

瑞利衰落信道多分辨率 64QAM 的性能研究^{*①}

李光球^{**} 许 强

(杭州电子工业学院 杭州 310037)

【摘要】 研究了用于数字 HDTV 地面广播的一种分辨率(MR)64QAM(正交幅度调制)方案。推导出在瑞利衰落和加性噪音干扰下 MR-64QAM 的误比特性能,并对其进行计算机模拟,结果表明理论分析和计算机模拟相吻合。为改善瑞利衰落下 MR-64QAM 的误码性能,必须采用级连编码调制方案。

关键词 数字 HDTV; 多分辨率调制; 瑞利衰落; 正交幅度调制

中图分类号 TN949.17

数字 HDTV 的地面广播存在着峭壁效应,克服峭壁效应的一种选择是采用多分辨率调制^[1]。HDTV 采用多分辨率广播可以充分地利用现有的频率资源,也有利于从现有电视向数字 HDTV 的过渡,比较适合我国的国情。为了在现有的 VHF/UHF 频段传播 40 Mb/s 左右的数据速率,MR-64QAM 是理想的选择。对多分辨率调制在数字 HDTV 的应用 K. Fazel 等已进行了研究^[1~3]。本文解决的主要问题是分析 MR-64QAM 在瑞利衰落和加性噪音干扰下的误比特性能。

1 加性噪音下 MR-64QAM

为实现数字 HDTV 的三种分辨率广播,本文考虑采用三种分辨率的 MR-64QAM,其星座图如图 1 所示,其中有 $d_1 > d_2 > d_3$,且 $d_1 = \alpha_1 d_2$, $d_2 = \alpha_2 d_3$ 。对 64 个信号点分三个层次进行调制处理,其星座结构中心分别以“○、×、。”符号表示,第一次分解为以“○”为中心的 4 个云团(即四个象限),由最重要比特 $i_1 q_1$ 来分别表示 4 个云团;然后,每个云团又分解为以“×”为中心的 4 个子云团(如第一象限的云团分解为 $T_1、T_2、T_3、T_4$ 四个子云团),由次重要比特 $i_2 q_2$ 来分别表示每个子云团;而每个子云团又是由 4 个信号点“。”组成,由最不重要比特 $i_3 q_3$ 来分别表示, $i_1 q_1 i_2 q_2 i_3 q_3$ 到 64 个信号点的映射按表 1 进行,正交分量 Q 由 $x_1 x_2 x_3$ (即 $i_1 i_2 i_3$)决定,同相分量 I 由 $x_1 x_2 x_3$ 决定,其中 $x_n + i_n \oplus q_n$, $n = 1, 2, 3$ 。接收端按表 2(最重要比特以 $I、Q$ 轴为判决边界,次重要比特解调以第一象限为例,最不重要比特解调以 T_4 为例)进行判决解调,在所有的信号点上求平均,于是可得在加性白高斯噪音下最重要比特、次重要比特、最不重要比特的误比特率如图 1 所示。

$$P_1 = \frac{1}{8} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{d_1}{\sqrt{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{d_1 + 2d_3}{\sqrt{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{d_1 + 2d_2 + 2d_3}{\sqrt{N_0}} \right) \right] +$$

① 1997 年 12 月 30 日收稿,1998 年 3 月 27 日修改定稿

* 国家自然科学基金资助项目,基金号:69602007

** 男 32 岁 博士 副教授

$$\text{出在 } P_2 = \frac{1}{4} \left[\text{erfc} \left(\frac{d_1 + 4d_3 + 2d_2}{\sqrt{N_0}} \right) + \text{erfc} \left(\frac{d_2}{\sqrt{N_0}} \right) + \text{erfc} \left(\frac{d_2 + 2d_3}{\sqrt{N_0}} \right) (1 - P_1) + \frac{P_1}{2} \right] \quad (1)$$

$$P_3 = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{d_3}{\sqrt{N_0}} \right) (1 - P_2) + \frac{P_2}{2} \quad (2)$$

$$\text{式中 } N_0 \text{ 为高斯噪声功率谱密度。} \quad (3)$$

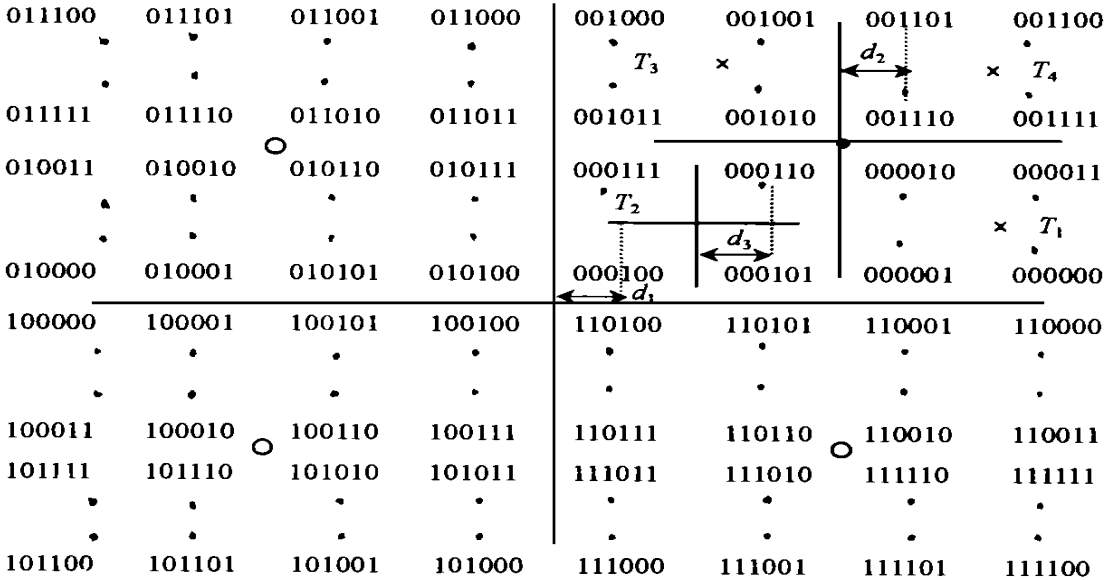


图 1 三种分辨率 MR-64QAM 的星座图

MR-64QAM 的平均符号能量为

$$E = 0.5 [d_1^2 + (d_1 + 2d_3)^2 + (d_1 + 2d_2 + 2d_3)^2 + (d_1 + 2d_2 + 4d_3)^2] \quad (5)$$

表 1 三种分辨率 64-QAM 的信号映射

$x_1 x_2 x_3$	正交分量 Q	同相分量 I
000	d_1	$d_1 + 2d_2 + 4d_3$
001	$d_1 + 2d_3$	$d_1 + 2d_2 + 2d_3$
010	$d_1 + 2d_2 + 4d_3$	d_1
011	$d_1 + 2d_2 + 2d_3$	$d_1 + 2d_3$
100	$-d_1$	$-(d_1 + 2d_2 + 4d_3)$
101	$-(d_1 + 2d_3)$	$-(d_1 + 2d_2 + 2d_3)$
110	$-(d_1 + 2d_2 + 4d_3)$	$-d_1$
111	$-(d_1 + 2d_2 + 2d_3)$	$-(d_1 + 2d_3)$

表 2 三种分辨率 64-QAM 解调的判决边界

$i_n q_n$	最重要比特 ($n=1$)	次重要比特 ($n=2$)	最不重要比特 ($n=3$)
00	$D > 0$	$D > d_1 + 2d_2 + 3d_3$	$D > d_1 + 2d_2 + 3d_3$
	$Q > 0$	$Q < d_1 + d_2 + 2d_3$	$Q > d_1 + d_2 + 2d_3$
01	$K < 0$	$K < d_1 + d_2 + 2d_3$	$K < d_1 + 2d_2 + 3d_3$
	$Q > 0$	$Q < d_1 + d_2 + 2d_3$	$Q > d_1 + 2d_2 + 3d_3$
10	$K < 0$	$K < d_1 + d_2 + 2d_3$	$K < d_1 + 2d_2 + 3d_3$
	$Q < 0$	$Q > d_1 + d_2 + 2d_3$	$Q < d_1 + 2d_2 + 3d_3$
11	$D > 0$	$D > d_1 + d_2 + 2d_3$	$D > d_1 + 2d_2 + 3d_3$
	$Q < 0$	$Q > d_1 + d_2 + 2d_3$	$Q < d_1 + 2d_2 + 3d_3$

由式(1)~(3)可知:每一种分辨率的调制性能取决于 d_1 、 d_2 和 d_3 , 选取不同的 d_1 、 d_2 和 d_3 , 可获得三种分辨率的数字 HDTV 广播。作为特例, 图 2 给出了 $\alpha_1=1.19$, $\alpha_2=1.21$ 时加性高斯噪声下 MR-64QAM 的误比特性能, 由图 2 可以看出, 理论分析和计算机模拟相吻合。

2 瑞利衰落下 MR-64QAM 的性能

地面广播信道存在多径衰落, 接收信号为散射分量或/和直射分量之和, 当无直射分量时接收信号幅度包络服从瑞利分布, 有直射分量时服从莱斯(Rician)分布^[4]。在进行系统设计时, 我们总

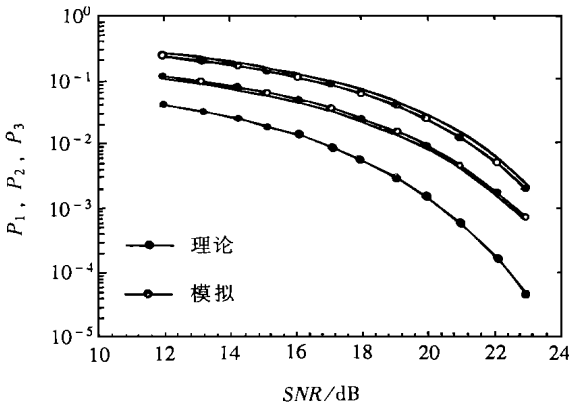


图 2 加性高斯噪声下 MR-64QAM 的误比特性能

是考虑最恶劣的情况, 因此本文考虑信道为瑞利衰落。根据信道的相干带宽与信号带宽的关系可将信道分为频率选择性信道和频率非选择性信道。频率非选择性衰落将产生难以降低的误比特率, 但总可以采取一些措施降低失真使之性能达到衰落为频率非选择衰落时的性能^[5], 因此本文仅考虑频率非选择衰落。为此, 我们假定地面广播信道为频率非选择性瑞利衰落信道, 其传递函数为

$$c(t) = \alpha(t)\exp(-j\Phi(t)) \quad (6)$$

式中 $\alpha(t)$ 表示瑞利衰落包络, $\Phi(t)$ 为信道的相位, 在 $[-\pi, \pi]$ 上均匀分布。若同时假定衰落是慢变化的, 即在一个信号传输间隔内有 $\alpha(t) = \alpha$, $\Phi(t) = \Phi$, 则信道输出的接收信号为

$$r(t) = \alpha \exp(-j\Phi) m(t) + n(t) \quad (7)$$

式中 $m(t)$ 为调制信号, $n(t)$ 为加性白高斯噪声, α 为瑞利分布随机变量, 其概率密度函数为

$$C(\alpha) = \frac{\alpha}{\alpha_0^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\alpha_0^2}\right) \quad (8)$$

接收信号的信噪比(SNR) γ 为

$$\gamma = \frac{a^2 E}{N_0} \tag{9}$$

显然, γ 是随瑞利包络而变化, γ 的概率密度函数 $C(\gamma)$ 为^[4,6]

$$C(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \tag{10}$$

式中

$$\Gamma = \frac{2 \alpha_0^2 E}{N_0} \tag{11}$$

由于信噪比是随瑞利包络而变化, 因此平均误比特率 P_{be} 应该是对所有的 SNR γ 求平均, 即

$$P_{be} = \int_0^\infty P(\gamma) C(\gamma) d\gamma \tag{12}$$

瑞利衰落不影响最重要比特的解调, 故瑞利衰落和加性白高斯噪声下最重要比特的 BER 为

$$P_{1,R} = \frac{1}{8 \Gamma_0} \int_0^\infty \left\{ \operatorname{erfc}\left[\frac{\alpha d_1}{\sqrt{N_0}}\right] + \operatorname{erfc}\left[\frac{\alpha(d_1 + 2d_3)}{\sqrt{N_0}}\right] + \operatorname{erfc}\left[\frac{\alpha(d_1 + 2d_2 + 2d_3)}{\sqrt{N_0}}\right] + \operatorname{erfc}\left[\frac{\alpha(d_1 + 4d_3 + 2d_2)}{\sqrt{N_0}}\right] \right\} \exp(-\gamma/\Gamma) d\gamma \tag{13}$$

由于瑞利衰落的影响, 次最重要比特、最不重要比特的解调要在一个衰减的星座图上进行, 为此, 要对判决边界进行修正, 即将原来的判决边界乘以修正系数 $\bar{\alpha} = \alpha_0 \sqrt{\pi/2}$, 瑞利衰落和加性白高斯噪声下次最重要比特的 BER 为

$$\text{下} \quad \text{辨率 } P_{2,R} = \left\{ \frac{1}{8 \Gamma_0} \int_0^\infty \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{N_0}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{B}{\sqrt{N_0}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{C}{\sqrt{N_0}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{D}{\sqrt{N_0}}\right) \right] \exp(-\gamma/\Gamma) d\gamma \right\} (1 - P_{1,R}) + \frac{P_{1,R}}{2} \tag{14}$$

式中

$$A = \bar{\alpha}(d_1 + d_2 + 2d_3) - \alpha(d_1 + 2d_2 + 2d_3) \tag{15}$$

$$B = \bar{\alpha}(d_1 + d_2 + 2d_3) - \alpha(d_1 + 2d_2 + 4d_3) \tag{16}$$

$$C = \bar{\alpha}(d_1 + d_2 + 2d_3) - \alpha(d_1 + 2d_3) \tag{17}$$

$$D = \bar{\alpha}(d_1 + d_2 + 2d_3) - \alpha d_1 \tag{18}$$

最不重要比特的 BER 为

$$P_{3,R} = \left\{ \frac{1}{4 \Gamma_0} \int_0^\infty \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{G}{\sqrt{N_0}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{F}{\sqrt{N_0}}\right) \right] \exp(-\gamma/\Gamma) d\gamma \right\} (1 - P_{2,R}) + \frac{P_{2,R}}{2} \tag{19}$$

式中

$$G = \bar{\alpha}(d_2 + d_3) - \alpha(d_2 + d_3) \tag{20}$$

$$F = \bar{\alpha}(d_2 + 2d_3) - \alpha d_2 \tag{21}$$

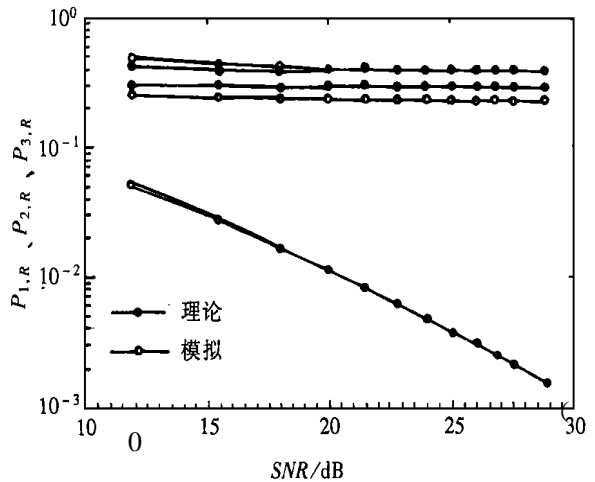


图 3 加性高斯噪声和瑞利衰落下 MR-64QAM 的误比特性能

作为特例, 图 3 给出了 $\alpha_1=1.19$, $\alpha_2=1.21$ 时加性高斯噪声和瑞利衰落下 MR-64QAM 的误比特性能, 由图 3 可以看出, 理论分析和计算机模拟相吻合。

3 讨论

计算机模拟和理论分析均表明, 瑞利衰落严重地恶化 MR-64QAM 的 BER 性能, 并且次最重要比特、最不重要比特的 BER 不能降至 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 。改善 BER 的一种有效办法是采用差错纠正编码, RS 码在数字 HDTV 获得极为广泛的应用, 但它能发挥差错纠正功能的输入 BER 为 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ [7]。因此, MR-64QAM 要在数字 HDTV 中获得应用, 必须采用级连编码调制, 如采用 RS 码、数据交织、增信删除卷积码和 MR-64QAM 组成级连编码调制来实现数字 HDTV 的多分辨率广播。

参 考 文 献

- 1 Ramchandran K, Ortega A, Metin Uz K et al. Multiresolution broadcasting for digital HDTV using joint source/ channel coding. IEEE J SAC, 1993, 11(1):6~22
- 2 Fazel K, Ruf M J. Combined multilevel coding and multiresolution modulation. In Proc of IEEE ICC, 1993: 1 081~1 085
- 3 Papke L, Fazel K. Different iterative decoding algorithm for combined coding and multiresolution modulation. IEEE ICC, 1994:1 249~1 254
- 4 Proakis J G. Digital communication. New York: McGraw-Hill, 1983
- 5 Sklar B. Rayleigh fading channel in mobile digital communication systems part II: mitigation. IEEE Commun Mag, 1997, 35(7):102~109
- 6 Hanzo L, Steele R, Fortune P R. A subband coding, BCH coding, and 16-QAM system for mobile radio speech communication. IEEE Trans VT, 1990, 39(4):327~339
- 7 仇佩亮, 姚庆栋, 李光球. Reed-Solomon 码. 广播与电视技术, 1995, 22(9):43~49

Performance of Multiresolution 64-QAM in Rayleigh-fading Channel

Li Guangqiu Xu Qiang

(Hangzhou Institute of Electronics Eng Hangzhou 310037)

Abstract A multiresolution 64-level QAM (quadrature amplitude modulation) for application of terrestrial digital HDTV broadcasting is investigated in this paper. The bit error rate (BER) performance of MR-64QAM in the presence of additive Gaussian noise and Rayleigh fading is derived and simulated with computer. The results indicate the evaluated BER performance coincide with the simulation results. In order to improve the BER performance of MR-64QAM in the presence of Rayleigh fading, a concatenated coded modulation must be required.

Key words digital HDTV; multiresolution modulation; Rayleigh fading; quadrature amplitude modulation

编辑 叶红