

应用于中继卫星通信系统的 16QAM-TCM 技术研究

张秀宁, 李正岱, 张旭
(北京遥测技术研究所 北京 100076)

摘要: 网格编码调制技术可以在不改变信息传输频谱带宽的条件下, 改善信噪比, 减少发射功率, 降低误码率, 其实现的方法是分割星座图形成子集, 逐步增大星座图中信号点之间的最小欧氏距离。本论文在项目组自研的中继卫星通信系统仿真平台上, 仿真了 8PSK 与 16QAM-TCM 两种调制技术的解调性能, 仿真曲线反映了误比特率需求与所需信噪比之间的关系。仿真结果表明: ① 在理想信道条件、I/Q (Inphase/Quadrature, 同相/正交) 幅相不平衡、幅频特性、群时延、相位噪声、功率放大器饱和点条件下, 假设误比特率需求为 $1E-7$, 16QAM-TCM 技术的信噪比需求与 8PSK 调制技术的信噪比需求相比, 分别可节省 8.85 dB、9.04 dB、8.45 dB、10.2 dB、8.5 dB、14.6 dB 的信噪比; ② 在非线性信道条件下, 当信噪比增大时, 8PSK 调制技术的误比特率在 $1E-3$ 数量级附近波动, 不再变化; ③ 假设需求的误比特率为 $1E-7$, 16QAM-TCM 调制技术非线性信道信噪比仿真值与理想信道信噪比仿真值相比, 损失了 4.8 dB。

关键词: 网格编码调制; 中继卫星通信系统仿真; 16QAM-TCM; 8PSK; 非线性信道

中图分类号: TN927+.3; V474.2+1 文献标志码: A 文章编号: 2095-1000(2024)02-0042-08

DOI: 10.12347/j.ycyk.20231031001

引用格式: 张秀宁, 李正岱, 张旭. 应用于中继卫星通信系统的 16QAM-TCM 技术研究[J]. 遥测遥控, 2024, 45(2): 42-49.

16QAM-TCM Technology Research Applied in Relay Satellite Communication System

ZHANG Xiuning, LI Zhengdai, ZHANG Xu
(Beijing Research Institute of Telemetry, Beijing 100076, China)

Abstract: Trellis coding modulation technology can improve the signal-to-noise ratio, reduce the transmission power, and lower the bit error rate without changing the bandwidth of the information transmission spectrum. The realization method is to divide the constellation map to form a subset and gradually increase the minimum Euclidean distance between the signal points in the constellation map. In this paper, the demodulation performance of 8PSK and 16QAM-TCM modulation techniques is simulated on the simulation platform of a relay satellite communication system developed by the project team. The simulation curve shows the relationship between the required bit error rate and signal-to-noise ratio. The simulation results demonstrate: ① under the channel conditions of an ideal channel, I/Q amplitude and phase imbalance, amplitude and frequency characteristics, group delay, phase noise, power amplifier saturation, if the required BER is $1E-7$, compared to 8PSK modulation technology, the signal-to-noise ratio of 16QAM-TCM technology saves 8.85 dB, 9.04 dB, 8.45 dB, 10.2 dB, 8.5 dB, and 14.6 dB, respectively; ② under the channel conditions of non-linear, correspondingly along with increasing of the signal-to-noise ratio, the BER of 8PSK modulation technology fluctuates around the order of $1E-3$; ③ if the required BER is $1E-7$, compared with the ideal channel SNR simulation result, the non-linear channel SNR simulation result of 16QAM-TCM technology loses 4.8 dB.

Keywords: Trellis-coded modulation; Relay satellite communication system simulation; 16QAM-TCM; 8PSK; Non-linear channel

Citation: ZHANG Xiuning, LI Zhengdai, ZHANG Xu. 16QAM-TCM Technology Research Applied in Relay Satellite Communication System[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2024, 45(2): 42-49.

0 引言

中继卫星通信系统包括分布于地球同步轨道的中继卫星、地面测控运控系统、位于中低轨道的箭载中继用户终端、星载中继用户终端、机载中继用户终端，以及位于海平面的船载中继用户终端。中继卫星通信系统是箭载中继终端、星载中继终端的天基测控系统，实现对中继用户终端的天基测控或者数据传输。天基测控是测控家族的新成员，与地基测控和海基测控一起，提高了测控覆盖率^[1]。中继用户终端正朝着功耗更低、体积更小、重量更轻、性能更优的方向发展。中继卫星位于地球静止轨道，中继用户终端与中继卫星之间传输距离遥远，信道环境复杂变化，为了保证接收信号的质量，需要提高放大器的功率，增加天线的增益，使得信噪比增加，减少解调译码后的误码率^[2-4]。提高放大器的功率，增加天线的增益，将使得功率放大器和天线的制造成本增加、体积增大，并且增加功率将增加对相邻信道的干扰^[5,6]。网格编码调制技术是一种将信道编码技术与高阶(多元)调制技术相融合的改进调制技术^[7]。这种改进的调制技术维持原始比特速率不变，增加信道编码，提高调制阶数，因此需求的传输带宽不会增加，可以改善信噪比，减少发射功率，降低误码率。功率放大器工作于饱和点时，通信系统性能将严重降级，因此研究开发减少发射功率的新技术，对空间通信(包括中继卫星通信)意义重大。

信道编码技术通过引入检验位检错纠错，带来了信道编码增益，付出的代价是增添了用于检错纠错的冗余比特位，因此需要增加传输带宽。随着人们对数据传输速率的要求越来越高，频谱资源变得越来越紧张。为了解决频谱资源紧张的问题，有关通信专家提出了高阶调制技术。与低阶调制技术相比，高阶调制技术可以在相同信道传输带宽条件下，提高数据传输的速率，付出的代价是：由于星座图中信号点之间距离减小使得误码率增加。为了保证中继用户终端的数据接收质量，需要通信发射机提高发射功率，增加接收信噪比或者采用具有更高信道编码增益的信道编码技术。网格编码调制技术以增加星座图中信号点之间的最小欧氏距离为目的，对星座图逐级分割形成若干星座子集，再结合简单的信道编码技

术就可以克服高阶调制技术的缺点^[8-10]，付出的代价是解码比较复杂。网格编码调制技术的信道编码方法、调制映射方法以及结果可以用网格图来表示，采用维特比算法软判决解码可以恢复发送序列。采用上述思想的技术被称为网格编码调制技术，本文在项目组自研的中继卫星通信系统仿真平台上，仿真对比了16QAM(Quadrature Amplitude Modulation, 正交幅度调制)网格编码调制技术和8PSK(Phase Shift Keying, 相移键控)技术的误码率需求与信噪比之间的关系。FPGA(Field Programmable Gate Array, 现场可编程逻辑门阵列)动态可重构功能的在轨实现^[11]，降低了新型调制技术从仿真验证到实际工程应用之间的时间，有效地推动了空间技术的进步。

1 16QAM-TCM信号星座点构成

图1为16QAM-TCM原理框图。

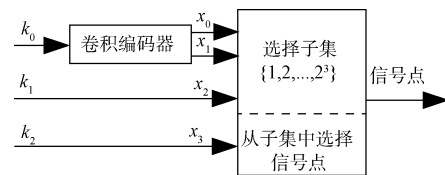


图1 16QAM-TCM原理框图

Fig. 1 Principle block diagram of 16QAM-TCM

观察图1的原理框图可知，对原信息比特 k_0 进行(2,1,3)卷积编码，输入 k_0 一位信息比特，输出两个编码比特 x_0 、 x_1 ；未进行卷积编码的原信息比特 k_1 、 k_2 分别映射为 x_2 、 x_3 。监督元 x_1 不仅与本码段信元 k_0 有关，还与前 $N-1$ 个码段的信元有关， N 为约束度。对原始的三个信息比特 k_0 、 k_1 、 k_2 进行编码后，输出四个编码后比特 x_0 、 x_1 、 x_2 、 x_3 ^[12,13]。根据前三个比特 x_0 、 x_1 、 x_2 从八个子集中选择一个子集，根据最后一个比特 x_3 的取值选择星座图子集中的信号点。图2为上述采用的(2,1,3)卷积编码器^[14,15]的原理框图， k_0 为输入的一位原始信息比特， x_0 、 x_1 为输出的两位卷积编码比特^[15]。由图2可知，该卷积编码器有两个移位寄存器，这两个移位寄存器总共有00、01、10、11四种状态，移位寄存器数目加上一为约束度^[15]，因此，图2所示的卷积编码器的约束度为3^[15-17]。约束长度为约束度乘以编码后比特数目，图2中的卷积编码器的约束长度为6 bit。

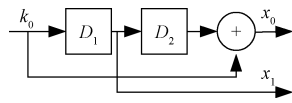


图2 (2,1,3)卷积编码器原理框图

Fig. 2 Principle block diagram of (2,1,3) convolutional encoder

1.1 16QAM星座图分割子集

星座图分割的目的是增加星座图中信号点之

间的最小欧氏距离, 以此为目的, 对 16QAM 星座图进行分割, 每分割一级, 星座图子集数目翻倍, 星座图中信号点的数目减少一半, 星座图中信号点之间的最小欧氏距离增大^[18,19]。图 3 为 16QAM 星座图的三次分割与信号点编码, 经过三次分割后, 生成了子集 D_0, D_1, \dots, D_7 。图 4 为 D_0, D_2, D_4, D_6 的进一步分割与信号点编码。图 5 为 D_1, D_3, D_5, D_7 的进一步分割与信号点编码。

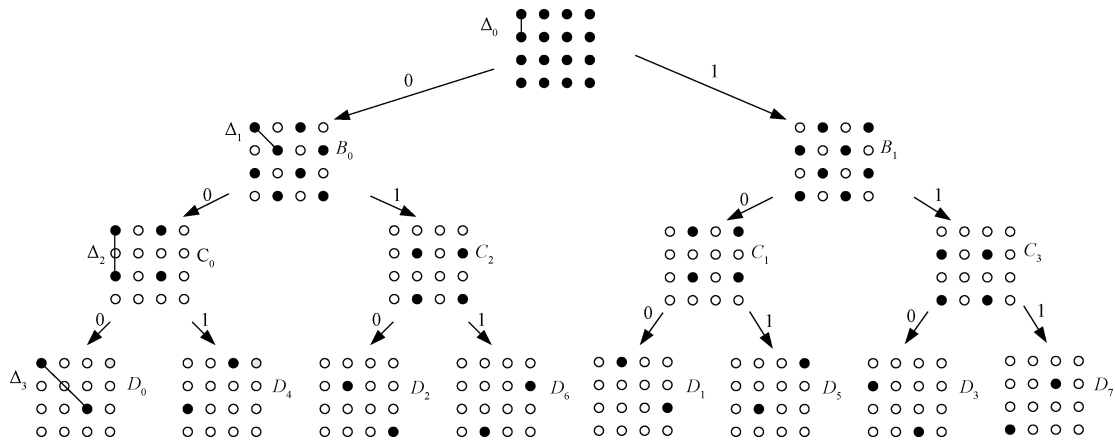


图3 16QAM星座图三次分割与信号点编码

Fig. 3 Three times partition and signal point coding for 16QAM signal constellation

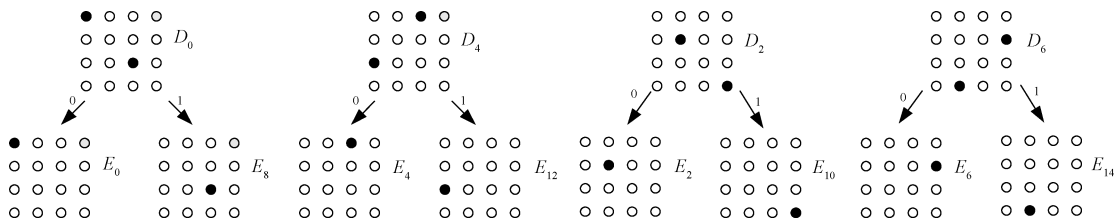


图4 16QAM星座图 D_0, D_2, D_4, D_6 进一步分割与信号点编码

Fig. 4 Further partition and signal point coding of D_0, D_2, D_4, D_6 for 16QAM signal constellation

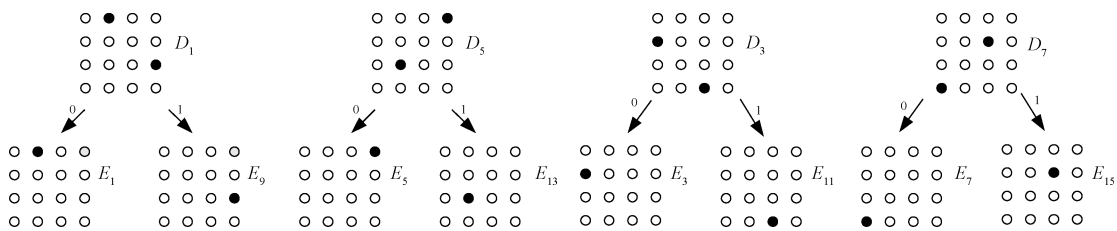


图5 16QAM星座图 D_1, D_3, D_5, D_7 进一步分割与信号点编码

Fig. 5 Further partition and signal point coding of D_1, D_3, D_5, D_7 for 16QAM signal constellation

1.2 16QAM 网格编码调制技术性能的理论分析

图 6 为 16QAM 的星座图, 星座图中有 16 个信号星点, 这 16 个信号星点出现的概率相等。16 个信号星点的归一化功率平均值如式(1)所示。

$$P = \frac{(16 \times 1^2 + 16 \times 3^2)}{16} = 10 \quad (1)$$

归一化功率平均值的开方为归一化电压幅度的平均值即 $\sqrt{10}$ V。16 个信号星点的欧氏距离的最小值等于电平间隔 2 比上归一化电压幅度的平均值, 即 $\Delta_0 = 2/\sqrt{10} = 0.6324555$ V。 $\Delta_1 = \sqrt{2} \Delta_0$, $\Delta_2 = 2\Delta_0$, $\Delta_3 = \sqrt{2} \Delta_2 = 2\sqrt{2} \Delta_0$ 。

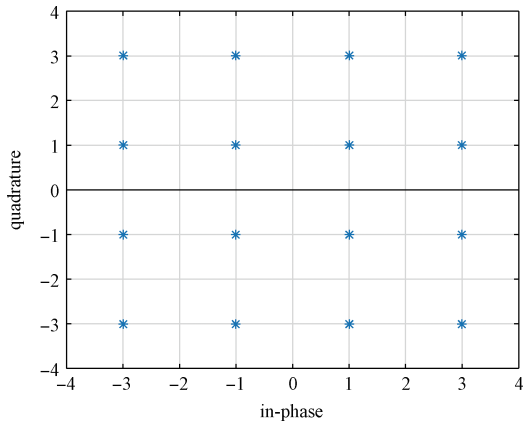


图6 16QAM星座图

Fig. 6 Signal constellation of 16QAM

原始信息比特 $k = k_0 + k_1 + k_2$, $k_0 = k_1 = k_2 = 1 \text{ bit}$ 。原始信息比特 k_0 输入(2,1,3)卷积编码器, 输出两个卷积编码后的比特 x_0, x_1 , 原始信息比特 k_1, k_2 不进行卷积编码, 分别一一映射为 x_2, x_3 , 编码效率 R 等于原始信息比特数值与编码后比特数值的比值, 即 $R = 3/4$ 。频谱资源稀缺, 采用高阶调制, 即用 4 bit 信息表示原始的 3 bit 信息, 可以不增加原始信息速率传输需求的频谱带宽。本论文仿真分析了两种调制技术, 第一种采用 8PSK 调制技术传输原始的 3 个比特信息; 第二种是原始的 3 个比特信息经网格编码后生成 4 个比特信息, 这 4 个比特信息使用 16QAM-TCM (Trellis Coding Modulation, 网格编码调制) 技术进行编码调制后传输。

8PSK 自由欧氏距离 $\Delta_{8\text{PSK}} = \sqrt{2 - \sqrt{2}}$, 16QAM 自由欧氏距离为 $\Delta_{16\text{QAM}} = \Delta_0 = 0.632 455 5$ 。高阶调制 16QAM 与低阶调制 8PSK 相比, 欧氏距离损失如式 (2) 所示。

$$\frac{\Delta_{16\text{QAM}}^2}{\Delta_{8\text{PSK}}^2} = \frac{\Delta_0^2}{2 - \sqrt{2}} = 0.682 842 7 (-1.656 793 21 \text{ dB}) \quad (2)$$

由式(2)可知, 与 8PSK 相比, 16QAM 性能损失了 1.656 793 21 dB。16QAM-TCM 的最小欧氏距离如式(3)所示。

$$\Delta_{16\text{QAM-TCM}} = \Delta_3 = 2\sqrt{2} \Delta_0 = 1.788 854 38 \quad (3)$$

与 16QAM 相比, 16QAM-TCM 的最小欧氏距离增加, 可以获得的增益如式(4)所示。

$$\frac{\Delta_{16\text{QAM-TCM}}^2}{\Delta_{16\text{QAM}}^2} = \frac{(2\sqrt{2} \Delta_0)^2}{\Delta_0^2} = 8 (9.030 899 87 \text{ dB}) \quad (4)$$

与 8PSK 调制技术相比, 4 状态/16QAM-TCM

技术可以获得的编码增益如式(5)所示。

$$\frac{\Delta_{16\text{QAM-TCM}}^2}{\Delta_{8\text{PSK}}^2} = \frac{(2\sqrt{2} \Delta_0)^2}{2 - \sqrt{2}} = 5.462 7 (7.374 1 \text{ dB}) \quad (5)$$

由式(5)可知, 与 8PSK 调制技术相比, 4 状态/16QAM-TCM 技术通过星座图子集分割, 使得星座图中信号点之间的最小欧氏距离增加, 不需要增加信息传输需要的频谱带宽, 就可以改善 7.374 1 dB 的信噪比。增加卷积编码器的约束度, 可以增加卷积编码增益, 使得信噪比改善的数值增加, 即可以进一步降低信号的发射功率, 对功率放大器的技术指标要求降低, 从而降低硬件实现成本。高功率放大器的实现一直是空间通信、深空探测的技术难点, 随着人类对空间探索活动的增加以及空间通信应用的增加, 空间通信的频谱资源日趋紧张。由上述可知, 4 状态/16QAM-TCM 技术可以降低对功率放大器指标的要求, 同时不需要增加频谱带宽, 非常适合于空间通信与深空探测。

2 16QAM-TCM 解码解调技术

网格编码调制技术的编码映射过程可以绘制成网格图来表示。在接收端复制一个与编码电路对应的网格图。解码解调时将接收序列与网格图中的各条路径进行一一比对, 选择欧氏距离最小的路径作为解码解调的最佳路径输出^[20,21], 放弃较大与更大欧氏距离的路径。输出的 $x_0 x_1 x_2 x_3$ 中的 $x_2 x_3$ 与 $k_1 k_2$ 一一对应。输出的 $x_0 x_1$ 经过维特比软判决纠错解码, 可以获得原始信息发送的比特 k_0 。卷积码的约束度越大, 最优译码算法越复杂, 通常采用次优译码算法。网格图中融合于同一点的多条路径, 只保留欧氏距离最小的路径, 其余路径丢弃, 这样可以减少计算量以及幸存路径的存储空间。次优译码算法每条幸存路径只保留最近的 δ 比特, 经过计算机仿真证实, $\delta \geq 5(N-1)$ 时 (N 为卷积码的约束度), 译码性能损失可以忽略, 次优译码算法性能接近最优译码算法性能。

卷积编码器 (x, k, N) 中, k 为信息比特, x 为卷积编码后的比特, N 为约束度。维特比译码算法采用序列最大似然准则, 是最优的译码算法。约束度较大时, 维特比译码算法需要的计算量和存储空间较大, 不适合实际应用。Fano 序列译码算法需要的存储空间较少, 计算量较小, 适合于约束度较大的卷积码译码, 付出的代价是译码延时

较大。

3 仿真结果与分析

仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数
Tab.1 Simulation parameters

参数名称	参数取值
原始信息速率	900 Mbps
成形系数	0.35
幅相偏差	0.4 dB, 3°
幅频特性	$f_0 \pm 35\%$: 2.0 dB
	$f_0 \pm 50\%$: 3.0 dB
	$f_0 \pm 25\%$: 15 ns
群时延	$f_0 \pm 35\%$: 25 ns
	$f_0 \pm 50\%$: 30 ns
	10 Hz -48.67 dBc
相位噪声	100 Hz -70.59 dBc
	1 kHz -82.77 dBc
	10 kHz -85 dBc
	100 kHz -94.3 dBc
	1 MHz -112.35 dBc

3.1 理想信道条件下的解码解调性能仿真分析

8PSK 调制技术与16QAM-TCM 调制技术在理想信道 AWGN(Additive White Gaussian Noise, 加性白高斯噪声)条件下的误码率与所需信噪比的仿真曲线^[22-24]如图7所示。

通过观察图7可知, 误码率为1E-7时, 8PSK 需要的信噪比为14.95 dB, 16QAM-TCM需要的信噪比为6.1 dB。可见, 16QAM-TCM与8PSK相比,

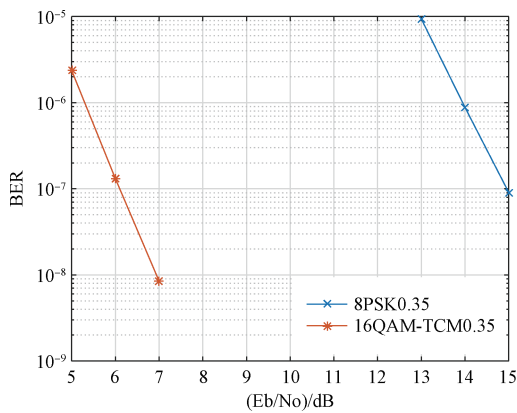


图7 8PSK与16QAM-TCM在理想信道条件下的误码率曲线

Fig. 7 Bit error rate curve of 8PSK and 16QAM-TCM under ideal channel conditions

可节省8.85 dB, 比理论分析7.374 1 dB增加了1.475 9 dB, 这1.475 9 dB来源于卷积编码增益。

3.2 幅相偏差条件下的解码解调性能仿真分析

幅相偏差条件下, 8PSK 调制技术和16QAM-TCM 调制技术的解码解调性能仿真曲线如图8所示。对比图7和图8可知:

① 幅相偏差信道与理想信道相比信噪比损失较小, 这是因为中继用户终端的接收机采用了幅相偏差校正技术^[24]。

② 误比特率需求为1E-7时, 16QAM-TCM 调制技术比8PSK 调制技术可节省9.04 dB。

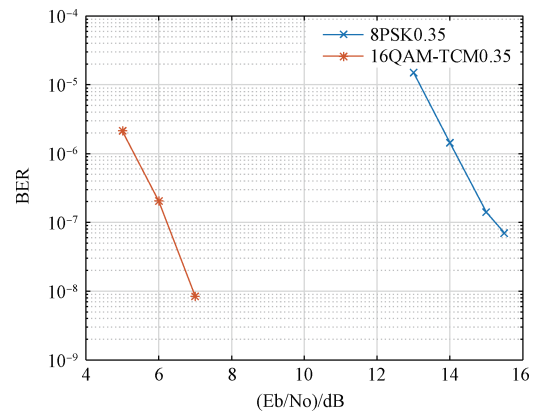


图8 幅相偏差条件下8PSK与16QAM-TCM仿真误码率曲线

Fig. 8 Simulation BER curve of 8PSK and 16QAM-TCM under amplitude and phase imbalance conditions

3.3 幅频特性条件下解码解调性能仿真分析

幅频特性条件下, 8PSK 调制技术和16QAM-TCM 技术的误码率仿真曲线如图9所示。仿真结果表明:

① 幅频特性信道条件下仿真值与理想信道条件下仿真值相比, 无论是8PSK 调制技术还是16QAM-TCM 技术, 信噪比损失均较小, 这是因为中继用户终端接收机采用了均衡技术, 对导致信号恶化的幅频特性进行了纠正。

② 假设误比特率需求为1E-7, 16QAM-TCM 技术与8PSK 调制技术相比, 节省的信噪比为8.45 dB。

3.4 群时延条件下解码解调性能仿真分析

8PSK 调制技术与16QAM-TCM 技术在群时延信道条件下的解码解调误比特率与信噪比关系曲线如图10所示。仿真结果表明:

① 群时延信道信噪比仿真值与理想信道信噪

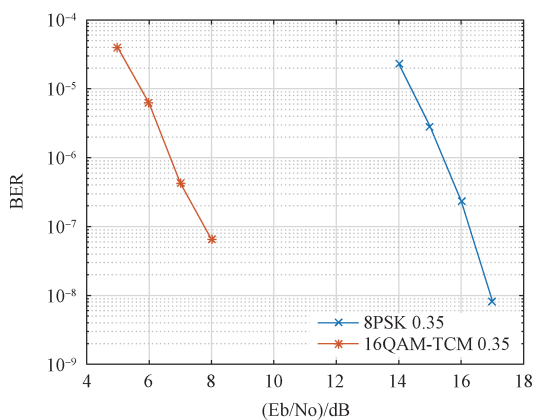


图9 幅频特性条件下8PSK与16QAM-TCM仿真误码率曲线

Fig. 9 Simulation BER curve of 8PSK and 16QAM-TCM under amplitude and frequency characteristics conditions

比仿真值相比, 8PSK调制技术的解码解调信噪比损失为3.45 dB, 16QAM-TCM技术的解码解调信噪比损失为2.1 dB。

② 假设误比特率需求为 $1E-7$, 16QAM-TCM技术和8PSK调制技术相比, 节省的信噪比为10.2 dB。

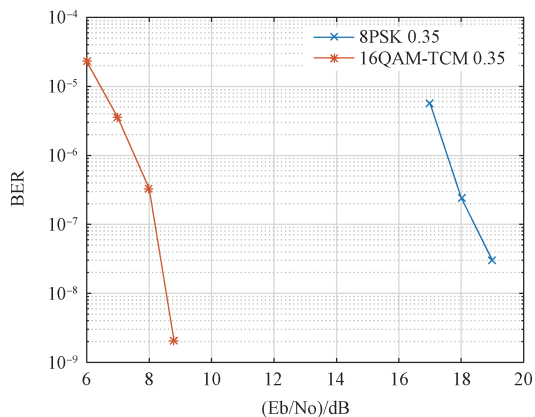


图10 群时延条件下8PSK与16QAM-TCM仿真误码率曲线

Fig. 10 Simulation BER curve of 8PSK and 16QAM-TCM under group delay conditions

3.5 相位噪声条件下解码解调性能仿真分析

8PSK调制技术与16QAM-TCM技术在相位噪声信道条件下的解码解调误比特率与信噪比关系曲线如图11所示。仿真结果表明:

① 相位噪声信道信噪比仿真值与理想信道信噪比仿真值相比, 8PSK调制技术损失了1.35 dB, 16QAM-TCM技术损失了1.7 dB, 损失均较小, 这

是因为中继用户终端接收机采用了盲自适应均衡技术, 对相位噪声引起的信号畸变可以进行改善。

② 假设误比特率需求为 $1E-7$, 16QAM-TCM技术和8PSK调制技术相比, 可以将信噪比改善8.5 dB。

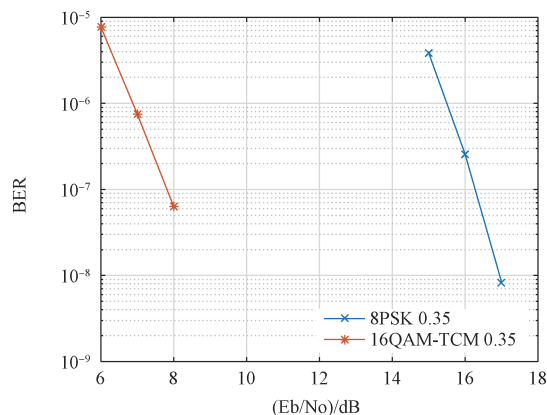


图11 相位噪声条件下8PSK与16QAM-TCM仿真误码率曲线

Fig. 11 Simulation BER curve of 8PSK and 16QAM-TCM under phase noise conditions

3.6 功放饱和点条件下解码解调性能仿真分析

中继用户终端功率放大器工作于饱和点时, 8PSK调制技术和16QAM-TCM技术的解码解调误比特率与信噪比关系曲线如图12所示。

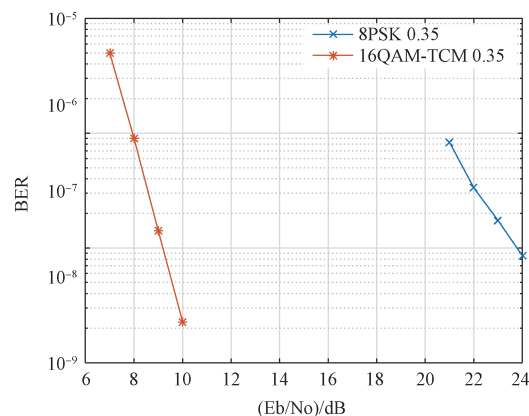


图12 功放饱和条件下8PSK与16QAM-TCM仿真误码率曲线

Fig. 12 Simulation BER curve of 8PSK and 16QAM-TCM under power amplifier saturation point conditions

仿真结果表明:

① 当功率放大器工作于饱和点时, 8PSK调制技术的信噪比损失了8.85 dB, 性能降级严重;

② 当功率放大器工作于饱和点时, 16QAM-

TCM技术的信噪比损失了3.1 dB;

③ 当功率放大器工作于饱和点时, 误比特率需求为 $1E-7$ 时, 16QAM-TCM技术与8PSK调制技术相比, 信噪比可以改善14.6 dB。

3.7 非线性信道条件下解码解调性能仿真分析

非线性信道条件下, 8PSK技术和16QAM-TCM调制技术的误比特率与信噪比之间的仿真曲线如图13所示。仿真结果表明:

① 在非线性信道条件下, 随着信噪比的增加, 8PSK调制技术的误比特率不再变化, 而是在 $1E-3$ 数量级波动;

② 16QAM-TCM技术非线性信道信噪比仿真值与理想信道信噪比仿真值相比, 损失了4.8 dB;

③ 在非线性信道条件下, 16QAM-TCM技术的性能和8PSK调制技术的性能相比, 优势明显, 因为8PSK调制技术无法满足误比特率需求。

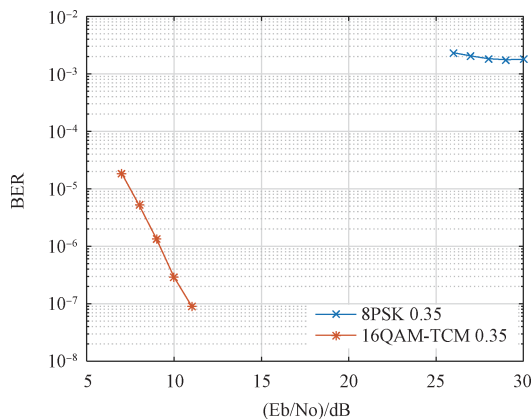


图13 非线性条件下8PSK与16QAM-TCM仿真误码率曲线

Fig. 13 Simulation BER curve of 8PSK and 16QAM-TCM under non-linear conditions

3.8 仿真结论

① 在理想信道条件、I/Q(Inphase/Quadrature, 同相/正交)幅相不平衡、幅频特性、群时延、相位噪声、功率放大器饱和点条件下^[23], 假设误比特率需求为 $1E-7$, 16QAM-TCM技术的信噪比需求与8PSK调制技术的信噪比需求相比, 分别可减少8.85 dB、9.04 dB、8.45 dB、10.2 dB、8.5 dB、14.6 dB的信噪比;

② 在非线性信道条件下, 当信噪比增大时, 8PSK调制技术的误比特率在 $1E-3$ 数量级附近波动, 不再变化;

③ 假设需求的误比特率为 $1E-7$, 16QAM-

TCM调制技术非线性信道信噪比仿真值与理想信道信噪比仿真值相比, 损失了4.8 dB。

4 结束语

在项目组自研的中继卫星通信系统仿真平台^[24]上, 对16QAM-TCM和8PSK两种调制技术在不同信道条件下的误码率性能进行了仿真。仿真结果表明: 16QAM-TCM技术优于8PSK技术, 与理论分析结果一致。本文的理论分析与仿真验证, 对后续中继卫星通信系统建设的调制技术选择有一定的借鉴意义。更高阶的网格编码调制技术, 比如32QAM-TCM技术、64QAM-TCM技术可以作为下一步的研究方向。

参考文献

- [1] 廖彦杰, 叶琪玮, 周林. 满足TDRSS测控需求的箭载中继终端小型化设计[J]. 电子元器件与信息技术, 2021, 5(5): 170-172.
- [2] 李真, 王钢, 杨明川, 等. 基于无线携能的双向中继星地网络系统性能分析[J]. 无线电通信技术, 2021, 47(5): 644-648.
LI Zhen, WANG Gang, YANG Mingchuan, et al. Performance analysis of two-way relay satellite-terrestrial network system based on SWIPT[J]. Radio Communications Technology, 2021, 47(5): 644-648.
- [3] 唐成凯, 廉保旺, 张玲玲. 卫星通信系统双向中继转发自干扰消除算法[J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(2): 74-79.
TANG Chengkai, LIAN Baowang, ZHANG Lingling. An algorithm to eliminate self-interference of bidirectional relaying for satellite communication systems[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(2): 74-79.
- [4] 黄浩. 跟踪与数据中继卫星星间链路捕获和跟踪仿真分析[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
- [5] 赵广才. 宽带功率合成放大器的设计与实现[D]. 绵阳: 西南科技大学, 2021.
- [6] 金宇婷, 邢斯瑞, 沈晨阳, 等. 高增益圆极化星载相控阵天线设计[J]. 电子技术应用, 2021, 47(8): 1-6.
JIN Yuting, XING Sirui, SHEN Chenyang, et al. Design of spaceborne phased array antenna with high-gain and circular-polarization[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(8): 1-6.
- [7] 电子科技大学. 一种DMR协议网格码快速译码方法及译码装置: 201610295593.8[P/OL]. (2016-05-06)[2023-06-14]. <https://s.wanfangdata.com.cn/patent?q=一种>

- DMR协议网格码快速译码方法及译码装置.
- [8] 何荣涛. 超短波收发信机的网格编码调制技术与实现[D]. 北京: 北京邮电大学, 2017.
- [9] IZHAR M A M, ALJOHANI A J, NG S X, et al. Distributed joint source coding and trellis coded modulation for symbol-based markov sources[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(5): 4031-4041.
- [10] 赵利芳, 弓美桃, 王栋. 基于Matlab的网格编码调制技术(TCM)的仿真实现[J]. 佳木斯职业学院学报, 2016(2): 419.
- ZHAO Lifang, GONG Meitao, WANG Dong. Simulation realization of grid encoding modulation technology (TCM) based on Matlab[J]. Journal of Jiamusi Vocational Technology, 2016(2): 419.
- [11] 张秀宁, 刘斌, 李澎, 等. 基于反熔丝型FPGA的有效载荷可重构技术[J]. 遥测遥控, 2021, 42(6): 65-70.
- ZHANG Xiuning, LIU Bin, LI Peng, et al. Payload reconfigurable technology based on antifuse FPGA[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2021, 42(6): 65-70.
- [12] 陈振林, 赵利, 黄星, 等. 基于FPGA的多码率卷积编码器设计与实现[J]. 桂林电子科技大学学报, 2020, 40(1): 18-21.
- CHEN Zhenlin, ZHAO Li, HUANG Xing, et al. Design and implementaion of multi-rate convolutional encoder based on FPGA[J]. Journal of Guilin University of Electronic Technology, 2020, 40(1): 18-21.
- [13] 章小梅, 刘家昊, 曹竟之. 超短波电台跳扩模式下采用卷积编码的抗干扰性能仿真研究[J]. 舰船电子工程, 2020, 40(8): 70-72.
- ZHANG Xiaomei, LIU Jiahao, CAO Jingzhi. Simulation study on anti-jamming performance based on convolution coding in frequency hopping and spread spectrum mode of ultra short wave radio station[J]. Ship Electronic Engineering, 2020, 40(8): 70-72.
- [14] 邱文鹏. VerlogHDL实现Viterbi译码器的研究[D]. 呼和浩特: 内蒙古大学, 2001.
- [15] 北京遥测技术研究所. 一种32QAM网格编码调制方法: 202210715556.3[P/OL]. (2023-03-21)[2023-08-14]. <https://s.wanfangdata.com.cn/paper?q=一种32QAM网格编码调制方法>.
- [16] 李智鹏, 窦高奇, 邓小涛. 低复杂度的TBCC自适应循环VA译码算法[J]. 信号处理, 2021, 37(6): 1086-1092.
- LI Zhipeng, DOU Gaoqi, DENG Xiaotao. Low complexity TBCC adaptive cyclic VA decoding algorithm[J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(6): 1086-1092.
- [17] 曹院. 球载观测系统的无线图像传输技术研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2017.
- [18] 冯玉珉. 通信系统原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [19] PROAKIS J G. Digital communications (Fifth Edition) [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009.
- [20] 张健, 吴倩文, 高泽峰, 等. 卷积编码及Viterbi译码的低时延FPGA设计实现[J]. 电子技术应用, 2021, 47(6): 96-99.
- ZHANG Jian, WU Qianwen, GAO Zefeng, et al. Low-latency FPGA design and implementation of convolutional coding and Viterbi decoding[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(6): 96-99.
- [21] 刘明叶. 卷积网络纠错编码的编译码算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
- [22] 张志涌, 杨祖樱. MATLAB教程[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2015.
- [23] 李贺冰, 袁杰萍, 孔俊霞. Simulink通信仿真教程[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- [24] 刘斌, 张秀宁, 李澎. 中继卫星系统仿真软件设计与应用[J]. 遥测遥控, 2020, 41(1): 1-11.
- LIU Bin, ZHANG Xiuning, LI Peng. Relay satellite system simulation software design and application[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2020, 41(1): 1-11.

[作者简介]

张秀宁 1984年生, 博士, 工程师。

李正岱 1983年生, 博士, 研究员。

张旭 1991年生, 硕士, 工程师。

(本文编辑: 傅杰)