

基于 16QAM 调制的 OFDM 系统仿真实现

摘 要 正交频分复用 (OFDM) 是一种运用多载波的调制技术, 具有频谱效率高、能有效抗多径、信道均衡简单等多种优势, 是第四代移动通信的核心技术, 研究其有重要意义。本文根据 OFDM 基本原理, 利用 MATLAB 平台, 仿真实现了基于十六进制正交幅度调制 (16QAM) 调制的 OFDM 系统各阶段对信号的处理。实验中, 通过添加循环前缀 (CP) 消除了码间串扰 (ISI), 利用部分传输序列 (PTS) 方法降低了系统的峰均功率比 (PAPR), 通过插入训练序列 (TS) 的方法实现了三种常用的同步方法, 并进行了比较, 另外, 研究了理想同步情况下, 利用迫零均衡的方式进行信道估计与频域均衡的方法, 给出了在不同的信道条件下 (高斯噪声信道和瑞利衰减信道), 均衡对 OFDM 系统误码率影响的比较曲线, 以及不同子载波的误码性能。最后, 给出了在高斯噪声信道下, 不同的 16QAM 调制编码方案对 OFDM 系统误码率影响的比较曲线, 得出了较理想的结论。

关键词 OFDM; 同步方法; 降 PAPR; 信道估计与迫零均衡; 误码率曲线; 格雷编码

1. 引言

随着要求传输的码元速率不断提高, 传输带宽也越来越宽。今日多媒体通信的信息传输速率要求已经达到若干 Mb/s, 并且移动通信的传输信道可能是在大城市中多径衰落严重的无线信道。为了解决这个问题, 并行调制的体制再次受到重视。在这种形势下, OFDM 技术应运而生, 并随着数字信号处理 (DSP) 技术迅速发展。OFDM 是一种运用多载波的调制技术, 其技术特点是易实现信道均衡, 降低了接收端均衡的复杂度, 并且具有较强的抗信道频率选择性衰落性能, 是抗信道多径的有效方法。其主要思想是在频域内将信道分成许多正交子信道, 在每个子信道上使用一个子载波进行调制, 并且不同子载波并行传输, 大大提高了频谱利用率。由于其具有频谱效率高、能有效抵抗多径衰落信道、传输数据速率高、信道均衡简单、实现简单等多种优势, 也因此成为第四代移动通信的核心技术, 研究其有重要意义。

本文根据 OFDM 基本原理, 利用 MATLAB 平台, 在发送端产生随机二进制信号以后, 依次通过星座映射、串并变换、埃尔米特映射、IFFT、降 PAPR、插入 CP、并串变换、添加 TS 后发射, 经过高斯信道或瑞利衰落信道, 在接收端接收后经过同步、串并变换、信道估计与迫零均衡、去 CP、FFT、去埃尔米对称、降 PAPR 后处理、并串变换、解星座映射恢复出原始二进制数据, 并与发送端比较求误码率, 如图 1 示出了实验中实现的 OFDM 系统框图。由于无线传输信道中存在多径效应, 会产生 ISI, 为消除 ISI, 实验中采用了添加 CP 的方式。为了确定每个 OFDM 符号的正确起止时刻, 去除 CP, 实现 OFDM 帧同步, 本文中通过插入 TS, 分别采用了三种常用的符号定时同步方法, 并对三种同步方法的性能进行了比较。另外, 为克服频率选择性衰落和时间选择性衰落的影响, 并充分利用信道信息, 实验中, 研究了在理想同步情况下, 利用迫零均衡的方式进行信道估计与频域均衡的方法, 并给出了在不同的信道条件下 (高斯噪声信道和瑞利衰减信道), 均衡对 OFDM 系统误码率影响的比较曲线, 以及不同子载波的误码性能。当然, OFDM 也有缺点, 一是对信道产生的频率偏移和相位噪声很

敏感，再者信号峰值功率和平均功率的比值（PAPR）较大，这将会降低射频功率放大器的效率。前者通过添加 CP 后可以有效解决。抑制 PAPR 的方法有多种，在本文中采用了 PTS 方法有效的抑制了 PAPR。实验最后，通过采用不同的 16QAM 调制编码方案，即用方形或环形星座图、用格雷码等，在高斯噪声信道和理想同步的情况下，比较了不同方案对系统误码率曲线的影响。

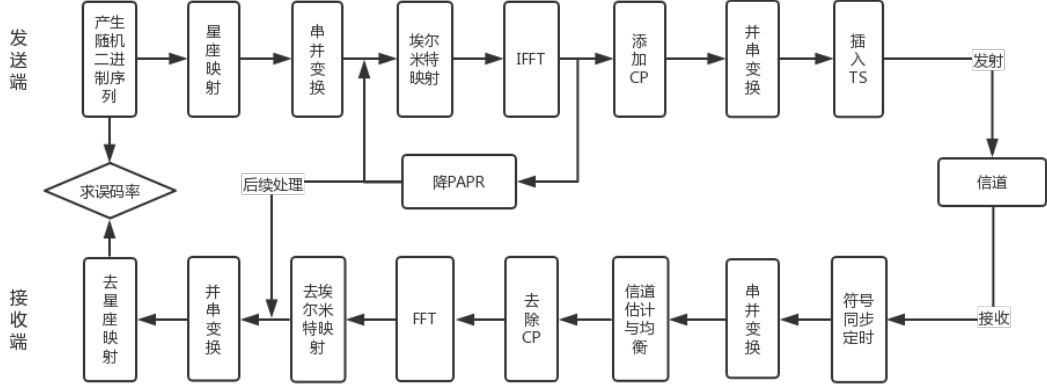


图 1 实验中所用的 OFDM 系统框图

本文的其余部分安排如下。第二部分将介绍 OFDM 系统部分重要处理模块的相关原理及实现过程，第三部分将展示我们实验仿真所得出的数据及图像结果，并进行分析，最后在第四部分得出结论。

2. 部分模块原理及实现

2.1 埃尔米特映射

与普通 OFDM 不同的是，LED 作为发射机，通常采用强度调制，需要实信号，而 QAM 映射后的符号是复数信号，因此需要进行埃尔米特对称消除复数的虚部，再进行 IFFT，由此得到的 OFDM 信号是实信号。在接收机进行与发射机相反的操作即可恢复数据。

埃尔米特对称的形式为：

$$S_k = S_{N-k}^*, \quad k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (1)$$

其中 N 为子载波个数， S_k 表示第 k 个子载波上的符号。 S_0 和 $S_{N/2}$ 为 0。因此， S 的结构可以表示为：

$$S = [0, S_k, S_k, \dots, S_{N/2-1}, 0, S_{N/2-1}^*, \dots, S_2^*, S_1^*] \quad (2)$$

实验中可以在 MATLAB 中通过矩阵变换实现。

2.2 添加 CP

假设满足奈奎斯特抽样定理的离散信道模型可以表示为：

$$y_k = x_k * h_k + n_k = \sum y_m x_{k-m} + n_k \quad (3)$$

设输入的某个符号序列为 $\{x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-N+1}\}$ ，则其对应的输出用矩阵表示如下：

$$\begin{bmatrix} y_k \\ y_{k-1} \\ \vdots \\ y_{k-N+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0, h_1, \dots, h_M, 0, \dots, 0 \\ 0, h_0, h_1, \dots, h_M, 0, \dots \\ \vdots \\ 0, \dots, 0, h_0, h_1, \dots, h_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1} \\ \vdots \\ x_{k-N+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_k \\ n_{k-1} \\ \vdots \\ n_{k-N+1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

由于多径效应的影响及信道具有记忆性，导致输出序列 $\{y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-N+1}\}$ 不仅与当前输入块有关，还与上一个块的最后 M 个输入有关，从而产生 ISI。

抗多径引入 ISI 的传统方法是杂接收机端采用均衡器，另一方面，可以通过信号波形设计实现抗多径失真，简化接收机的设计。MCM 将一个宽带频率选择性衰落信道划分成多个窄带子信道，每个子信道上的 ISI 变得不明显，但并没用从根本上消除，如图 2(a) 所示。为了消除 ISI，可以在每个相邻的数据块之间插入一定长度的保护间隔，其长度大于无线信道的最大时延， $T_g > \tau_{\text{rmx}}$ 。最直接的保护间隔插入方式是在每个数据块后连续插入 $k = \lceil T_g/T \rceil$ 个零，如图 2(b) 所示，符号间串扰 ISI 为零，但我们注意到，经延时后的另一条路径信号的子载波与其他子载波的周期差不再是整数，子载波之间的正交性遭到破坏，产生子载波间干扰 (ICI)。一种有效的解决方法是在保护间隔内加入要传输符号的循环扩展，称之为 CP，加入 CP 后的多径传输波形如图 2(c) 所示，延时路径信号仅仅是加入了相位偏移的原始信号，即多径信号的子载波与其他子载波之间的正交性保持完好。

假设当前传输的 OFDM 符号记做 $x = [x_1, x_2, \dots, x_{N-1}]$ ，则其长度为 k 的 CP 可以表示为

$x = [x_{N-k}, x_{N-k+1}, \dots, x_{N-1}]$ ，添加 CP 后的长度为 $N+k$ 的 OFDM 符号结构可以表示为：

$$x = [x_{N-k}, x_{N-k+1}, \dots, x_{N-1}, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}] \quad (5)$$

实验中也可以在 MATLAB 中通过矩阵变换实现。

当然，加入循环前缀在一定程度上降低了信息传输的时间效率和功率效率。在输入数据块之前加上长度为 k 的循环前缀，数据传输的时间效率降低为原来的 $N/(N+k)$ ；同时，发送循环前缀所用的功率也属浪费。

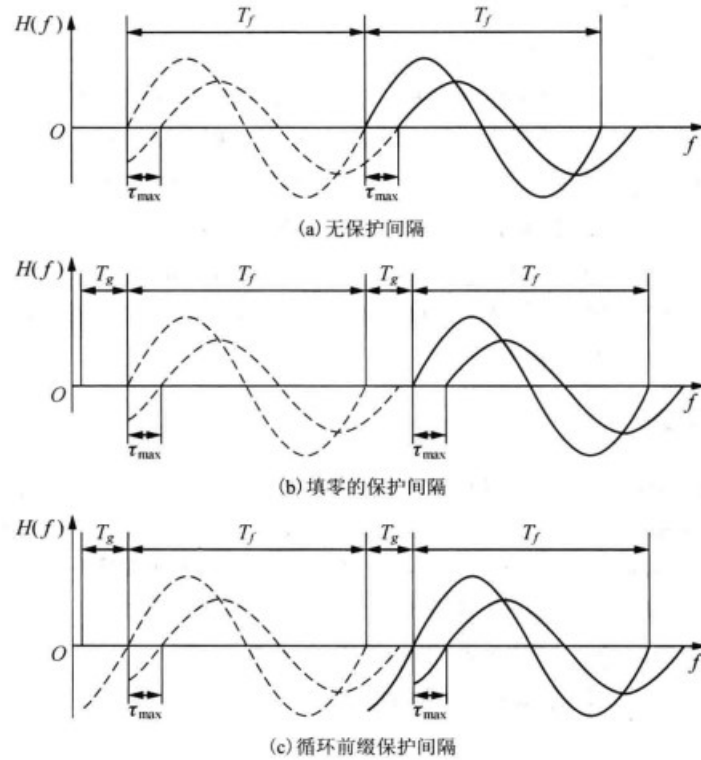


图2 消除 ISI 示意图

2.3 常用同步方式

符号定时同步是为了确定每个 OFDM 符号的正确起止时刻（准确的 FFT 窗位置），去除 CP，实现 OFDM 帧同步。当符号定时同步不理想时，将可能使所得的 OFDM 频域信号中产生 ISI 及 ICI，降低 OFDM 系统的误码率性能；但采用了 CP 的 OFDM 系统对符号定时同步的要求相对宽松，符号的起始时刻只要落在循环前缀内，就不会破坏子载波间的正交性，即 ICI 为 0，只会引入符号的相位旋转。通常采用相关函数的方法来找相关性最强的时刻，该时刻即为数据的起始时刻。下面为三种常用同步方法。

1) Schmidl 方法

时域训练符号如图 3 所示。

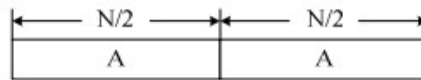


图3 Schmidl 方法的训练符号

其中 A 表示长度为 $N/2$ 的数据。衡量尺度由下式决定，当 $M(m)$ 的值达到最大时，即为符号开始时刻：

$$M(m) = \frac{|p(m)|^2}{(R(m))^2} \quad (6)$$

其中：

$$p(m) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r^*(m+k)r(m+k+N/2) \quad (7)$$

$$R(m) = \sum_{k=0}^{N/2-1} |r(m+k+N/2)|^2 \quad (8)$$

2) Minn 方法

时域训练符号的结构如图 4 所示。

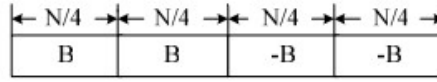


图 4 Minn 方法的训练符号

其中 B 为 N/4 长度的 PN 序列，衡量尺度与 Schmidl 一样，由式 (6) 决定。其中：

$$p(m) = \sum_{l=0}^1 \sum_{k=0}^{N/4-1} r^*(k+lN/2+m)r(k+lN/2+N/4+m) \quad (9)$$

$$R(m) = \sum_{l=0}^1 \sum_{k=0}^{N/4-1} |r(k+lN/2+N/4+m)|^2 \quad (10)$$

3) Park 方法

时域训练符号的结构如图 5 所示。

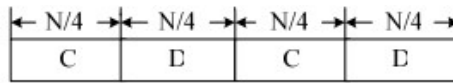


图 5 Park 方法的训练符号

其中 C 表示长度为 N/4 的 PN 序列，D 设置为 C 的共轭对称序列。衡量尺度由式 (6) 决定，其中：

$$p(m) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(m+k)r(m+N-k) \quad (11)$$

$$R(m) = \sum_{k=0}^{N/2-1} |r(m+k)|^2 \quad (12)$$

实验中，通过设计满足相应结构的 TS，并在发送端并串变换后插入，在接收端通过相应的相关运算，找出相关性最强的时刻，该时刻即为数据的起始时刻。

2.4 信道估计与均衡算法

对于无线信道下的 OFDM 传输，为克服频率选择性衰落或时间选择性衰落的影响，并充分利用信道信息，接收端必须知道信道状态信息。对于既是时间，又是频率选择性衰落的无线移动系统，需要进行动态信道估计。通过信道估计，进而利用估计出的信道信息，进行时域或频域上的均衡。

迫零均衡是一种频域均衡方法。假设发送序列为 X，信道响应为 H，接收序列为 Y。则

三者之间的关系为 $Y=XH$ 。在发送端接收到 Y 序列之后，需要通过 TS 估计出 H ，再由 $X=YH^{-1}$ ，即可以恢复出经过信道之前的数据，再进行后续的去 CP、FFT、去埃尔米特对称、解映射，恢复出原始数据。

2.5 抑制 PAPR 算法

OFDM 信号由多个正交的子载波信号相互叠加组成，子载波信号间独立调制，OFDM 系统有较高峰均比的重要原因是在这些子载波相位绝大部分相同的时候，会产生较大的峰值。由中心极限定理知，若子载波数目比较大，则 OFDM 信号的虚部与实部能够近似看作高斯分布，它的振幅大小趋于瑞利分布，信号的包络不稳定。

例如在某时刻，若全部的子载波相位一致，在峰值点叠加时会出现最大峰值，因此将产生非常大的 PAPR。此时会导致 OFDM 信号在经过非线性放大器时容易超出器件的线性领域，将导致非线性失真，因而会出现带内干扰及带外频谱的扩散，子载波间正交性受到破坏，则误码率增加，传输性能恶化。因此，对于 OFDM 系统而言主要的问题是峰均比值较大，而研究如何抑制 PAPR 具有非常重要的现实意义，需解决减小出现大峰值功率信号概率的问题，从而降低 PAPR。

相对于单载波系统，OFDM 符号由一些互相独立、通过调制的子载波信号相加而成，而这种复合的信号有一定几率会出现非常大的峰值功率，并产生了较大峰均比。则峰均比被定义为：

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max\{|x_n|^2\}}{E\{|x_n|^2\}} \quad (13)$$

其中 x_n 表示一个 OFDM 信号中各载波承载的信息。

目前，减小 OFDM 系统 PAPR 的技术大致有三类：限幅类技术、编码类技术和非畸变类技术。本文主要使用了非畸变技术，其利用不同的扰码序列的加入对 OFDM 符号实现加权处理，要选择峰均相对小的 OFDM 符号传输。此种方法减小产生峰值功率信号值较大的可能性。部分传输序列(PTS)和选择性映射(SLM)是这类方法的典型代表。SLM 法是对全部的子载波独立的加扰码序列，而部分发送序列只对子载波组实行扰码处理。由于附加信息位也需要传输，所以频带利用率比较低，硬件的复杂度也相对高一些，因此本文选用 PTS 法。

PTS 方法是一种非常典型的基于概率类无失真 PAPR 抑制算法，它将信号分割为互不重叠的多个子块，然后将这些信号进行不同的相位旋转，从中选择 PAPR 最小的信号进行传输。算法先利用矩阵定义输入数据序列，为 $X = [X_0 \ X_2 \ \dots \ X_{N-1}]^T$ ，而后把矩 X 分割成 M 组，分别与 M 个相位加权系数 $\{b_m = \exp(j\varphi_m), \varphi_m \in [0, 2\pi], m = 0, 1, \dots, M-1\}$ 相乘，在经过埃尔米特映射及 IFFT 后，计算 PAPR，从所有的 b_m 组合中选择 PAPR 抑制效果最好的组合作为最终的系数使用。在接收端，经解埃尔米特映射后，再除以相应的系数即可恢复出原信号，从而

有效的降低了 PAPR，且不会影响结果。图 6 示出了实验中 OFDM 系统 PTS 算法原理图。实验中，可以通过遍历所有 b_m 组合并求 PAPR 来确定最佳的 b_m 组合。

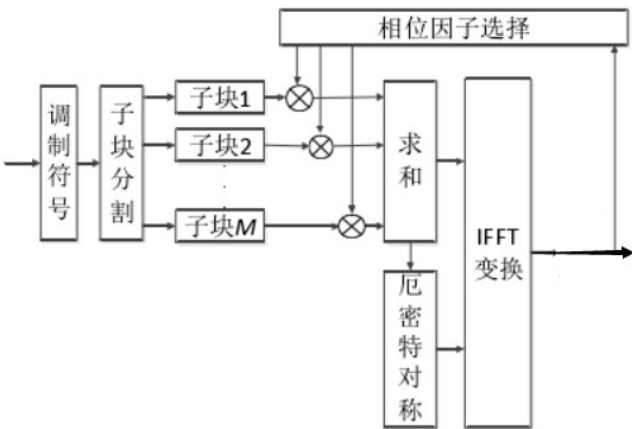


图 6 实验中 OFDM 系统 PTS 算法原理图

要注意的是，对于非光通信系统，由于不需要采用埃尔米特变换，可以根据 IFFT 的性质很容易的证明，相位加权因子直接乘在 IFFT 后得到的时域信号上，所得到效果与乘在频域信号上一致。通过这个性质可以降低系统的计算复杂度，但本实验中的 OFDM 系统不满足条件，不能够应用。

2.6 16QAM 调制编码方案

正交振幅调制 (QAM) 是一种振幅和相位联合键控。多进制键控体制中，相位键控的带宽和功率占用方面都具有优势，即带宽占用小和比特信噪比要求低。因此，MPSK 和 MDPSK 体制为人们所喜用。但是，在 MPSK 体制中，随着 M 的增大，相邻相位的距离逐渐减小，使噪声容限随之减小，误码率难于保证。为了改善在 M 大时的噪声容限，发展出了 QAM 体制。在 QAM 体制中，信号的振幅和相位作为两个独立的参量同时受到调制。

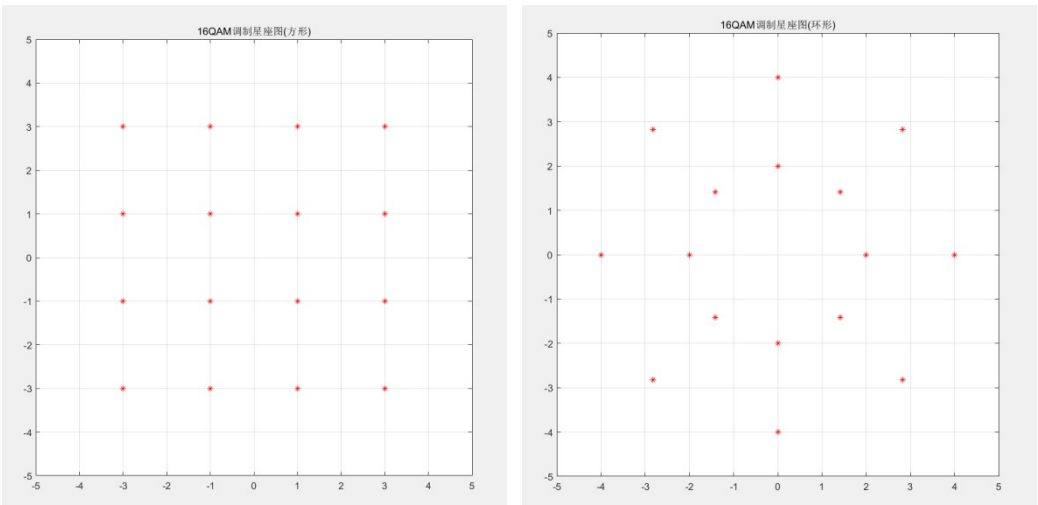


图 7 实验中采用的 16QAM 调制星座图

本文中，OFDM 系统采用 16QAM 调制格式。16QAM 调制方式的星座形状可以任意，而且同一星座形状的编码方式也任意，因此 16QAM 调制方式有无数种调制方案，这些调制方案对系统的误码性能影响也不一样。本文主要实现了方形和环形两种不同的星座形状，并分别采用自然二进制编码和格雷编码两种不同的编码方式，通过误码率曲线研究了其对 OFDM 系统误码性能的影响。图 7 中分别示出了实验中采用的方形和环形的星座形状，表 1 列出了实验中采用的四种编码方式。

表 1 实验中采用的四种编码方式

序号	方形、二进制		方形、格雷码		环形、二进制		环形、格雷码	
	映射	编码	映射	编码	映射	编码	映射	编码
0	-3+3i	0000	-3+3i	0111	2	0000	2	0000
1	-1+3i	0001	-1+3i	0110	1.41+1.41i	0001	1.41+1.41i	0001
2	1+3i	0010	1+3i	0010	2i	0010	2i	0011
3	3+3i	0011	3+3i	0011	-1.41+1.41i	0011	-1.41+1.41i	0010
4	-3+i	0100	-3+i	0101	-2	0100	-2	0110
5	-1+i	0101	-1+i	0100	-1.41-1.41i	0101	-1.41-1.41i	0111
6	1+i	0110	1+i	0000	-2i	0110	-2i	0101
7	3+i	0111	3+i	0001	1.41-1.41i	0111	1.41-1.41i	0100
8	-3-i	1000	-3-i	1101	4	1000	4	1000
9	-1-i	1001	-1-i	1100	2.83+2.83i	1001	2.83+2.83i	1001
10	1-i	1010	1-i	1000	4i	1010	4i	1011
11	3-i	1011	3-i	1001	-2.83+2.83i	1011	-2.83+2.83i	1010
12	-3-3i	1100	-3-3i	1111	-4	1100	-4	1110
13	-1-3i	1101	-1-3i	1110	-2.83-2.83i	1101	-2.83-2.83i	1111
14	1-3i	1110	1-3i	1010	-4i	1110	-4i	1101
15	3-3i	1111	3-3i	1011	2.83-2.83i	1111	2.83-2.83i	1100

3. 实验数据、结果及分析

3.1 OFDM 系统各阶段的信号波形或特征

本节展示了实验中得到的 OFDM 系统各阶段的信号波形或信号的部分特征（如星座图、幅频响应、相频响应等），且 16QAM 调制方案采用方形星座图、格雷码编码方式，信道为信噪比为 20dB 的高斯噪声信道，并假设接收端的同步非常理想。

首先，在发送端产生了随机二进制信号以后，通过 16QAM 调制方式进行星座映射，得到调制后复数信号。图 8 示出了发送端星座映射所得复数信号的星座图。

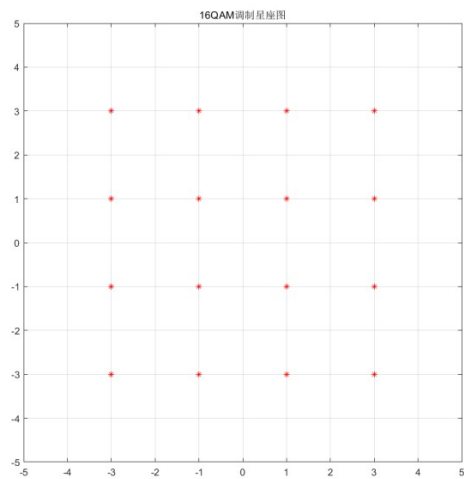


图 8 发送端星座映射所得复数信号的星座图

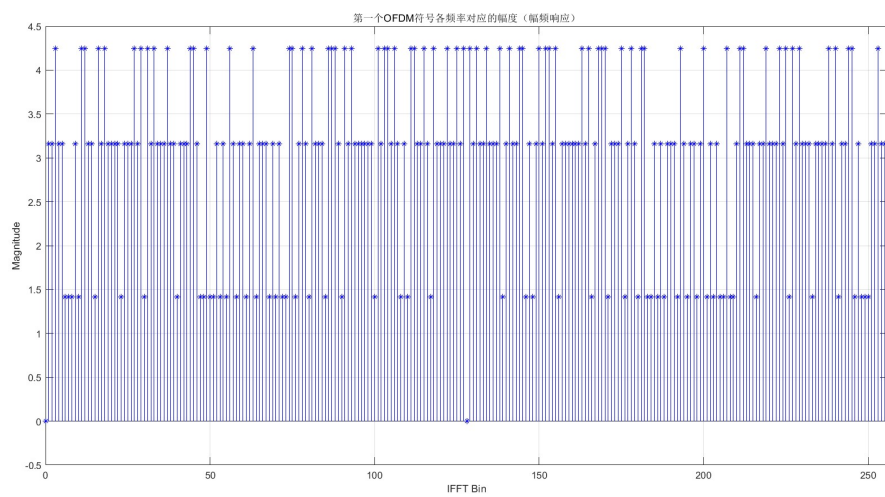


图 9 发送端第一个频域信号各子载波对应的幅度

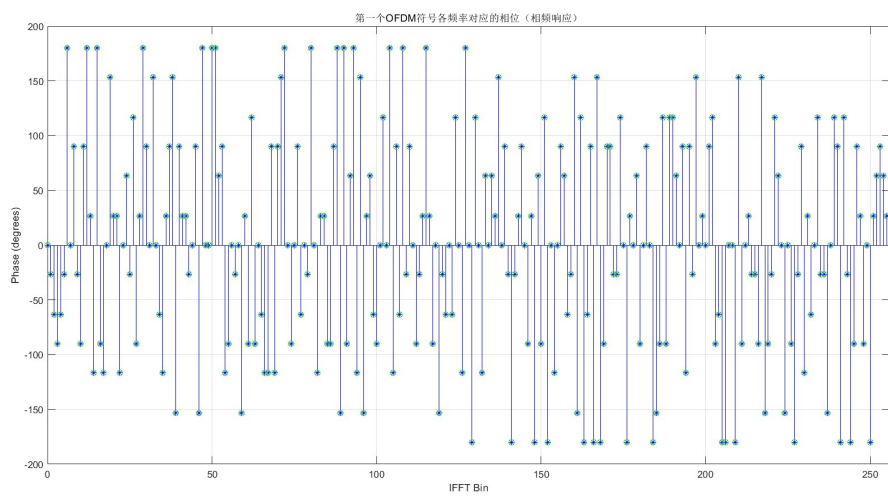


图 10 发送端第一个频域信号各子载波对应的相位

另外，实验中，根据得到的复数信号，可以得出发送端第一个频域信号对应的幅度和相位，也可以看做发送端第一个 OFDM 时域信号的幅频响应和相频响应。图 9 示出了发送端第一个频域信号各子载波对应的幅度（3 种取值），图 10 示出了发送端第一个频域信号各子载波对应的相位（12 种取值）。

复数信号再通过串并变换、埃尔米特映射、IFFT，即可得到时域 OFDM 信号，为了消除 ISI，再为 OFDM 信号添加 CP。图 11 示出了发送端第一个 OFDM 信号的时域波形，可以看出添加 CP 就是将 OFDM 符号的后面一小段复制叠加到 OFDM 符号的头部一起发射。

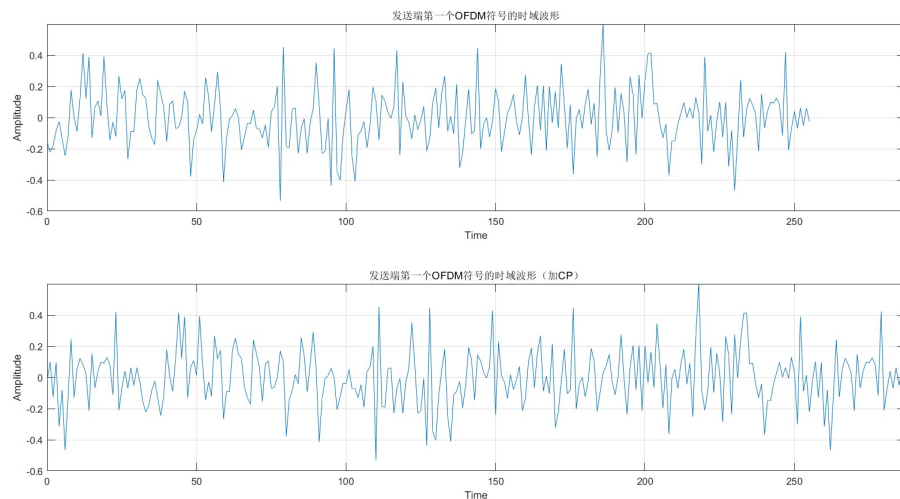


图 11 发送端第一个 OFDM 信号的时域波形

经过抑制 PAPR 的操作（将在后续讨论），添加 CP 后的时域 OFDM 信号再经过并串变换、插入 TS 后即可发射进入信道，TS 的调制格式为 BPSK 调制，也即时域信号中只有 1 和 -1 两种符号。图 12 示出了为三种同步方法设计 TS 的时域波形。

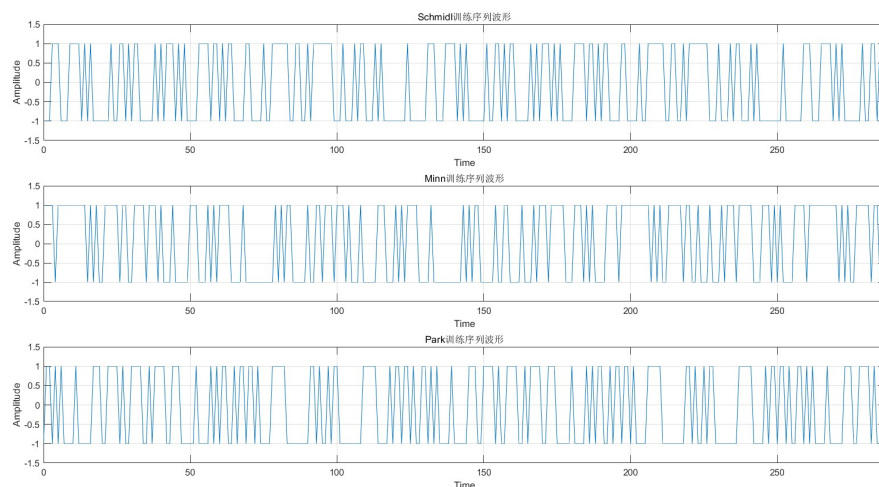


图 12 为三种同步方法设计 TS 的时域波形

信号经过信道后,接收端收到受信道影响的 OFDM 信号,在接收端首先利用 TS 进行同步,在经过串并转换、信道估计与均衡、去除 CP 即可得到接收端的时域 OFDM 信号。图 13 示出了接收端接收到的三种 TS 的时域波形,图 14 示出了接收端第一个 OFDM 信号的时域波形。三种同步算法的比较以及信道估计与均衡算法将在后续讨论。

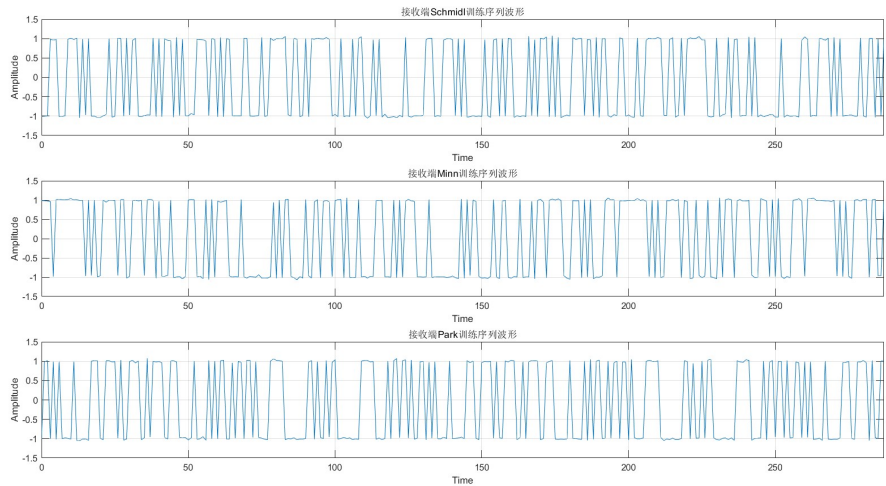


图 13 接收端三种 TS 的时域波形

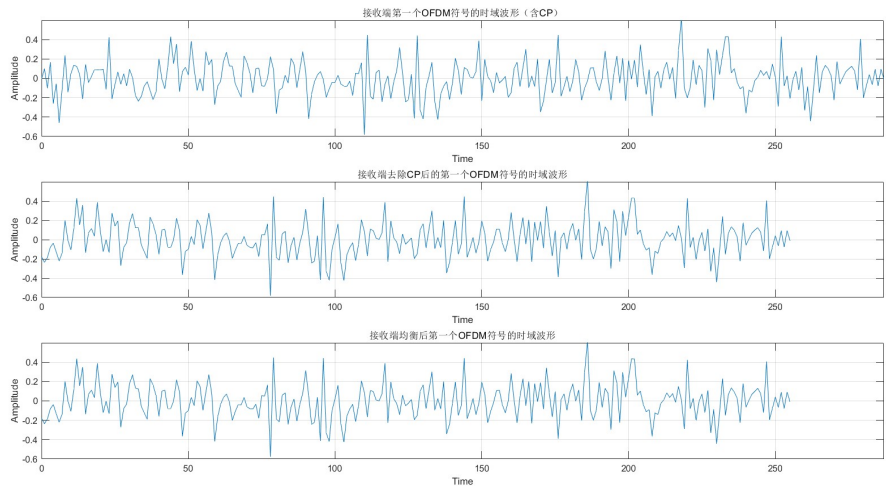


图 14 接收端第一个 OFDM 信号的时域波形

接收端去除 CP 后,再经过 FFT、解埃尔米特映射即可得到为经过解 16QAM 调制复数信号。图 15 示出了接收端所得复数信号的星座图。可以发现由于信道噪声影响,复数信号的星座图不再为 16 个点,而是以原星座图中的 16 个点为中心的 16 个星座团,且没有混叠现象,此时仍可以正常解 16QAM 调制。再经解 16QAM 调制后,求得误码率为 $5e-5$ 左右,这也说明解 16QAM 调制结果不错,满足通信的要求。

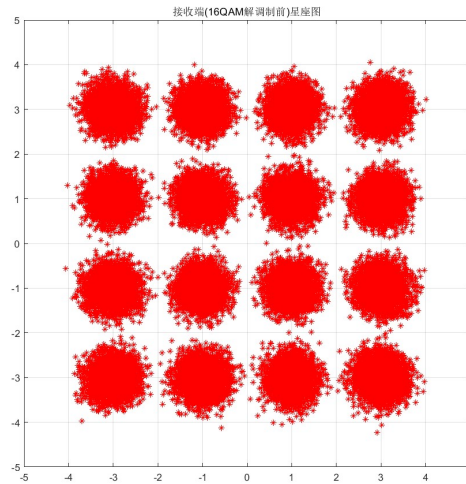


图 15 接收端所得复数信号的星座图

若将信噪比减小至 15dB，则接收端所得复数信号的星座图如图 16 所示，可以发现此时各星座团之间已经出现混叠，无法正常解 16QAM 调制。此时所得误码率为 $1e-2$ 左右，明显增大，系统性能大为降低。且通过对比发送端和接收端 OFDM 信号及 TS 的时域波形也可以发现信号失真明显更加严重。

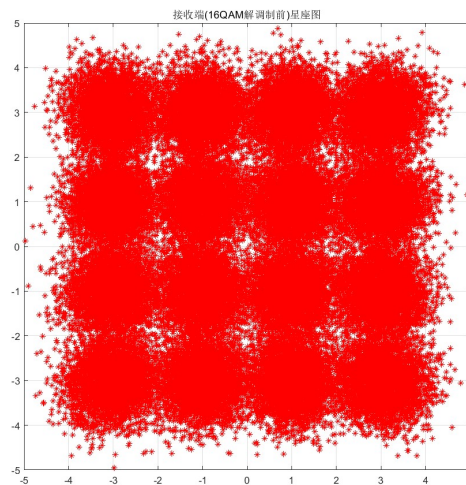


图 16 信噪比为 15dB 时接收端所得复数信号的星座图

3.2 三种同步方法的比较

实验中，同时采用了三种同步方法，并根据相关函数的值绘制图形。图 17 示出了不同同步方法所得到的定时量度曲线（均为经过高斯噪声信道、信噪比为 20dB 的结果）。首先需要明确的是我们实验中设置的 OFDM 符号的真正起始位置索引为 289，通过对三条曲线的比较，可以发现 Schmidl 算法得到的曲线在正确起始位置前有一段平台，且平台的长度等于 CP 的长度，分析可知，正是由于 CP 的存在，导致在 CP 长度内的相关窗内的数据都满足

Schmid1 的 TS 的结构，因此相关值均为 1 左右（无噪声时为 1），因此产生了平台，平台的存在，加之噪声的影响会对定时位置的准确度产生不小的影响，造成定时估计位置不准确。实现中也可以发现，通过 Schmid1 方法确定的定时位置会在索引 257 到 289 之间随机出现，说明此算法存在相当大的改进空间。

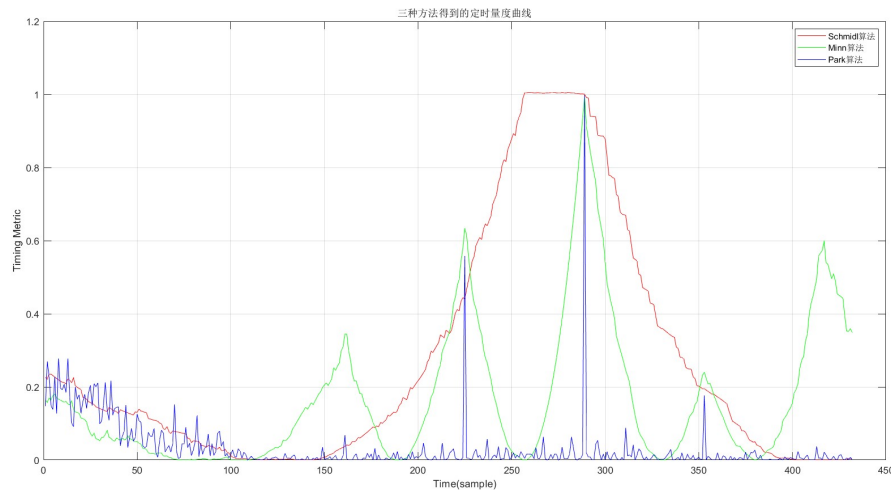


图 17 三种同步方法所得到的定时量度曲线

Minn 算法的定时量度曲线相比 Schmid1 算法有了较大的提升，平台区域已经消失不见，在正确的定时估计位置，曲线能够产生明显的峰值。这主要由于训练序列符号前后两半部分相反的差异，若定时点位于循环前缀中，后半部分的负号可以减轻与前半部分相关计算的影响，从而避免平台区域的存在，该算法理论理想定时起始位置应该在训练序列符号的第一个样值点上。同时，我们也可以从仿真图中看出，该算法效果上还存在明显的性能不足，那就是度量函数曲线主峰值的旁边有若干个比较大的旁峰，此时若信道衰落严重或噪声较大，可能出现旁峰替代主峰或者峰值两边斜坡上的定时量度值大于峰值的现象，这样就会对定时的起始位置造成影响。综上所述，虽然 Minn 算法较 Schmid1 算法消除了峰值平台区域，但是还是存在较多旁峰，在信道不理想的情况下，仍然容易造成定时不准确，仍然需要改进。

由上述仿真图仍可以看出，Park 算法比 Minn 算法有着明显的尖峰，与附近相邻点呈非常陡峭下降的程度，但是不可避免的是，左右两侧仍然有两个比较尖锐的副峰，虽然副峰的峰值有所改善，但在信道非常恶劣的情况下，定时估计效果可能还是不太理想。

从三种符号定时同步算法可以看出，第一，具有共轭对称并有取负的一些训练序列符号结构在获取符号起始位置时，其定时度量函数曲线仿真可能具有较好的性能，第二，相关函数相邻点的求和项需尽可能的不同，其定时度量函数曲线仿真可能也具有较好的性能。总体而言，对于三种定时同步算法，Park 算法的性能最优，Minn 算法的性能次之，Schmid1 算法的性能最差。

另外，在进行仿真的时候，TS 的前插入的噪声干扰序列设计应该合理，其功率应该小于或接近于 TS 的功率，否则会对定时造成影响。图 18 示出了噪声干扰序列的平均功率过大（TS 平均功率的五倍）时的定时量度曲线，可以发现，其对定时的影响非常严重。

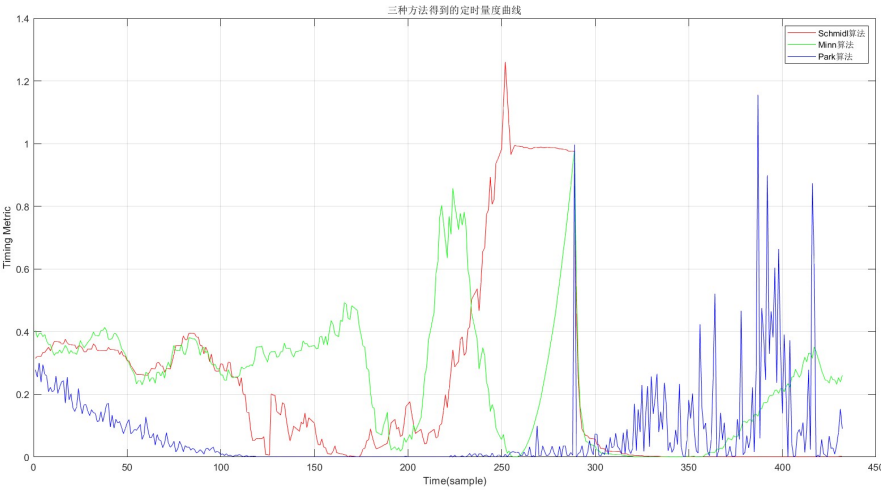


图 18 干扰序列平均功率较大时三种同步方法所得到的定时量度曲线

3.3 信道估计与均衡的作用

实验中，分别在加高斯噪声信道和瑞利衰落加高斯噪声信道下进行了仿真，图 19 示出了加高斯噪声信道下均衡前后的系统误码率曲线，图 20 示出了瑞利衰落加高斯噪声信道下均衡前后的系统误码率曲线。从误码率曲线中可以看出，加高斯噪声信道下均衡前后无明显差异，而瑞利衰落加高斯噪声信道下均衡前后具有明显的差异，均衡效果明显，但两信道下系统误码率均随信噪比的增大呈下降趋势。这是由于加高斯信道下产生的噪声属于加性噪声，而瑞利衰落信道下产生的噪声属于乘性噪声。乘性噪声对信号的影响比加性噪声对信号的影响要更严重。加性噪声取值是随机的，随着信噪比的增大，加性噪声对信号的影响越来越小，直至影响可以忽略，而乘性噪声由信道的参数决定，对信号的影响一直不变。因此，系统误码率均随信噪比的增大呈下降趋势（均包含高斯噪声），另外，均衡对加高斯噪声信道下系统误码率的影响不大，而对瑞利衰落加高斯噪声信道下系统误码率的改善非常显著。

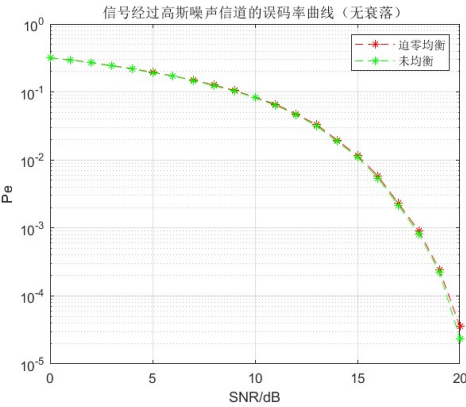


图 19 高斯噪声信道下均衡前后系统误码率曲线

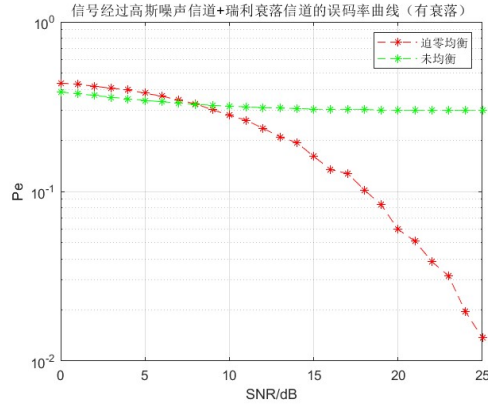


图 20 瑞利衰落加高斯噪声信道下均衡前后系统误码率曲线

再对比两误码率曲线可以发现, 信号在瑞利衰落加高斯噪声信道下即使均衡后的系统误码率性能也不如只经过高斯噪声信道的系统误码率性能, 这是由于均衡是通过估计出信道参数来实现的, 而估计出的信道参数由于高斯噪声的影响必然与原信道不一致, 加之均衡前后高斯噪声的影响, 只要信号通过瑞利衰落信道, 即使使用均衡技术, 系统误码性能也远不如未经瑞利衰落信道的误码率性能。图 21 示出了有无衰落及均衡前后的系统误码率曲线, 其即为图 19、图 20 的组合, 从其中可以明显看出上述分析的正确性。

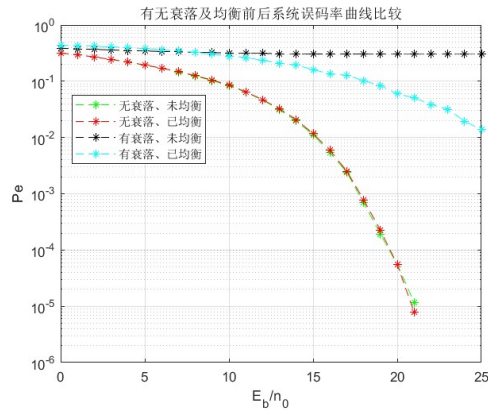


图 21 有无衰落及均衡前后的系统误码率曲线

3.4 降低 PAPR 的算法研究

降低 PAPR 的方法有很多, 本文采用部分传输序列 (PTS) 法。但是由于仿真实现的子载波数量 (127) 过多, 若分块数量太少, 则分块方法有很多, 降低 PAPR 的效果也不明显, 若分块数量太多, 则相位加权因子的选择方式很多, 计算量太大。因此, 在本实验中, 为了降低计算复杂度, 只是验证了通过 PTS 方法降低 PAPR 的可行性。基于此目的, 实验中, 只将 127 个子载波分为三块, 前两个子载波各为一块, 后边的 125 个子载波自成一块, 而且只两个相位加权因子, 前两块可以随机与两个因子间中的一个相乘, 第三块选择与第 1 个因子相乘, 因此只有四种组合, 分别计算对这四种组合得到的 PAPR, 选用效果最好的组合用以 OFDM 系统的实现, 验证通过 PTS 方法降低 PAPR 的可行性。表 2 示出了经过 10 次仿真得到上述四种可能计算得到的降 PAPR 结果。通过表中的数据可以看出, 只通过这四种组合就可以大概率降低系统的 PAPR, 只是降低的效果不明显, 而且有少许情况不能够成功降低 PAPR,

这是由于为了降低计算复杂度而只选用了部分的组合所导致的，如果完全考虑了全部组合，则肯定能够降低 PAPR，且效果很明显，因此验证了 PTS 法降低系统 PAPR 的可行性。

表 2 部分 b_m 组合降低 PAPR 的结果

序号	原 PAPR 值	部分 b_m 组合所得 PAPR 值（共 4 组）				PAPR 降低的组数	能否成功降低 PAPR
		组合 0	组合 1	组合 2	组合 3		
0	12.6652	12.4598	12.7344	12.4329	12.7594	2	能
1	12.7610	13.0747	12.5477	13.2612	12.8543	1	能
2	14.3701	12.7357	12.9323	12.6972	12.8947	4	能
3	13.9413	12.9769	12.5486	12.6146	13.0282	4	能
4	13.3312	12.3063	12.9237	13.4609	12.8741	3	能
5	12.8372	13.3990	12.9194	12.7692	12.5646	2	能
6	13.3107	12.4867	12.5308	12.4526	12.6437	4	能
7	12.4664	12.7543	12.9119	12.2654	12.4120	2	能
8	12.3424	12.8257	12.4073	13.0106	12.8361	0	否
9	13.5547	13.7967	13.2635	13.8265	13.9609	1	能

3.5 不同 16QAM 调制方案对系统误码性能的影响

16QAM 调制的调制方案有很多，选用不同的调制方案对系统的误码性能具有不同的影响。图 22 示出了采用不同 16QAM 调制方案下系统的误码率曲线，所用信道为高斯噪声信道，并假设同步非常理想，可以发现误码性能的优劣顺序为：方形映射+格雷编码最优，方形映射+二进制码次之，环形映射+格雷编码再次之，环形编码+二进制码最差。

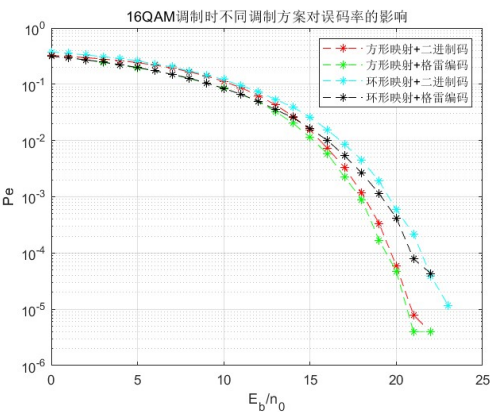


图 22 不同 16QAM 调制方案下系统的误码率曲线

首先，可以明确采用方形编码的系统误码性能优于采用环形映射的系统误码性能，这是由于实验中采用了相同的平均符号功率，在相同的平均符号功率下，方形星座图的最小欧氏距离为 2，而环形星座图的最小欧氏距离为 1.5307，明显小于方形星座图，故采用方形星座图的系统的噪声容限更大，抗噪声性能最强，在相同符号信噪比的情况下，误码率更小，即

误码性能更好。其次，采用格雷编码的系统误码性能优于采用二进制码的系统误码性能，这是由于采用格雷编码时，相邻位置对应编码只有一位不同，在解 16QAM 映射时，即使由于噪声原因，产生误判至相邻位置，也最多出现一位错码，而二进制码在相同情况下可能出现多位错码，因此采用格雷编码可以减低系统的误码率，提高了系统的误码性能。

3.6 不同子载波的误码性能研究

实验的最后，在高斯噪声信道（信噪比为 20dB）下，对不同子载波的误码性能进行了研究，图 23 示出了不同子载波的误码个数。经过多次实验比较，可以发现不同子载波出现误码的数目是随机的且概率相同，与不同子载波对应的频率是无关的，故不同子载波误码性能相同。这是由于高斯噪声信道为非频率选择性信道，信道对于不同子载波的影响是相同的，都表现为叠加相同信噪比的随机噪声，因此不同子载波产生误码的数目也是随机的且概率相同，即不同子载波的误码性能相同。但对于瑞利衰落信道等频率选择性信道，信道对于不同子载波的影响不同，虽然产生误码的数目仍然是随机的，但概率不同，因此不同子载波的误码性能不同（实验中同时也对瑞利信道进行了仿真，但可能由于信道参数设计等问题，结果不够理想，但整体也可体现出低频子载波的误码性能优于高频子载波的趋势）。

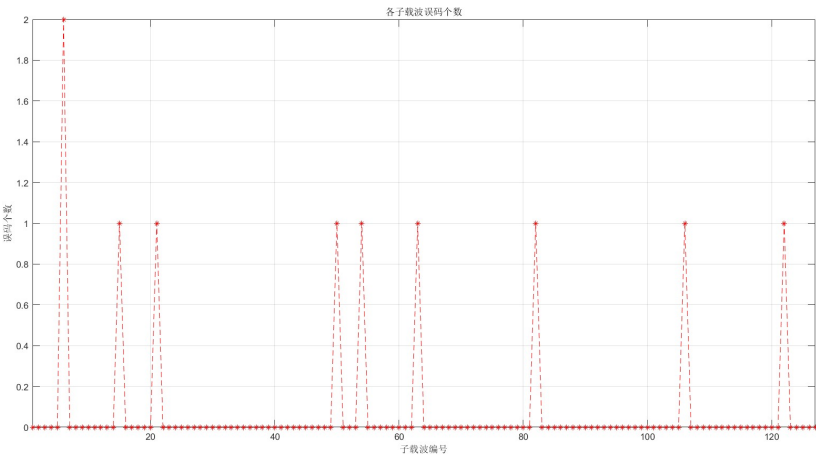


图 23 高斯噪声信道（20dB）下不同子载波误码个数

4. 结论

本文利用 MATLAB 平台仿真实现了基于 16QAM 调制方式的 OFDM 系统。实验中发现在三种同步算法中，Park 算法最优，Minn 算法次之，Schmidl 算法最差；对于瑞利衰落信道，信道估计与均衡前后，系统误码性能可以得到很大改善，而对于高斯噪声信道，均衡前后系统误码性能没有明显差别；PTS 算法可有效降低 OFDM 系统的 PAPR；采用不同 16QAM 调制方案的 OFDM 系统的误码性能不同，这与所采用的星座图的最小欧氏距离有关，最小欧氏距离越大，噪声容限越大，系统的误码性能也更优；另外，对于瑞利衰落信道，OFDM 系统不同的子载波误码性能不同，低频子载波的误码性能优于高频子载波，但对于高斯衰落信道，不同的子载波误码性能相同。

需要注意的是,本系统还不能够直接用于采用强度调制直接检测(IM/DD)的光通信系统。因为采用IM/DD的光通信系统,其发送端是把要传送的信息转变为电流信号注入LD或LED,从而获得相应的光信号,这就要求要传送的信号必须为正且实的信号,然而经本系统中IFFT得到的时域信号虽然全为实的,但含有负数,这对于采用IM/DD的光通信系统是不行的。有两种解决方案,一是在得到的时域信号上加直流偏置(对应DCO-OFDM),使信号全变为正值,这样只需要在接收端去直流偏置即可得到原信号,但是这种方法浪费发射功率,而且会导致峰值过大,可能使LD或LED工作在非线性区域;二是修改埃尔米特对称的结构,使所有的偶数子载波均不传输数据(对应ACO-OFDM),这样经IFFT变换后的数据遵循半波对称原则,可以在不丢失任何信息的情况下去掉复数信号,然后在接收端在相应位置恢复即可,但这种方法虽然克服了第一种方法的缺点,但有一半的子载波不传输数据,因此具有较低的频谱利用率。在实际应用中,将根据实际经权衡后作出合理的选择。

参考文献

- [1] 张炜,王世练,高凯,朱江. 无线通信基础[M]. 北京:科学出版社,2014.
- [2] 樊昌信,曹丽娜. 通信原理[M]. 北京:国防工业出版社,2013.
- [3] 陈颖,聂伟. OFDM系统改进的训练序列结构及时频同步算法[J]. 电子技术应用,2019,45(06):89-92+96.
- [4] 华爽. 基于序列相关性的OFDM符号定时同步算法的研究[D]. 南京邮电大学,2014.
- [5] 孙怡菲. 可见光ACO-OFDM系统中峰均比抑制研究[D]. 南昌大学,2016.
- [6] 赵悦. 降低OFDM系统峰均功率比的PTS算法研究[D]. 东北大学,2015.
- [7] 刘卓伦,马征. 基于Matlab平台的OFDM系统在不同信道下16QAM调制的仿真设计与分析[J]. 信息记录材料,2017,18(12):10-13.
- [8] 18214644274.OFDM原理总结及其仿真[EB/OL].<http://www.txrjy.com/thread-1080059-1-1.html>,2019-7-13.
- [9] 长弓的坚持. 给“小白”图示讲解OFDM的原理[EB/OL].<https://blog.csdn.net/wordwarwordwar/article/details/79605916>,2018-3-18.