缩扩展变换的方法的确对系统的 PAR 性能有较大的改善, 但这种方法也有局限性。

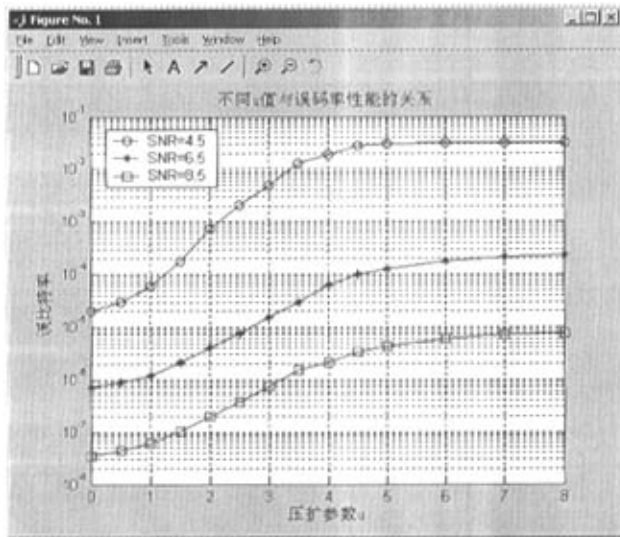


图 5.4 μ 律压扩对 OFDM 系统造成的影响

图 5.4 给出的是在不同的信噪比情况下压扩参数 μ 与 OFDM 系统 BER 性能的关系, 其中加圆圈的曲线对应的是 SNR=4.5 的情况, 加星号的曲线对应的是信噪比为 6.5 的情况, 加方形的曲线则对应的是 SNR=8.5 的情况。由图可以看出: 随着 μ 值的增加亦即压缩的程度加强, 系统的误码性能明显的恶化, 尤其是在 SNR=4.5 的曲线中, 当 μ 值超过 3.5 时, 系统的误码率将超过 10%。

另外, 对比图 5.4 中的三条曲线还可以看到: 随着信噪比的增加, 系统的误码性能恶化趋势有所减缓, 当信噪比超过 6 时, μ 值在 1 到 3 之间不会引起太大 BER 性能的恶化, 对于信噪比为 6.5 的情况, 误码率只由 10^{-6} 下降到 10^{-5} , 但是 μ 值超过 3 之后, 系统的误码性能恶化已经变得不可接受, 虽然这时系统的 PAR 性能有很大的改善, 但是由于保证不了系统必要的可靠性, 已经变得没有多少意义了。

以上现象的出现是与实际相符合的, 因为 μ 律压扩是一种对信号产生了

畸变的方法,而且随着压缩程度的加强,它对于信号产生的非线性畸变作用就越明显,就是在理想无噪信道中进行传输也会出现一些误码,而且,在有噪信道中,信噪比越低,误码性能恶化就越严重。因此,对于采用畸变的压缩扩展变换的方法改善 PAR 性能的 OFDM 系统来说,必须增大发射功率以提高信噪比,从而达到理想的误码性能。对信噪比要求较高,这是这种改善 PAR 性能的方法的主要缺点。

5.3 采用 PTS 方法的 OFDM 系统 PAR 性能

在上一节中,我们对采用 μ 律压扩方法的 OFDM 系统的 PAR 性能仿真结果进行了详尽的分析,在本节中,我们将对另一种改善 PAR 性能的方案进行仿真分析和结果讨论。

首先应该说明的是,由于 PTS 方法没有给 OFDM 系统带来非线性畸变,因此,该方案的 BER 性能与常规的 OFDM 系统一致,即 BER 性能只取决于系统的编码、调制方案以及设备性能和信道特性。

在本任务中,对于 PTS 方法考虑了下列几种情况:对于分割子集的个数,考虑了 $V=8$ 和 $V=4$ 的两种情况;对于加权系数集合,考虑了集合中元素个数为 $W=2$ 和 $W=4$ 的情况,其中 $W=2$ 的集合为 $\{+1, -1\}$, $W=4$ 的集合为 $\{\exp\{-1\}, \exp\{+1\}, \exp\{-j\}, \exp\{+j\}\}$ 。对于子集分割的方法,均采用随机分割。

下面先来看看 $W=2$ 的情况下 $V=8$ 和 $V=4$ 两种情况的 CCDF 仿真曲线。其 CCDF 曲线如图 5.5 所示,由图可以清楚的看到,两种方法均对系统的 PAR 性能有较大的改善,其中 $V=8$ 的情况要比 $V=4$ 的情况改善更大。但是,以上的性能改善是有代价的:对于 $V=4$ 的情况,在数据点数为 65536 的情况下,程序运行时间约为 1 个小时;对于 $V=8$ 的情况,程序运行时间超过 2 个小时,而原来未加任何 PAR 性能改善方案的程序运行时间仅为不到 3 分钟!

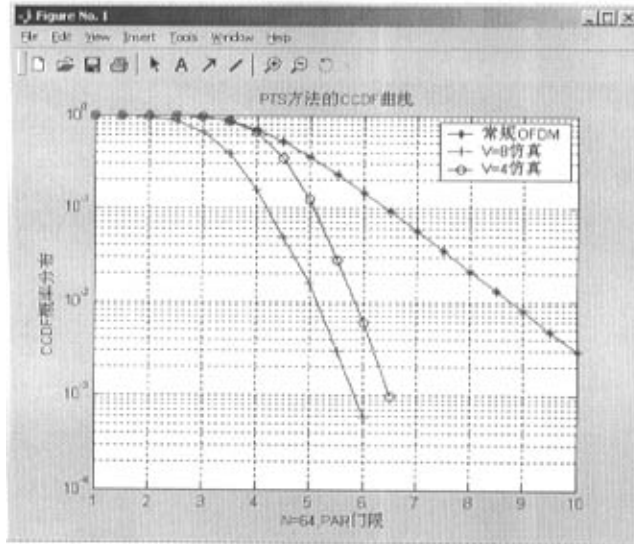


图 5.5 $W=2$ 的情况下 $V=8$, $V=4$ 的 CCDF 仿真曲线

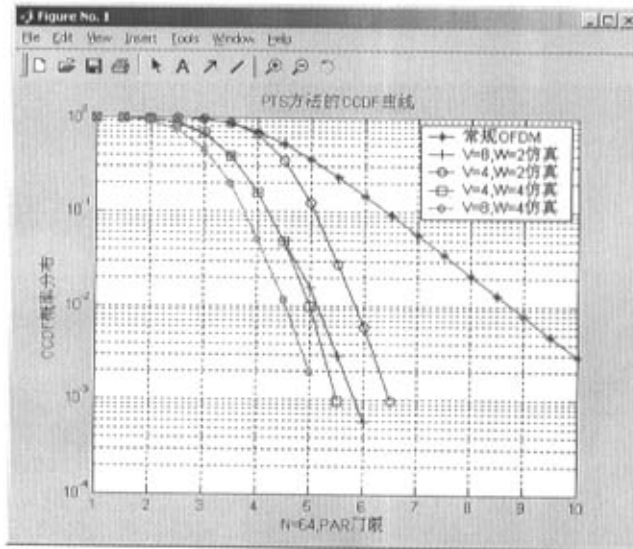


图 5.6 PTS_OFDM 系统的 PAR 系能仿真曲线

另外，由图 5.5 还可以看到，尽管 $V=8$ 的情况相对于 $V=4$ 其计算量不止增大一倍，但是，系统的 PAR 性能改善程度却较之 $V=4$ 的情况却并不十分

明显,因此,大量增加分割子集的个数并没有太大的意义。综合计算复杂度和系统 PAR 性能的改善来考虑, $V=4$ 的方案要优于 $V=8$ 的方案。

下面,在来考虑加权系数集合的选取对 OFDM 系统 PAR 性能的影响。在图 5.6 中给出了在不同的 V 和 W 的组合的情况下 OFDM 系统的 CCDF 曲线,分别在 $V=4$ 和 $V=8$ 的情况下对比 $W=2$ 、 $W=4$ 两种加权系数集合下的 CCDF 曲线,我们不难看到,不同加权系数集合的选取对系统 PAR 性能的改善程度不一致,虽然这种不一致来自于两方面:它们的取值和集合中元素个数的多少,但决定这种差异的主导力量是集合中可供选择的元素个数的多少,因为集合中元素越多,分割子集的加权组合就越多,因此出现较低 PAR 的概率就越大。可以这样来理解,加权系数集合中元素的个数越多,那么其 CCDF 曲线越陡,系统的 PAR 性能就越好。

由图可以看出加权系数集合中元素的个数由两个增加到四个时系统的 PAR 性能并没有很大的改善(对于 $V=8$ 的情况这种现象更加明显),然而计量却增加了很多:对于 $V=4$, $W=4$ 的情况,程序运行的时间超过两个小时,而对于 $V=8$, $W=4$ 的情况程序运行时间约为 3 小时 50 分。以上还只是讨论了两种加权集合元素数目很小的情况,而系统的计算复杂度却上升很快(比增加分割子集的个数上升的更快),要是按照加权系数的定义在实数范围内随机取值,那么系统将因为计算复杂度的太高而变得不可实现,因此只能在系统运算能力的范围内综合多方面的考虑来选取合适的个数。对于本仿真结果来说,从计算量和系统 PAR 性能改善两方面综合考虑,选取 $W=2$ 的加权系数集合是比较合适的。

由图可以看出: $V=4$, $W=4$ 的情况下系统的 CCDF 曲线收敛速度稍好于 $V=8$, $W=2$ 的情况,其运行时间也比 $V=8$, $W=2$ 的情况稍长,可见性能的改善程度直接与系统的计算复杂度、系统的计算量成正比。因此,综合考虑系统设备的性能,系统计算时间和系统 PAR 性能的改善情况,对于本系统来说,PTS 方案的分割子集数选择为 4,加权系数集合中元素的个数选择为 2 是比较合适的,这时系统 PAR 的时间平均值约为 4dB。其 PAR 性能略差于改进 C 变换方法 $\mu=3$ 的情况,因此,单纯采用此法对 PAR 性的改善还不够,因此,必须提出改进的方法。

5.4 改进的方法对 OFDM 系统 PAR 性能的改善

由 5.2 和 5.3 的仿真结果分析我们可以看到,无论是采用 μ 律压缩扩展变换还是采用部分传输序列的方法,它们的应用都要受到一定的限制,因此对于 OFDM 系统 PAR 性能的改善还是很有限的。那么怎样来进一步改善系统的 PAR 性能呢?

考虑以下结论:对于 μ 律压缩扩展变换的方法来说,其主要矛盾是 μ 值与系统 BER 性能之间的矛盾,这种矛盾在 μ 值小于 3 时还不是特别明显,当超过 3 以后,系统的 BER 性能急剧恶化,系统已经不可用;另外,当 μ 值增加到一定程度后,系统的 PAR 性能改善程度已经不那么明显,因此在增大 μ 值已经没什么意义了。对于 PTS 方法改善 OFDM 系统 PAR 性能的方法来说,随着分割子集数和加权系数集合中元素数目的增加系统的计算复杂度大大增加,对于实际的应用系统来说其直接后果就是系统的延时增大,难以满足实时通信的需要,因此变得使用价值不大。

综上所述, μ 律压缩扩展变换的方法存在的主要矛盾是 μ 值与系统 BER 性能的矛盾,亦即系统对于高信噪比要求与 PAR 性能改善之间的矛盾,而部分传输序列(PTS)方法的主要矛盾在于系统计算复杂度和子集数与加权系数集合元素数目之间的矛盾,亦即 PAR 性能改善和系统复杂度的矛盾,因此可以考虑将这两种方法结合起来,以各方面性能较小的代价,来获得理想的 PAR 性能。

本论文提出的改进方案正是采用的这种思路:结合改进 C 变换 $\mu=3$ 和 PTS 方法分割子集数 $V=4$, 加权系数集合元素数 $W=2$ 两种方案来改进系统的 PAR 性能。这样做的优点是:对于系统 BER 性能而言,它相当于 μ 律压扩 $\mu=3$ 的情况,因为 PTS 方法对于系统的 BER 性能没有影响,在 $SNR=6dB$ 时误码率仅为 10^{-5} ,因此可以降低系统对信噪比的要求;对于系统的计算复杂度而言,它仅相当于 PTS 方法下 $V=4, W=2$ 的情况,因为 μ 律压扩的计算量相对于 PTS 方法的计算量来说可以忽略不计,从而降低了系统的复杂度如图 5.7 所示。

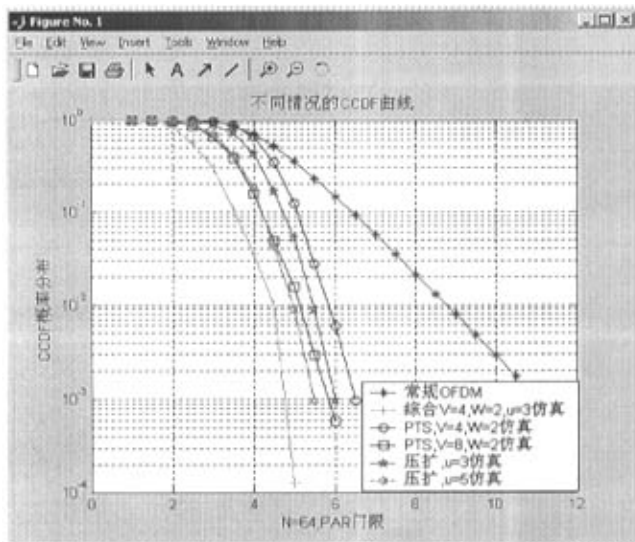


图 5.7 改进方法的 PAR 性能

由图 5.7 可以看到，这种方案对于 OFDM 系统的 PAR 性能有很大的改善作用，它甚至超过了单纯压缩扩展变换 $\mu=5$ 的情况，同时相对于 PTS $V=4, W=2$ 的方案，其性能也有较大的改善，它的 PAR 值的时间平均约为 2.6dB。因此这种方案对于改善系统的 PAR 性能来说还是十分有效的。

5.5 调制方案对 OFDM 系统 PAR 性能的影响

本节主要讨论不同的调制方案对于 OFDM 系统 PAR 性能的改善情况。在 OFDM 系统中广泛使用的调制方案主要有：QPSK, 16QAM, 64QAM 等，下面来介绍各种调制方案下系统的 PAR 性能。

图 5.8 给出了基带 OFDM 以及 BPSK、QPSK 两种调制方式下 OFDM 系统的 CCDF 仿真曲线，图 5.9 给出了基带 OFDM 以及 16QAM、64QAM 两种调制方式下 OFDM 系统的 CCDF 仿真曲线。

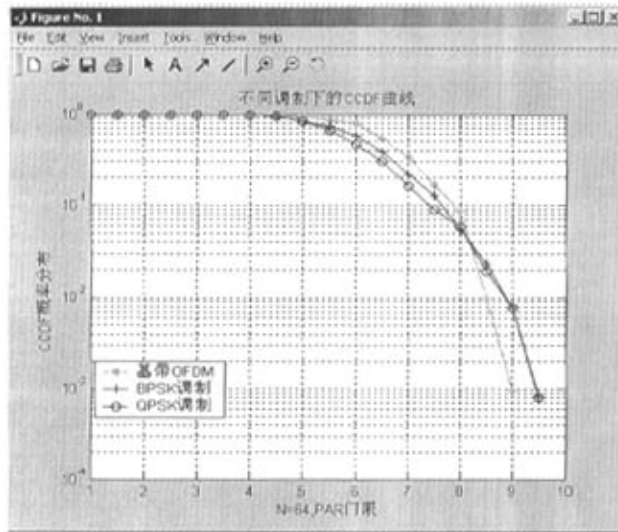


图 5.8 BPSK, QPSK 调制方式下的 PAR 性能

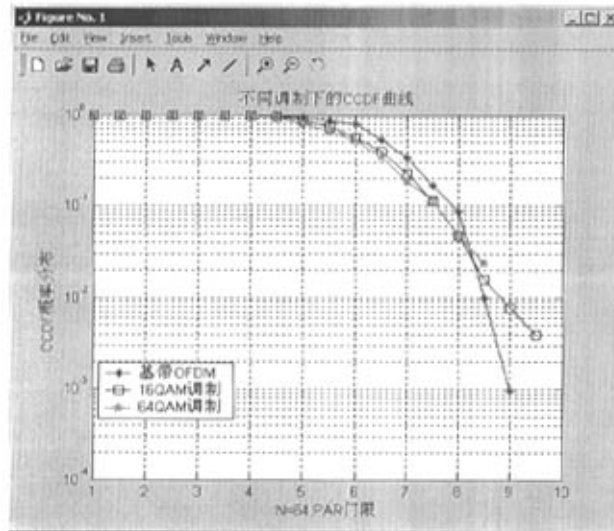


图 5.9 16QAM, 64QAM 调制方式下的 PAR 性能

由以上两个图看出，以上四种调制方式对系统的 PAR 性能基本上没有改善，其中 QPSK 和 64QAM 调制方式下，系统 PAR 的时间平均值分别降低

了 0.62dB 和 0.67dB，而对于 BPSK 和 16QAM 的情况，系统 PAR 的时间平均值相对于基带 OFDM 系统没有任何改善。另外，应该说明一点：以上的结果都是针对单用户 OFDM 系统的，对于多用户系统，针对各用户采用不同的调制方案结合自适应技术，其系统 PAR 性能可能有所改善。因此，可以得出如下结论：对于单用户的 OFDM 系统来说，不同的调制方案对系统的 PAR 性能改善不大，系统的 PAR 性能基本上与所采用的调制方案无关。

5.6 本章小结

本章主要给出了系统全部的仿真结果，并对他们进行了较详细的分析，并在这些仿真结果的基础上提出了自己的方案，并对其进行了验证。仿真结果表明：本人提出的将 μ 律压扩和 PTS 相结合的方法能够以系统 BER 性能和计算复杂度上较小的代价来获得 PAR 性能的很大改善。另外，对于第四章关于一些结果的预计，从仿真的角度给出了证明，完成了课题的要求。

结 论

本课题主要是进行 OFDM 系统的 MATLAB 仿真及其 PAR 性能的研究。经过大量的工作，完成了预期内容，所得的结论如下：

- ① 采用 LDPC 码的 OFDM 方案要优于 IEEE 802.11a 标准提出的基于卷积码加交织的 OFDM 系统方案，尤其是在低信噪比的情况下这种改善更加明显。
- ② μ 律压缩扩展变换的方法对于系统的 PAR 性能有大的改善，随着 μ 值的增加，这种改善作用越明显，但是，当 μ 值增加到一定程度(如 $\mu > 3$)后，这种改善作用已经不那么明显；另一方面，随着压扩程度的加深，系统的 BER 性能恶化。部分传输序列(PTS)的方法对系统 PAR 性能有较大改善，且这种方案不会造成系统 BER 性能的恶化，对系统信噪比的要求也较低；但是它是系统的计算复杂度为代价来换取 PAR 性能的改善。
- ③ 综合以上分析结果，提出了一种新的 PAR 性能改善的方法，即将 μ 律压缩扩展变换和部分传输序列(PTS)的方法相结合，适当选择参数(如 $\mu=3$, $V=4$, $W=2$)，这样以系统计算复杂度和误码性能上较小的代价来换取 OFDM 系统 PAR 性能很大的提高。PAR 的时间平均值能够降低到 2.61dB，同时这种方法对系统信噪比的要求也不会太高，系统复杂度也不是很大。
- ④ 本论文还讨论了在 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM 四种调制方式下，系统的 PAR 性能改善情况，对于单用户 OFDM 系统而言，不同的调制方式对 OFDM 系统 PAR 性能影响不大，系统的 PAR 性能与所采用的调制方式基本无关。

应该指出的是，由于没有考虑信道的多径衰落特性，所得结论都是建立在加性高斯白噪声(AWGN)信道模型基础上的。另外，为了简化模型，OFDM 系统的同步和信道估计都没有列入考虑之内，因此还存在有待改进的地方。

参考文献

- [1] 尹长川, 罗涛, 乐光新. 多载波宽带无线通信技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004
- [2] 孙屹, 李妍. MATLAB 通信仿真开发手册[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005
- [3] 李建新, 刘乃安, 刘继平. 现代通信系统分析与仿真——MATLAB 通信工具箱[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000
- [4] 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003
- [5] 郭黎利, 张晓林, 周凯. 通信原理[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2003
- [6] 袁东风, 张海霞. 宽带移动通信中的先进信道编码技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004
- [7] 周炯槃, 庞沁华, 续大我, 吴伟陵. 通信原理[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2002
- [8] 张宗橙. 纠错编码原理和应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003
- [9] 覃团发, 胡永乐, 崔嵩. 使用 μ -law 压扩算法降低 OFDM 系统 PAR 的分析[J]. 电视技术, 2004 年第 2 期
- [10] 马丕明, 袁东风, 杨秀梅. OFDM 系统中 LDPC 编码的对数似然比译码[J]. 山东大学学报(工学版), 2004, 10. Vol.38, No.10
- [11] 贺玉成, 杨莉, 王新梅. 置信传播译码算法的性能测度[J]. 电子学报, 2002 年 4 月, Vol.30, No.4
- [12] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1992
- [13] 傅祖芸. 信息论: 基础理论与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001
- [14] IEEE 802.11a standard[s]. IEEE.std, 1990~1999
- [15] Li Qiang, Bi Guang_guo, Du feng. Performance of Generalized Soft Decision Metric Without Noise Variance Knowledge over Multipath Fading Channel[J]. 应用科学学报, 2004 年 9 月, Vol.22, No.3

- [16] 冯景峰, 郭晓强, 全子一. 一种降低 OFDM 信号峰值平均功率比的优化算法[J]. 北京邮电大学学报, 2003 年 9 月, Vol.26, No.3
- [17] 李巍, 邓建国. 正交频分复用码分多址信号峰均功率比性能的研究[J]. 西安交通大学学报, 2004, 10. Vol.38, No.10
- [18] Zahariad. Evolution of the Wireless PAN and LAN standards[J]. Computer Standards and Interfaces. Volume: 26, Issue: 3, May, 2004, pp. 175-185
- [19] S.H.Muller, J.B.Huber. A comparison of Peak power reduction schemes for OFDM. IEEE Comm. Letters, Mar.2001,4(7):77
- [20] 胡广书. 数字信号处理——理论、算法与实现(第二版)[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003
- [21] 秦雅娟, 刘元安. 64QAPSK_OFDM 与 64QAM_OFDM 系统的性能比较[J]. 电视技术, 2004 年第 5 期
- [22] 刘东华. Turbo 码原理与应用技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004
- [23] 陈永春. MATLAB M 语言高级编程[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004
- [24] Ahn J and Lee H S. Frequency domain equalization of OFDM signal over frequency nonselective Rayleigh fading channels[J]. Electron. Lett. 1993.29(6): 1476—1477
- [25] Juha Heiskala、John Terry 著, 杨晓春、何建吾等译. OFDM 无线局域网[M]. 北京: 电子工业出版社.2003
- [26] 王文博, 郑侃. 宽带无线通信 OFDM 技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003
- [27] Tellambura C. Use of m—sequence for OFDM peak-to-average power ratio reduction[J]. Electron Lett.1997, 33: 1300—1301
- [28] Van Nee R. Reducting the peak-to-average power ratio of OFDM[J]. IEEE Trans Common, 1998, 3: 2072-2076
- [29] Timing recovery for OFDM transmission Baoguo Yang; Letaief, K.B.; Cheng, R.S.; Zhigang IEEE Journal on On page(s): 2278 - 2291 Nov. 2000 Volume
- [30] S. H. Muller.A Comparison of Peak Power Reduction Schemes for OFDM[J]. Globalcom' 97, 1997, (1): 1-5
- [31] IMAI H, HIRAKAWAS. A new multilevel coding method using error

- correcting codes[J]. IEEE Trans on Info Theory, 1997.23(3): 371-377
- [32] 曾嵘, 赵表明. 发射分集 OFDM 系统中子载波频域均衡接收机设[J]. 通信学报, 2004 年 11 月, V01.25 No.11
- [33] 赵光玲, 束锋, 吴乐南. 基于多级码编码正交频分复用的差分幅度相位调制[J]. 通信学报, 2003, 11. Vol. 24 No.3
- [34] 王亚莉, 傅延增, 张海林, 王育民. 非线性放大器对 OFDM 信号的影响[J]. 西安电子科技大学学报, 2002, 8. Vol. 29 No.4
- [35] 徐志江, 李式巨, 官军. 基于低密度校验码的 OFDM 编码调制译码算法[J]. 电路与系统学报, 2004, 2. Vol. 9 No.1
- [36] 李丰林. 用 FFT 实现 OFDM 的调制解调[J]. 北京邮电大学学报, 2001, 9. Vol. 10 No.8
- [37] 雷霞, 李少谦. 过采样 OFDM 信号的峰值平均功率比[J]. 电子科技大学学报, 2003, 10. Vol. 32 No.5
- [38] 薛英健, 项海格. 基于低密度校验码编码的 MIMO 系统方案[J]. 电子与信息学报, 2004, 10. Vol. 26 No.10
- [39] Friese M. On the achievable information rate with peak-power-limited orthogonal frequency-division multiplexing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(7): 2579—2587
- [40] Bauml R W, Fischer R F H, Huber J B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping[J]. Electronisc Letters, 1996, 32(22): 2056—2057
- [41] 许成谦, 杨兴丽, 霍新整. 一种简化的低密度校验码译码算法的研究[J]. 燕山大学学报, 2004, 11. Vol. 28 No.6

攻读硕士学位期间所发表的论文和取得的科研成果

- [1] 周凯, 郭黎利. 采用 MAX485 实现单片机与 PC 机串行通信的一种方法[J]. 应用科技, 2003, 3. Vol. 30 No.3
- [2] 周凯, 郭黎利. 基于 MAX485 实现 PC 机与单片机通信的程序设计[J]. 信息技术, 2005, 4

致 谢

本论文是在导师郭黎利教授的悉心指导和关心帮助下完成的，郭老师渊博的学识，灵活、敏锐的思维方式都深深影响了我。郭老师丰富的科研经验、指导经验，严谨的治学态度，高尚的人格力量以及谦逊和蔼的作风，都将使我受益终生。在此致以最诚挚的敬意和谢意！

从整个毕设的选题、方案设计、程序编写一直到最后仿真和结果分析，郭老师对本课题的顺利进行和论文的最终完成都起到了不可替代的作用。

其次，我还要感谢 806 教研室所有同仁和老师。在我论文完成过程中，他们在各个方面都给予了我很大帮助，提供了友好、温馨和谐的氛围和优良的工作环境，为我的论文完成创造了广阔的空间；他们的进取与创新也给我很大激励。在此也向他们表示感谢。