

一种新的非2的整数幂阶的QAM调制设计

常承伟,刘荣科,段瑞枫

(北京航空航天大学电子信息工程学院,北京 100191)

摘要: 本文提出了一种新的具有普遍适用性的调制阶数非2的整数幂的正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)设计方法,通过建立特定连续星座点与特定长度比特序列的映射关系,实现了码速率分辨率更高的QAM调制解调,丰富了自适应调制中QAM的选择,缩小待选QAM调制的性能间隔.本文以28QAM为例说明其设计方法.

关键词: 正交幅度调制; 自适应调制; 调制阶数; 映射规则

中图分类号: TN911.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2012)05-1039-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.05.029

A Novel Design of QAM Whose Modulation Index is not the Nth Power of 2

CHANG Cheng-wei, LIU Rong-ke, DUAN Rui-feng

(School of Electronic and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: This paper proposed a novel and universal Quadrature Amplitude Modulation (QAM) design whose modulation index is not the integral power of 2; it also realized the QAM modulation in a higher resolution of modulation index by mapping consecutive constellations into bit sequences. The novel QAM design can reduce the gap of the performance between different modulations and enrich the choices of QAM in adaptive modulation. This paper took 28QAM as an example to state the method of design, mainly including the design of a mapping rule which made the 28 constellation points mapped into bit sequences and simulate its performances. The BER curve of 28QAM is in the middle between 24QAM and 32QAM.

Key words: QAM; adaptive modulation; modulation index; mapping rule

1 引言

自适应调制是一种根据信道条件灵活选择数字调制方式的技术,系统根据通信信道条件以及系统对通信质量的要求选择适当的调制方式,在保证通信质量的前提下灵活调整通信速率^[1].自适应调制可以增加系统的频谱利用率和数据传输率,在近年来出现的各种系统中——尤其是正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统^[2]和多输入多输出系统(Multiple Input Multiple Output, MIMO)^[3,4]中得到了越来越广泛的应用.

根据自适应调制系统的特点,其要求通信系统中存在多种相互之间性能间隔较小的调制方式,系统权衡信道条件和接收端对通信质量的要求,选择适当的调制方式.对于M-QAM调制而言,为采用格雷映射来确定映射表,大多数系统只采用调制阶数为 2^{2n} 的QAM调制,在相同的信道条件下,为了使调制阶数为 2^{2n} 和调制阶数为 $2^{2(n+1)}$ 的调制系统达到相同的误码率,其所要求的信

干比(Signal Interference Ratio, SIR)的差异约为6dB^[5,6],这个性能间隔对于自适应调制系统而言太大了.为了解决这个问题,自适应系统中会加入阶数为2的奇数次幂的QAM调制,阶数为 2^{2n+1} 的QAM调制虽然无法采用格雷映射来确定映射表,但在特定误比特率情况下调制系统对于SIR的要求和传输速率性能均介于阶数为 2^{2n} 和阶数为 $2^{2(n+1)}$ 的QAM调制系统之间,可以用来丰富M-QAM调制系统,使可选调制方式性能间隔缩小^[2].文献[7]提出了一种映射关系较优的十字形星座图.

为了进一步丰富M-QAM调制的种类,文献[1]提出了一种阶数为 $3 \times 2^{n-1}$ 的QAM调制,在特定误比特率下该调制系统对SIR的要求和可达传输码速率均介于阶数为 2^n 和阶数为 2^{n+1} 的QAM调制之间,可以缩小调制方式之间的性能间隔.其实现过程是将 $3 \times 2^{n-1}$ 个星座点分为点数为 2^n 和 2^{n-1} 的两部分,当第一个发送的符号是点数为 2^{n-1} 那组星座点之一时,第二个发送的符号就是点数为 2^n 那组当中的点,若第一个发送的符号为点数为 2^n 那组当中的点时,第二个发送的符号是星

座图中全部的 $3 \times 2^{n-1}$ 个点之一, 从而通过选择连续两个星座点实现 2^{2n+1} 种星座点组合, 每种星座点组合映射一个长度为 $2n+1$ 的 0、1 序列, 即通过发送两个连续符号来表示 $2n+1$ 比特的信息, 实现连续两个星座点的组合与一个比特序列的一一对应, 其调制码率为 $n+0.5$ 比特/符号, 通过分析与仿真均可表明其误比特率性能介于阶数为 2^n 和阶数为 2^{n+1} 的 QAM 调制之间. 阶数为 $3 \times 2^{n-1}$ 的 QAM 调制有效地补充了自适应调制系统. 尽管如此, 各种调制方式之间的性能间隔依旧过大.

本文为了进一步缩小各种调制方式的性能间隔, 通过将连续特定个符号整体映射成比特序列, 实现调制阶数非 2 的整数幂的 QAM 调制, 使得 QAM 调制突破码速率和调制阶数的限制, 丰富自适应调制系统中的调制方式选择.

2 调制阶数非 2 的整数幂的 QAM 调制的设计方法

M-QAM 调制设计的核心思想是通过一定的星座点选择方案实现 2^n 种星座点选择方式, 每一种星座点选择映射一个 n 比特的序列, 从而实现 n 比特数据的调制. 例如 16QAM 调制是在 16 个星座点中选择 1 个发送, 显然这个选择有 16 种可能, 可实现 4 比特数据的发送, 其码速率为 4 比特/符号, 而 24QAM^[1], 则是将两个星座点按照一定方案组合实现 512 种组合方式, 从而通过传输每两个符号实现 9 比特数据的传输, 其码速率为 4.5 比特/符号. 将连续两个符号一起进行调制可以实现码速率精度为 0.5 比特/符号的调制方式.

对 QAM 进行设计前要先选定待设计调制方式的码速率, 设为 $\frac{k}{n}$ 比特/符号, 即用连续 n 个符号传递 k 比特的数据, 其码速率精度 n 尽量不要太大 (3 或 4). 对调制阶数非 2 的整数幂的 QAM 调制的设计需要满足两个条件:

(1) 调制阶数必须足够大以满足码速率要求.

当选定了特定的码速率, 必须保证有足够多的星座点来实现足够多种排列组合, 即调制阶数必须大于某值. 将连续 n 个符号整体调制实现码速率为 $\frac{k}{n}$ 比特/符号的 M-QAM, 即通过连续 n 个符号实现 2^k 种符号组合方式, 其理论最小调制阶数 M 需满足如下条件:

$$\sqrt[n]{2^k} = 2^{k/n} \leq M \quad (1)$$

此不等式是实现码速率为 $\frac{k}{n}$ 比特/符号的 M-QAM 调制的必要条件.

例如通过任意连续 4 个星座点组合出 524288 (2^{19})

种可能排布方式从而实现 $\frac{19}{4}$ 比特/符号的调制方式, 参照式 (1), 通过如下计算, 可知其调制阶数 M 有如下限制:

$$M > \sqrt[4]{524288} = 26.909 \quad (2)$$

可知理论上当调制阶数 M 大于等于 27 时才可能实现上述码速率的调制方式. 例如, 当星座点个数为 25 个时, 任意连续 4 个星座点组合最多只能有 25 的 4 次方共 390625 种组合方式, 显然就无法实现码速率为 $\frac{19}{4}$ 比特/符号的调制.

(2) 选定的组合方式性能较好且易于实现.

在根据码速率确定了调制阶数后, M-QAM 调制有多种可以实现的方式, 设计 M-QAM 时需要选择性能较好且易于实现的方式. 为了避免 I 、 Q 两路通信信号平均功率不同造成调制效率过低以及由于星座点非对称带来的其他问题出现, 应该避免使某一组中星座点个数过少或者为奇数, 同时为了星座点与比特序列的映射关系易于实现, 应尽量使每个符号可选择的星座点个数为 2 的整数次幂.

以 28QAM 实现码速率为 $\frac{14}{3}$ 比特/符号的调制为例, 通过穷举法可知共有 142 种可实现调制的星座点分组方法, 排除掉星座点组中星座点个数过少和星座点个数为奇数的情况, 共有表 1 所示的 10 种分组方式, 表中每个符号对应的数值为相应星座点组中星座点的数量. 考虑易于实现的原则, 优先以第 5 种或者第 6 种分组方式进行设计, 下文设计中采用的是第 6 种参数. 将 28 个星座点分为 12 和 16 两组, 若第一个符号发送的星座点为第一组之一, 则第二个符号在特定的 20 个星座点中选择, 第三个符号在特定的 16 个星座点中选择; 若第一个符号发送的星座点为第二组之一, 第二个符号和第三个符号都在全部 28 个星座点中选择, 从而实现 $16384(2^{14})$ 种发送星座点的组合.

当按照以上两个条件对分组方式进行选定后, 建立一个星座点选择方案与比特序列的映射关系, 即可实现调制. 这个映射关系通常非常复杂, 其复杂程度与调制参数有关. 当对信号进行解调时, 需根据之前确定的映射关系将信号判决解调为比特序列.

跟调制阶数为 2 的整数幂的 QAM 调制相比, 新设计的 M-QAM 调制系统有如下一些特点:

(1) 对于调制阶数为 2 的整数幂的 QAM 调制, 在发送随机信号时, 图中所有星座点被选择的概率相同; 而对于新设计调制方式, 不同的星座点被选择的概率不同. 针对这一特点, 在调制解调的设计中可有两种不同的选择: 若使能量大的星座点被选择的概率大, 可以降低信号的峰均比; 而若使能量小的星座点被选择的概

率大,则可以降低信号的总功率,这样系统在特定信干比下的误比特率性能会得到提升.在本文讨论的仿真中,均采用误比特率性能优先的设计思路.

(2)对于之前提到的调制阶数为 2 的整数幂或 3 倍的 2 的整数幂的 M-QAM 调制,其星座点与比特序列的映射关系比较简单,且映射关系为格雷映射或者近似为格雷映射,有统一的实现方式;而新设计的 QAM 调制有多种组合方式可供选择,星座点的分组和选择以及其与比特序列的映射关系复杂,现阶段并没有统一的实现方式.另外,星座点和映射关系选择除了考虑误比特率性能和峰均比性能外,也可以结合各种信道编码方式的特点进行设计,以获得更好的组合性能.

(3)对于特定码速率的 M-QAM 调制,其调制阶数可以有多种选择,例如对于码速率为 $\frac{14}{3}$ 比特/符号的调制方式,采用 28QAM 或者 30QAM 都可以实现,但是其误比特率性能会略有不同.对于同样的调制阶数,也有多种设计方式可以选择,如表 1 用 28QAM 实现码速率为 $\frac{14}{3}$ 比特/符号的调制就有 10 种比较容易实现的方案.多种实现方案使软解调及自主接收的难度大大增加,但是从另一方面而言这也减少了传输信号被非接收端监控的可能.

表 1 可以实现 28QAM 分组方式

编号	第一个符号	第二个符号	第三个符号
1	8	26	28
	20	22	24
2	8	28	26
	20	22	24
3	8	28	26
	20	24	22
4	8	26	28
	20	24	22
5	12	16	20
	16	28	28
6	12	20	16
	16	28	28
7	12	24	18
	16	20	26
8	12	18	24
	16	20	26
9	12	24	18
	16	26	20
10	12	18	24
	16	26	20

3 调制阶数非 2 的整数幂的 QAM 实现举例

以 28QAM 为例说明调制阶数非 2 的整数幂的 QAM 调制的实现方法.

待设计的 28QAM 的性能应介于 24QAM^[1]与 32QAM 之间,故设定其码速率为 $\frac{14}{3}$ 比特/符号(介于 4.5 比特/符号和 5 比特/符号之间),其误比特率性能应介于 24QAM^[1]与 32QAM 之间.图 1 为 16QAM、24QAM 和 32QAM 在加性高斯白噪声信道下(Additive White Gaussian Noise, AWGN)的误比特率仿真结果图.

设计选取表 1 中的第 6 组参数,实现如下等式:

$$12 \times 20 \times 16 + 16 \times 28 \times 28 = 16384 \quad (3)$$

即如式(3)可以通过把 28 个星座点通过排列组合实现一共 16384(2^{14})种组合.

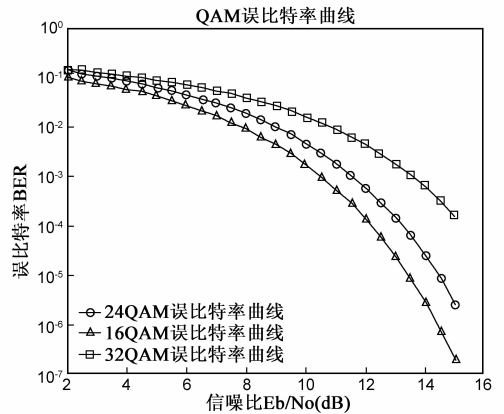


图 1 24QAM在AWGN信道下与16QAM和32QAM性能对比

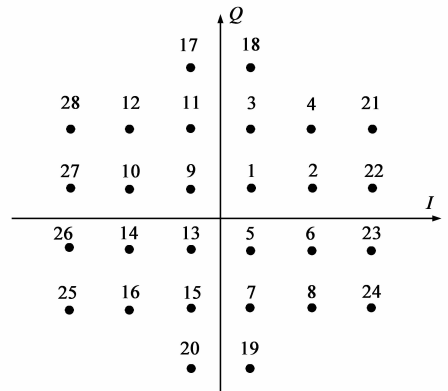


图 2 28QAM星座点图

28QAM 设计星座图形状和编号见图 2,基于误比特率优先的原则,优先选择能量较小的星座点,其选择方法如表 2 所示,即若第一个符号发送的为编号 1~16 的星座点之一,第二个符号和第三个符号发送的星座点均在编号 1~28 的星座点之间选择;若第一个发送的符号为编号 17~28 的星座点之一,第二个符号在编号 1~20 的星座点中选择,第三个符号在编号 1~16 的星座点中选择.每种星座点组合映射一个特定的长度为 14 的 0、1 序列,实现 28QAM 调制.

实现星座点与 0、1 序列的映射是整个设计过程中最复杂的部分.在设计中,应尽量使相邻星座点表示比特流之间的汉明距小,同时也要考虑实现的复杂度,即星座点组合与比特流的映射关系要兼顾性能与效率.

表 2 28QAM 设计方案

第 1 个符号	第 2 个符号	第 3 个符号
在编号 1~16 的星座点中选择	在编号 1~28 的星座点中选择	在编号 1~28 的星座点中选择
在编号 17~28 的星座点中选择	在编号 1~20 的星座点中选择	在编号 1~16 的星座点中选择

对于 28QAM, 本文设计了一种兼顾性能与效率的映射关系, 如表 3~表 6 所示, 其中 b_n ($n=1, 2, 3, \dots$) 表示比特流的第 n 位, S_m ($m=1, 2, 3$) 表示第 m 个符号对应的星座点编号. 按照表 3~表 6 可以实现星座点与 0、1 比特序列的对应关系, 即可实现每连续 3 个符号对应一长度为 14 的 0、1 序列, 完成调制. 可见 28QAM 作为比较易于实现的一种调制方式, 其星座点与比特序列的映射关系已经非常复杂.

需要说明的是, 表 3~表 6 给出映射关系并非误比特率性能最佳的对应关系, 而是兼顾误比特率性能与实现难易程度的一种近似最佳的实现方式. 将待传输的信息按照表 3~表 6 的对应关系映射成星座点编号, 再将星座点编号按照图 2 的对应关系对应成信号, 即可完成调制. 本调制方式的复杂度主要体现在设计过程中, 并不会给调制系统增加过多额外的复杂度.

表 3 星座点 0、1 序列对应表 1

$b_1 b_2 b_3 b_4$	S_1	$b_5 b_6 b_7 b_8$	b_9	S_2	$b_{10} b_{11} b_{12} b_{13}$	b_{14}	S_3
0000	1	0000	0	1	0000	0	1
0001	2	0001		2	0001		2
0010	3
0011	4
...	...	1111	1	16	1111	1	16
...	...	1010		17	1010		17
...	...	0010		18	0010		18
...	...	0110		19	0110		19
1110	15	...	28	28	...
1111	16	1011		28	1011		28

表 4 星座点 0、1 序列对应表 2

$b_7 b_8 b_9$	$b_1 b_2 b_3$	S_1	$b_4 b_5 b_6 b_{10}$	S_2	$b_{11} b_{12} b_{13} b_{14}$	S_3
001	000	17	0000	1	0000	1
	001	18	0001	2	0001	2
	010	19	0010	3	0010	3
	011	20	0011	4	0011	4

	110	23	1110	15	1110	15
111	24	1111	16	1111	16	

表 5 星座点 0、1 序列对应表 3

$b_8 b_9 b_{12} b_{13} b_{14}$	$b_1 b_2 b_3$	S_1	$b_5 b_6$	S_2	$b_{10} b_{11} b_7 b_4$	S_3
11001	101	17	10	17	0000	1
	001	18	00	18	0001	2
	011	19	01	19	0010	3
	111	20	11	20	0011	4
	100	21		
	000	22		
	010	23			1110	15
	110	24			1111	16

表 6 星座点 0、1 序列对应表 4

$b_{12} b_{13} b_{14}$	$b_2 b_3$	S_1	$b_5 b_6 b_7 b_8$	b_9	S_2	$b_{11} b_1 b_4 b_{10}$	S_3
001	11	25	0000	0	1	0000	1
	10	26	0001		2	0001	2
	00	27	0010	3
	01	28	1111	16	0011	4	
			1010	1	17
			0010		18
		0110	19		1110	15	
		1110	20	1111	16		

4 调制阶数非 2 的整数幂的 QAM 性能分析

为了使设计出的 QAM 调制方式有实用价值, 其误比特率性能应介于调制阶数与其相邻的两种调制方式之间, 所以需要对其误比特率性能进行理论分析.

在文献[8]中, 作者提出了一种 QAM 误码率的计算方法, 如式(4)所示, 此方法适用于单符号 QAM 调制,

$$P_b(M) = G_p \cdot \frac{N_{adj}}{\log_2 M} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{d}{\sqrt{N_0}} \right\} \quad (4)$$

其中 G_p 为格雷处罚因子, 表示星座图中相邻星座点映射的比特组中不同比特数的平均值, N_{adj} 表示每个星座点相邻星座点的个数, M 为 QAM 调制阶数, $\frac{d}{\sqrt{N_0}}$ 为相

邻功率归一化后星座点距离的一半乘以 $\frac{E_s}{N_0}$ 的平方根.

式(4)表明了决定 M-QAM 误比特率性能的因素, 星座点之间距离、星座点周围星座点的个数以及星座点表示的比特组和周围星座点表示的比特组的相似度都对 M-QAM 的性能有影响, 因此为提升 M-QAM 的误比特率性能, 需要基于这些因素来考虑.

借鉴式(4)可以得到 QAM 符号错误概率的计算式(5), 分别考虑每一个符号错误对整个调制解调误比特率的影响. 由于每个符号错误的概率比较小, 可近似设定一组符号错误的概率等于各单个符号错误概率之和, 本文提出多符号 QAM 调制的误比特率计算式(6), 式中 k 为调制分层次数, 通常情况下 k 为 2, p_i 为每层出现的概率, G_{pi} 为每层的平均格雷处罚因子, 表示每组符号错误造成的错误比特个数(可以由每层各个符号的格雷处罚因子加权平均求得), n 为符号数, P_{sij} 为每部分的误符号概率(i 为层数, j 为符号数), 即式(6)表示对每层符号被使用概率乘以每层符号出现错误的概率再乘以每层符号出现错误对比特序列的平均影响因子求和即是系统的误比特率. 其中每部分的误符号概率 P_{sij} 可由式(5)、(6)计算得出.

$$P_s(M) = N_{adj} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{d}{\sqrt{N_0}} \right\} \quad (5)$$

$$P_b(M) = \sum_{i=1}^k (p_i \times G_{pi} \times \sum_{j=1}^n P_{sij}) \quad (6)$$

本文第 3 部分设计的 28QAM 调制方式,其误比特率性能应该介于 24QAM 和 32QAM 之间才有实用价值,现根据式(5)、式(6)其误比特率性能进行理论分析. 28QAM 以三个符号作为调制解调的最小单位,符号数 $n = 3$,调制分层次数 $k = 2$, p_i 为每层出现的概率,其中 $p_1 = \frac{16 \times 28 \times 28}{16384}$, $p_2 = \frac{12 \times 20 \times 16}{16384}$,每层的平均格雷处罚因子 G_{pi} 可根据表 3 ~ 表 6 进行计算得到,即分别计算其三个符号错误的情况下(假设每个符号只会错判为其相邻的星座点)比特序列错误的个数乘以其相应出现的概率, P_{sj} 为每部分的误符号概率,可由式(5)计算得出. 28QAM 其误比特率的计算如式(7),通过式(7)计算出 28QAM 理论仿真结果曲线如图 3.

$$P_b(28) = 12544 \times G_{p1} \times (P_s(16) + P_s(28) + P_s(28)) + 3840 \times G_{p2} \times (P_s(12) + P_s(20) + P_s(16)) / 16384 \quad (7)$$

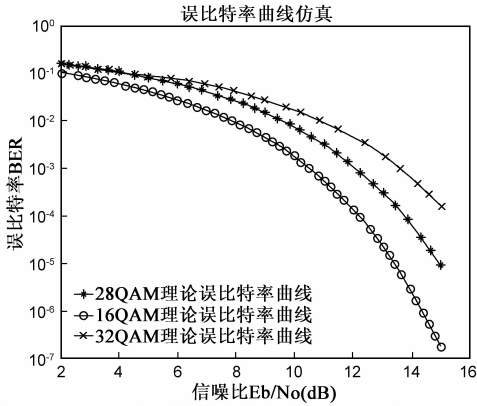


图3 28QAM理论误比特率仿真(与16QAM和32QAM对比)

在实际应用中,有时会对调制方式的峰均比有一定的要求,本设计可以优先选择能量大的星座点以减小峰均比.表 7 为 28QAM 和性能相邻的其他调制方式的几种性能指标对比,可见 28QAM 峰均比要远大于传统的几种调制方式.表 8 为 28QAM 各种实现方法的性能指标对比,不同参数或选点方案下各种调制的性能参数会有明显不同,可以看到在峰均比优先的情况下新设计的 28QAM 的峰均比较小,接近 32QAM,通过仿真可以证实在峰均比优先的参数下其误比特率性能会差于误比特率优先的设计.表 7、表 8 中 d 为星座图中相邻星座点距离.

表 7 28QAM 和性能相邻其他调制方式的对比

	16QAM	24QAM	28QAM	32QAM (十字形)
星座点平均能量	$2.5d^2$	$3.5d^2$	$4.033d^2$	$5d^2$
相邻星座点距离	$\sqrt{\frac{2}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{7}}$	$\sqrt{\frac{1}{4.033}}$	$\sqrt{\frac{1}{5}}$
最大信号能量	$4.5d^2$	$6.5d^2$	$8.5d^2$	$8.5d^2$
峰均比	1.8	1.857	2.107	1.7

表 8 28QAM 各种实现方式性能对比

	28QAM(误比特率优先)	28QAM(峰均比优先)	28QAM(参数 2)	28QAM(参数 8)
星座点平均能量	$4.033d^2$	$4.967d^2$	$4.25d^2$	$3.845d^2$
最大信号能量	$8.5d^2$	$8.5d^2$	$8.5d^2$	$8.5d^2$
峰均比	2.107	1.711	2	2.211

根据表 3 ~ 表 6 的映射关系,实现 28QAM 并在 AWGN 信道下进行仿真,得到的仿真结果如图 4 所示,仿真结果与理论推导结果基本一致. 28QAM 的误比特率性能差于 24QAM,当信噪比大于 4dB 时,28QAM 的性能优于 32QAM,且信噪比越大其性能优势越明显,在误比特率为 10^{-3} 处,28QAM 对于信噪比的需求比 32QAM 小 1.6dB 左右,比 24QAM 大 0.4dB 左右,其误比特率性能大体介于 24QAM 和 32QAM 之间.仿真结果表明,28QAM 可以增加自适应系统中调制解调方式的选择,在 32QAM 不符合性能要求而 24QAM 会造成信道容量浪费的情况下,28QAM 是一个很好的选择,它缩小了调制方式之间的性能间隔.

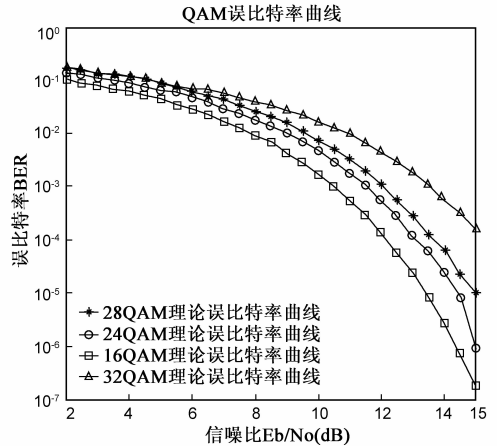


图4 28QAM在AWGN信道条件下误比特率仿真曲线

参照 28QAM 的设计方法,可以设计多种调制阶数非 2 的整数幂的 QAM 调制,这些 QAM 调制可以对标准 M-QAM 调制之间进行有效的填充,使得调制方式的种类和码速率的选择大大增加,丰富了自适应系统中调制解调方式的选择.加入新设计的调制解调方式后码速率和调制方式的对应关系如表 9 所示.

表 9 码速率与调制方式对应表

码速率	调制解调方式
2	4PSK
2.5	6QAM 6Triangle
3	8QAM
3.5	12QAM
4	16QAM
4.5	24QAM
14/3	28QAM 30QAM
5	32QAM
16/3	40QAM
...	...

5 结束语

本文提出了一种新的 M-QAM 调制的设计方法,通

过将连续 n 个符号整体映射成比特序列,实现多种码速率、多种调制阶数的 M-QAM 调制,缩小了各种调制方式之间的性能间隔,丰富了调制方式的选择,但其实现方法还略显复杂,性能也还有提高的空间,如何简化设计过程和优化设计性能将是今后的研究重点.

参考文献

- [1] Anh Tuan Le, Kiyomichi Araki. A group of modulation schemes for adaptive modulation [A]. IEEE 11th International Conference on Communication Systems[C]. Guangzhou, China, 2008: 864 – 869.
- [2] 吴毅凌, 李红滨, 赵玉萍. 一种新的 2^{2n+1} 阶 QAM 星座图设计 [J]. 电子与信息学报, 2010, 32(6): 1510 – 1514.
Wu Yi-ling, Li Hong-bin, Zhao Yu-ping. A novel constellation design for 2^{2n+1} -QAM [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(6): 1510 – 1514. (in Chinese)
- [3] 贺志强, 王晓湘, 吴伟陵. 一种新的时变衰落信道下 MIMO 系统的功率分配与自适应调制算法 [J]. 电子学报, 2004, 32(9): 1556 – 1559.
HE Zhi-qiang, WANG Xiao-xiang, WU Wei-ling. A novel algorithm of power allocation and adaptive modulation for MIMO systems over time-varying fading channel [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(9): 1556 – 1559. (in Chinese)
- [4] 胡封晔, 王树勋, 孙晓颖, 郭纲. MIMO-OFDM 系统的自适应多用户分集及性能分析 [J]. 电子学报, 2008, 36(7): 1324 – 1328.
HU Feng-ye, WANG Shu-xun, SUN Xiao-ying, GUO Gang. The adaptive multi-user diversity and performance analysis based on MIMO-OFDM system [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(7): 1324 – 1328. (in Chinese)

- [5] Svensson A. An introduction to adaptive QAM modulation schemes for known and predicted channels [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(12): 2322 – 2336.
- [6] Andrea Conti, Moe Z. Win, Macro Chiani. Slow adaptive M-QAM with diversity in fast fading and shadowing [J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(5): 895 – 905.
- [7] Pavan Kumar Vitthaladevuni, Mohamed-Slim Alouini, John C. Kieffer. Exact BER computation for cross QAM constellations [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6): 3039 – 3050.
- [8] Joel G. Smith. Odd-bit quadrature amplitude-shift keying [J]. IEEE Transactions on Communications, 1975, 23(3): 385 – 389.

作者简介



常承伟 男, 1989 年出生于河北保定. 2010 年毕业于北京邮电大学信息工程专业, 2010 年 9 月进入北京航空航天大学电子信息工程学院, 现为硕士研究生. 从事调制解调、认知无线电相关研究.

E-mail: changfar21@yahoo.com.cn



刘荣科(通讯作者) 男, 博士, 教授, 北京航空航天大学博士生导师. 主要研究方向: 空天信息传输与处理, 无限多媒体通信, 专用集成电路设计.

E-mail: rongke_liu@buaa.edu.cn