

FQPSK 调制在双波散射功率衰落信道下的性能^①

陈重韬^{②*} 卢继华^{③***} 张瑞雪^{****}

(* 中国科学院计算技术研究所计算机应用研究中心 北京 100190)

(** 中国科学院大学 北京 100049)

(*** 北京理工大学信息与电子学院 北京 100081)

(**** 吉林省电力有限公司 北京 130021)

摘 要 研究了深空通信系统的性能计算。系统采用 Feher 正交相移键控(FQPSK)调制和双波散射功率(TWDP)衰落信道,因为 TWDP 信道模型的散射传输波中含有两个镜面反射多径分量,可依据不同参数表达不同的衰落,因此适合描述复杂的电磁深空通信环境;FQPSK 调制与标准 QPSK 相比具有频谱主瓣窄和滚降快的优势,因此更适合应用于深空通信系统中。为简化系统性能计算,推导了 FQPSK 调制在 TWDP 衰落下的误码率闭式解,并验证了推导的正确性。基于深空通信系统仿真平台,分析了不同种类 QPSK 调制及各种 TWDP 衰落参数下的误码率性能。结果表明,FQPSK 与 QPSK 相比,结合卷积编码后可实现性能提升。

关键词 深空通信系统, Feher 正交相移键控(FQPSK), 双波散射功率(TWDP), 误比特率闭式解

0 引 言

研究复杂电磁环境下的信道模型和高效调制方式以接近信道容量的速率进行数据传输,对于多模式深空通信系统设计具有重要意义。随着无线通信卫星数传和高效调制技术的飞速发展,调制方式的选择对于功率和带宽均受限的卫星链路尤为重要。一方面,由于深空通信信道具有非线性特性,需采用频带利用率高的具有恒包络或准恒包络的调制方式;另一方面,为高效使用有限的空间频带资源,需采用高功效调制方式。Feher 正交相移键控(Feher quadrature phase shift keying, FQPSK)等调制方式由于兼顾高频谱和高功率效率而广泛应用于各种卫星通信系统中,如 FQPSK、高阶正交幅度调制(QAM)及极化调制方式常用于中高速卫星通信等系统及调

制识别中^[1-5]。小尺度衰落常用来描述复杂多变环境中的无线通信信道,常见的有 Rayleigh 和 Rician 等典型的衰落分布^[6-8]。上世纪 60 年代的 Nakagami-m 信道,在 1991 年 Walter 等人给出详细统计分析过程后得到广泛关注^[9,10]。Durgin 在文献[11]中提出了双波散射功率(Two-Wave with Diffuse Power, TWDP)衰落模型,于近年来被 Jeff 等人证实和扩展。此模型的散射传输波中同时存在有两个镜面反射多径分量,可依据不同参数表达不同的衰落信道模型,适合描述电磁复杂的深空信道^[10-12]。除选择恒包络调制方式及特定衰落信道模拟深空通信场景外,还可进一步结合负载控制和定量反馈理论,有效控制深空通信中动态多输入多输出(Multi-input and Multi-output, MIMO)模型慢时变和不确定性参数的问

① 国家自然科学基金(61002014)资助项目。
② 男,1986 年生,博士生;研究方向:海量数据的存储与处理;E-mail: chenzhongtao@ncic.ac.cn
③ 通讯作者,E-mail: lujihua@bit.edu.cn
(收稿日期:2016-01-19)

题^[13]。本文基于深空通信系统仿真平台,分析了 FQPSK 调制在双波散射功率(TWDP)衰落信道下的性能。

1 基于 FQPSK 调制的深空通信系统

1.1 基于 FQPSK 的深空通信系统模型

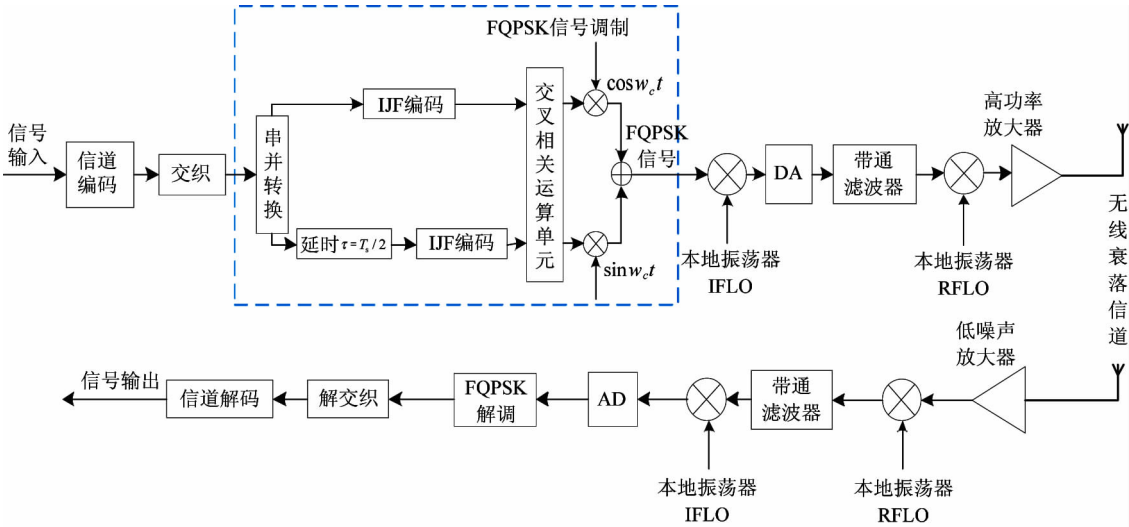


图 1 基于 FQPSK 调制的深空通信系统框图

图 1 中深空通信系统信源数据经信道编码、交织后,进入虚线所示的 FQPSK 调制模块;其后再进行数字上变频、数模变换(DAC)、滤波、模拟上变频到射频频率,可采用 MIMO 技术经多路发射天线送至无线衰落信道中^[12]。接收端处理是发送端若干处理过程的逆过程。

1.2 FQPSK 和 IJF-OQPSK 调制及其包络特性

FQPSK 是基于 IJF-OQPSK(无符号间干扰和抖动-交错正交相移键控)的新型调制方式,其在 IJF-OQPSK 基础上增加了一个交叉相关计算单元,用来减少其包络的起伏。图 2 是 IJF-OQPSK 调制和 FQPSK 调制的信号包络图。

从图 2 中可看到,在采样点 $n < 8$ 时(交织深度为 8),包络波动较大,这是因为参与交织运算的数据在调制之初没有完全进入系统。在采样点序号大于 8 以后,两种调制方式数据正常,包络状况对比明显:从图 2 中可以看出在稳定数据输入范围内($n > 8$),IJF-OQPSK 调制包络起伏远高于 FQPSK 调制,

从前述已知,FQPSK 与其他高阶调制技术广泛用于各种卫星通信系统中^[2]。图 1 是基于 FQPSK 调制的深空通信系统,包含串并转换、Q 路延时、I/Q 两路无符号干扰和抖动(Intersymbol interference and jitter free, IJF)编码、交叉相关运算及 I/Q 载波混频、相加五部分。

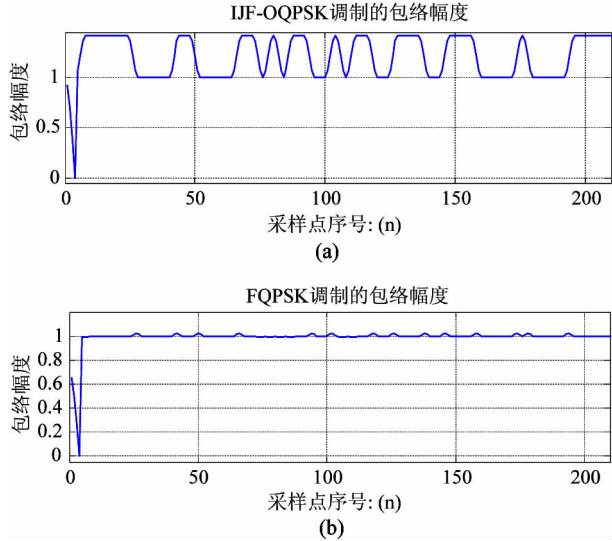


图 2 IJF-OQPSK 和 FQPSK 调制的包络对比

表明 FQPSK 调制是一种准恒包络调制。这会使得在通过深空通信的非线性信道后可有效减少频谱扩展、降低邻道干扰,同时提高功率效率。FQPSK 调制先对数字基带信号进行 IJF 编码,利用脉冲成形

器进行冲激响应,其响应公式为

$$p(t) = \begin{cases} 0.5[1 + \cos(\pi t/T_s)], & |t| \leq T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

FQPSK 的基带信号由 16 种基本波形 $s_i(t)$ 组成,每种波形仅占一个符号间隔,如下式所示:

$$\begin{cases} s_0(t) = A & -T_s/2 \leq t \leq T_s/2 & s_0(t) = -s_8(t) \\ s_1(t) = \begin{cases} A & -T_s/2 \leq t \leq 0 \\ 1 - (1-A) \cos^2 \frac{\pi t}{T_s} & 0 \leq t \leq T_s/2 \end{cases} & s_1(t) = -s_9(t) \\ s_2(t) = \begin{cases} 1 - (1-A) \cos^2 \frac{\pi t}{T_s} & -T_s/2 \leq t \leq 0 \\ A & 0 \leq t \leq T_s/2 \end{cases} & s_2(t) = -s_{10}(t) \\ s_3(t) = 1 - (1-A) \cos^2 \frac{\pi t}{T_s} & -T_s/2 \leq t \leq T_s/2 & s_3(t) = -s_{11}(t) \\ s_4(t) = A \sin \frac{\pi t}{T_s} & -T_s/2 \leq t \leq T_s/2 & s_4(t) = -s_{12}(t) \\ s_5(t) = \begin{cases} A \sin \frac{\pi t}{T_s} & -T_s/2 \leq t \leq 0 \\ \sin \frac{\pi t}{T_s} & 0 \leq t \leq T_s/2 \end{cases} & s_5(t) = -s_{13}(t) \\ s_6(t) = \begin{cases} \sin \frac{\pi t}{T_s} & -T_s/2 \leq t \leq 0 \\ A \sin \frac{\pi t}{T_s} & 0 \leq t \leq T_s/2 \end{cases} & s_6(t) = -s_{14}(t) \\ s_7(t) = \sin \frac{\pi t}{T_s} & -T_s/2 \leq t \leq T_s/2 & s_7(t) = -s_{15}(t) \end{cases} \quad (2)$$

式中, A 通常取值为 $1/\sqrt{2}$ 。FQPSK 调制中,每半个符号间隔就要进行波形选择,且 I 、 Q 两路信号在选择时是相互关联的。文献[14]对 FQPSK 调制从网格编码角度分析,提出将每半符号间隔内对 I 和 Q 路输入序列进行一次映射,即 I 路和 Q 路基带波形 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 在第 n 个符号间隔的波形用 $s_i(t)$ 和 $s_j(t)$ 表示。其中,下标 i 和 j 为

$$\begin{aligned} i &= I_3 \times 2^3 + I_2 \times 2^2 + I_1 \times 2^1 + I_0 \times 2^0 \\ j &= Q_3 \times 2^3 + Q_2 \times 2^2 + Q_1 \times 2^1 + Q_0 \times 2^0 \end{aligned} \quad (3)$$

且:

$$\begin{aligned} I_0 &= D_{Q,n} \oplus D_{Q,n-1}, & Q_0 &= D_{I,n+1} \oplus D_{I,n} \\ I_1 &= D_{Q,n-1} \oplus D_{Q,n-2}, & Q_1 &= D_{I,n} \oplus D_{I,n-1} \\ I_2 &= D_{I,n} \oplus D_{I,n-1}, & Q_2 &= D_{Q,n} \oplus D_{Q,n-1} \\ I_3 &= D_{I,n}, & Q_3 &= D_{Q,n} \end{aligned}$$

其中, $D_{I,n}$ 和 $D_{Q,n}$ 分别是 I 、 Q 两路的第 n 个输入数

据。则 I 路和 Q 路基带波形可表述为

$$I(t) = s_i(t - nT_s) \quad (4)$$

$$Q(t) = s_j(t - nT_s + T_s/2)$$

因此,发送信号 $x(t)$ 和包络 $M(t)$ 可分别表达为

$$x(t) = \sum_n s_i(t - nT_s) + j \sum_n s_j(t - nT_s + T_s/2) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} M(t) &= \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \\ &= \sqrt{\left(\sum_n s_i(t - nT_s)\right)^2 + \left(\sum_n s_j(t - nT_s + T_s/2)\right)^2} \end{aligned} \quad (6)$$

1.3 FQPSK 调制的功率谱密度特性

由于无线空间信道的 AM/PM 非线性特性,大、小尺度衰落特征,以及深空通信系统的功率受限特性,深空通信系统选择调制方式时,应尽量选择频谱滚降快的恒包络特性的调制方式。图 3 是 QPSK 和 FQPSK 调制的功率谱密度对比,功率谱密度计算方法是分别产生 QPSK 及 FQPSK(式(2))信号并进行自相关,再去 FFT 生成,此处略去表达式,具体表达式请参看文献[15]。

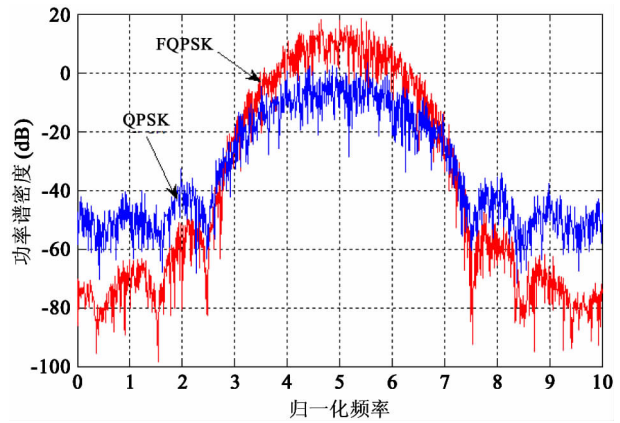


图 3 QPSK 和 FQPSK 功率谱密度

由图 3 可以看出, FQPSK 的主瓣与第一旁瓣峰值差约为 60dB,且相比于 QPSK 具有更快的旁瓣滚降速度,即具有较大的频谱效率。FQPSK 信号具有频谱主瓣窄、滚降较快和旁瓣小等优点,使其具有较好的频谱特性。因此,在经过非线性信道后, FQPSK 的频谱特性相对于 QPSK 会更好,这也表明 FQPSK 调制更适合深空通信系统中的非线性信道。

2 FQPSK 在 TWDP 信道下的系统性能

典型的无线衰落信道统计模型有 Rayleigh、Rician、Nakagami-m 及双波散射功率 (TWDP) 等。其中, TWDP 模型和 Rician 模型相比在散射波中增加了一条镜面反射多径分量, 且通过选择不同的镜面反射分量功率和散射分量功率比值及两个镜面反射分量电压比值参数, 会转化为 Rayleigh 衰落、Rician 衰落及单波、多波等信道。当两条镜面反射多径分量到达接收端时大小相等、相位相反时, 接收端的性能会比瑞利衰落信道差^[10,11]。因此, 本文采用 TWDP 衰落信道模型模拟深空通信环境下的各种衰落情况, 弥补了其他若干衰落信道描述深空通信环境下无线信道衰落特性不是很准确的缺陷。

2.1 TWDP 信道模型概述

类似于 Rician 信道, 双波散射功率 (TWDP) 信道中除散射路径 R 外还存在两个镜面反射多径分量 V_1 和 V_2 , 信道模型如图 4 所示。

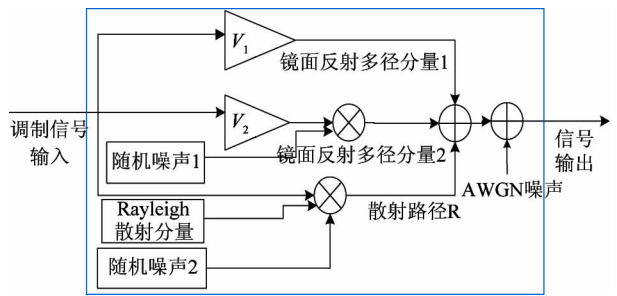


图 4 TWDP 信道模型

当散射波数目很多时, 接收信号可表示为一个零均值的复高斯变量, 设此随机变量为 R , r 为接收信号的幅度包络, K 和 Δ 分别表示总镜面反射分量与散射分量的功率比值和两个镜面反射分量的相对能量比, 即

$$K = \frac{V_1^2 + V_2^2}{2\sigma^2}, \quad \Delta = \frac{2V_1 \cdot V_2}{V_1^2 + V_2^2} \tag{7}$$

则 TWDP 的近似概率密度函数 (probability density function, pdf) 为

$$P_{R_TWDP}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2} - K\right) \sum_{i=1}^M a_i D\left(\frac{r}{\sigma}; K, \alpha_i\right) \tag{8}$$

式中

$$D(z; K, \alpha_i) = \frac{1}{2} \cdot \exp(\alpha_i K) I_0\{z \sqrt{2K(1 - \alpha_i)}\} + \frac{1}{2} \cdot \exp(-\alpha_i K) I_0\{z \sqrt{2K(1 + \alpha_i)}\} \tag{9}$$

式中 $2\sigma^2$ 为 TWDP 衰落的散射分量功率, $\alpha_i = \Delta \cos(\pi(i - 1)/(2M - 1))$, M 是近似阶数^[9]。为了得到更精确的近似解, 一般取 $M \geq \frac{1}{2} K \Delta$ 。不同 M 值对应不同的 a_i , 如表 1 所示。

表 1 不同阶数下 a_i 的值

M	1	2	3	4	5
a_1	1	$\frac{1}{4}$	$\frac{19}{144}$	$\frac{751}{8640}$	$\frac{2857}{44800}$
a_2	0	$\frac{3}{4}$	$\frac{25}{48}$	$\frac{3577}{8640}$	$\frac{15741}{44800}$
a_3	0	0	$\frac{25}{72}$	$\frac{49}{320}$	$\frac{27}{1120}$
a_4	0	0	0	$\frac{2989}{8640}$	$\frac{1209}{2800}$
a_5	0	0	0	0	$\frac{2889}{22400}$

其中: $I_0\{\cdot\}$ 为修正后的一阶贝塞尔函数。在 K 和 Δ 取不同值的情况下, TWDP 信道可等效为其他衰落信道, 如: $K = 0$ 为 Rayleigh 信道; $K > 0, \Delta = 0$ 为 Rician 信道; $K > 0, \Delta = 1$ 为 Hyper-Rayleigh 信道。

2.2 TWDP 信道下 FQPSK 调制的误码率性能

基于文献 [14] 中的误比特率公式 Eq. (3), TWDP 衰落信道下采用 FQPSK 调制的深空通信系统误比特率性能为

$$P_{e_TWDP} = \int_0^\infty P_{e_AWGN}(r) P_{R_TWDP}(r) dr \tag{10}$$

其中: r 是随机变量 R 的包络; $p_{e_AWGN}(r)$ 为 AWGN 信道下 FQPSK 调制方式关于其瞬时包络 r 的误码率; $p_{R_TWDP}(r)$ 为 TWDP 衰落信道的概率密度函数, 对于 AWGN 信道, 其概率密度函数 $p_{R_AWGN}(r)$ 为常量。根据文献 [14] 的误符号率公式 Eq. (31), FQPSK 在 AWGN 信道下的误码率 P_{e_AWGN} 为

$$\begin{aligned}
 P_{e_AWGN} = & \frac{1}{16} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \frac{E_b}{N_0}} \right) \\
 & + \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{18A^4}{7+2A+15A^2} \frac{E_b}{N_0}} \right) \\
 & + \frac{1}{16} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(3+2A+3A^2)^2}{2(7+2A+15A^2)} \frac{E_b}{N_0}} \right) \\
 & + \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(7+2A+3A^2)^2}{8(7+2A+15A^2)} \frac{E_b}{N_0}} \right) \\
 & + \frac{1}{16} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{8A^4}{7+2A+15A^2} \frac{E_b}{N_0}} \right) \\
 & + \frac{1}{16} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{8}{7+2A+15A^2} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (11)
 \end{aligned}$$

其中, $\operatorname{erfc}(x) = 2Q(\sqrt{2}x)$, 且 $Q(\sqrt{x}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(\frac{-x}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta$.

对于 TWDP 衰落信道, 依据 P_{e_AWGN} 将误码率 P_{e_TWDP} 分解为 $P_{e_TWDP} = P_{e1} + P_{e2} + \dots + P_{e6}$. 不妨首先推导 P_{e1} , 由文献[17]中的误码率公式 Eq. (2) 可得:

$$\begin{aligned}
 P_{e1} = & \int_0^\infty \frac{1}{16} \cdot 2Q \left(\sqrt{\frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \frac{2r^2 \cdot E_b}{N_0}} \right) p_{R_TWDP}(r) dr \\
 = & \sum_{i=1}^M a_i \int_0^\infty \frac{1}{16} \cdot \frac{2}{\pi} \\
 & \cdot \frac{1}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \cdot \frac{2r^2 \cdot E_b}{N_0}\right) d\theta \\
 & \cdot \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} - K\right) \cdot \{\exp(\alpha_i K) \\
 & \cdot I_0\left[\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K(1-\alpha_i)}\right] + \exp(-\alpha_i K) \\
 & \cdot I_0\left[\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K(1+\alpha_i)}\right]\} dr \\
 = & \frac{1}{16\pi} \cdot \sum_{i=1}^M a_i \int_0^\infty \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \cdot \frac{r^2 \cdot E_b}{N_0}\right) d\theta \\
 & \cdot \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} - K\right) \cdot \{\exp(\alpha_i K) \\
 & \cdot I_0\left[\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K(1-\alpha_i)}\right] + \exp(-\alpha_i K) \\
 & \cdot I_0\left[\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K(1+\alpha_i)}\right]\} dr
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 = & \frac{1}{16\pi\sigma^2} \cdot \sum_{i=1}^M a_i \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty r \\
 & \cdot \exp\left(-r^2 \left(\frac{\frac{N_0}{E_b} \cdot \sin^2 \theta + \frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \cdot 2\sigma^2}{2\sigma^2 \cdot \frac{N_0}{E_b} \cdot \sin^2 \theta}\right)\right) \\
 & \cdot \{\exp[-K(1-\alpha_i)] \cdot I_0\left[\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K(1-\alpha_i)}\right] \\
 & + \exp[-K(1+\alpha_i)] \cdot I_0\left[\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K(1+\alpha_i)}\right]\} dr d\theta \quad (12)
 \end{aligned}$$

由文献[18]中的 Eq. (6.633-4), 得

$$\int_0^\infty x e^{-\alpha x^2} I_v(\beta x) J_v(\gamma x) dx = \frac{1}{2\alpha} \exp\left(\frac{\beta^2 - \gamma^2}{4\alpha}\right) J_v\left(\frac{\beta\gamma}{2\alpha}\right) \quad (13)$$

令 $\alpha = \frac{\frac{N_0}{E_b} \cdot \sin^2 \theta + \frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \cdot 2\sigma^2}{2\sigma^2 \cdot \frac{N_0}{E_b} \cdot \sin^2 \theta}$, $\beta = \frac{\sqrt{2K(1-\alpha_i)}}{\sigma}$ 以及 $x = r$ 和 $v = \gamma = 0$, 则式(12)可进一步化简得

$$\begin{aligned}
 P_{e1} = & \frac{1}{16\pi} \cdot \sum_{i=1}^M a_i \{\exp[-K(1-\alpha_i)] \\
 & \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \\
 & \cdot \exp(K(1-\alpha_i)) \\
 & \cdot \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right) d\theta \\
 & + \exp[-K(1+\alpha_i)] \\
 & \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \\
 & \cdot \exp(K(1+\alpha_i)) \\
 & \cdot \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7+2A+15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right) d\theta\} \quad (14)
 \end{aligned}$$

由文献[19]中定理 34 的公式(1), 可将式(14)分解为

$$\begin{aligned} P_{e1} = & \frac{1}{16} \cdot \sum_{i=1}^M a_i \{ \exp[-K(1 - \alpha_i)] \cdot \frac{1}{\pi} \\ & \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7 + 2A + 15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right. \\ & + K(1 - \alpha_i) \\ & \cdot \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7 + 2A + 15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right)^2 \\ & + \frac{[K(1 - \alpha_i)]^2}{2!} \\ & \cdot \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7 + 2A + 15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right)^3 + \dots \Big\} d\theta \\ & + \exp[-K(1 + \alpha_i)] \cdot \frac{1}{\pi} \\ & \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7 + 2A + 15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right. \\ & + K(1 + \alpha_i) \\ & \cdot \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7 + 2A + 15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right)^2 \\ & + \frac{[K(1 + \alpha_i)]^2}{2!} \\ & \cdot \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7 + 2A + 15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right)^3 + \dots \Big\} d\theta \} \end{aligned} \quad (15)$$

根据文献[20]中定义的Eq. (73)和Eq. (74), 有

$$\begin{aligned} I_{n+1}(\frac{\pi}{2}; c) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + c} \right)^{n+1} d\theta \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{c}{1+c}} \sum_{k=0}^n \binom{2k}{k} \frac{1}{[4(1+c)]^k} \end{aligned} \quad (16)$$

令 $c = 2\sigma^2 \cdot \frac{A^2}{E} \cdot \frac{E_b}{N_0}$, 则

$$H_{n+1}(b; c) = \frac{b^n}{n!} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{c}{1+c}} \sum_{k=0}^n \binom{2k}{k} \frac{1}{[4(1+c)]^k} \right] \quad (17)$$

基于式(16)和(17), 可以很方便地推导 FQPSK 调制在 TWDP 衰落信道下的误码率 P_{e_TWDP} 中的

P_{e1} , 将文献[16]及文献[17]中的Eq. (2) 带入式(10)可得:

$$\begin{aligned} P_{e1} = & \frac{1}{16} \sum_{i=1}^M a_i \{ \exp[-K(1 - \alpha_i)] \\ & \cdot \sum_{n=0}^{\infty} H_{n+1}(K(1 - \alpha_i); \\ & 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7 + 2A + 15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}) + \exp[-K(1 + \alpha_i)] \\ & \cdot \sum_{n=0}^{\infty} H_{n+1}(K(1 + \alpha_i); \\ & 2\sigma^2 \cdot \frac{32A^4}{7 + 2A + 15A^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}) \} \end{aligned} \quad (18)$$

同理可得 $P_{e2} - P_{e6}$ 。

3 FQPSK 在深空通信系统中的误码率性能

3.1 不同种类 QPSK 调制在加性高斯白噪声信道下的误码率性能

理想深空通信系统信道模型为加性高斯白噪声 (additive white gaussian noise, AWGN) 信道。故本文首先仿真了包括 FQPSK 调制在内的三种典型 QPSK 调制方式在 AWGN 信道下的误码率性能, 如图 5 所示。

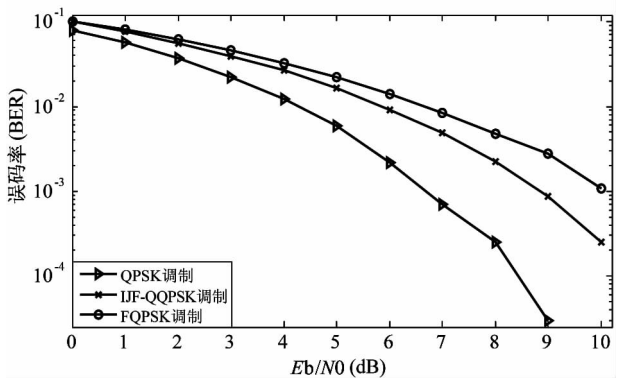


图 5 AWGN 信道下不同 QPSK 调制的误码率性能

从图 5 中可以看出: 在信噪比低于 5dB 时, FQPSK、IJF-QPSK 及 QPSK 的误码率性能相差不大, 甚至 FQPSK 和 QPSK 的误码率性能的差距小于 1dB。但三种调制方式的误码率均在 10^{-2} 以上, 此时无法实现有效通信。随着信噪比的增加, 三种 QPSK 调制的误码率性能差距越来越大。这是因为

FQPSK 调制过程中基带信号经无干扰和抖动(interference and jitter free, IJF)编码后的互相关性及差分编码特性改善了信号的频域特性,从而使得 FQPSK 调制方式在低信噪比条件下依然具有良好的误比特率性能。另一方面,由于信号频域特性改善,从时域角度带来不利判决的因素,这使得 FQPSK 调制适用于具有深度衰落特性的信道中。

3.2 FQPSK 调制在 TWDP 信道下的误码率性能

图 6 是 FQPSK 调制在 $K = 0$, 4 种不同 Δ 取值的 TWDP 衰落参数下误码率仿真和数值计算结果对比。其中: $K = 10, \Delta = 1$ 时, TWDP 信道中存在两条一样的直射分量,且直射分量功率是散射分量功率的 10 倍,此时信道为 Hyper-Rayleigh 信道,对应曲线为右三角和虚直线的曲线; $K = 10, \Delta = 0$ 时信道中只有一个直射分量,此时 TWDP 衰落信道转化为 Rician 衰落信道。可看到 Hyper 瑞利和 Rician 衰落信道下的误比特率性能还有较大空间。同时也可看出,通过改变信道参量 K 和 Δ 的值,可以刻画许多符合不同需求实际深空通信的典型信道模型。

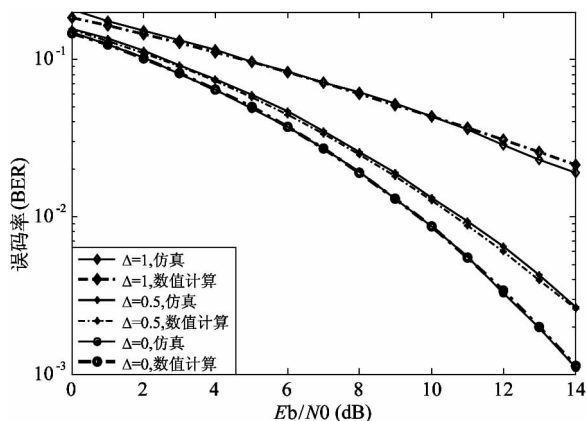


图 6 FQPSK 在不同 TWDP 信道参数条件下的误码率性能 ($K = 10$)

3.3 FQPSK 调制在不同衰落条件下深空通信系统中的误码率性能

基于图 1(深空通信系统框图)搭建 TWDP 衰落信道环境下的深空通信系统仿真平台,并进行若干仿真。主要系统参数如下:信道编码采用 1/2 码率的 (2,1,7) 卷积码,调制方式为 FQPSK;采用分别对应 Hyper Rayleigh、Rayleigh 及 Rician 等典型衰落

的 TWDP 信道参数。通过仿真,给出了不同衰落信道参数下基于 FQPSK 调制的深空通信系统的误码率性能,如图 7 所示。

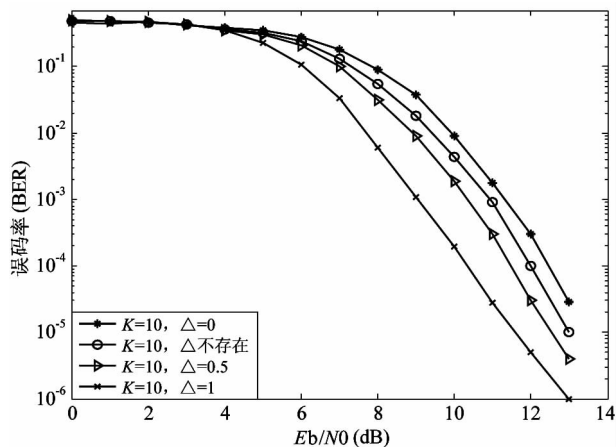


图 7 TWDP 信道下 FQPSK 在深空通信系统中的误码率

由图 7 和图 6 对比可见,深空通信系统经信道编码后的误码率性能得到了很大提升。当 TWDP 信道参数为 $K = 10$ 和 $\Delta = 0$ 时误码率为 10^{-3} 时, FQPSK 在深空通信系统中较图 6 获得了约 4dB 的误码率性能增益。图 7 表明在典型的深空通信系统中, FQPSK 调制结合卷积编码可在高信噪比的信道中获得良好的误码率性能,克服了图 5 中 FQPSK 在高信噪比情况下误码率性能较差的缺陷。

3.4 TWDP 信道下不同调制深空通信系统的误码率性能

图 8 是 TWDP 信道下 FQPSK 和 QPSK 调制在深空通信系统仿真平台中的误码率性能,图中 TWDP

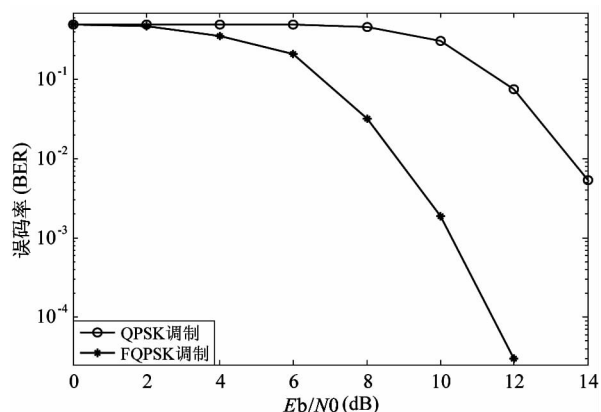


图 8 TWDP 衰落条件下不同调制方式的深空通信系统误码率性能

信道参数选取为 $K = 10$ 和 $\Delta = 0.5$, 其余选取的参数与图 7 中参数相同。

由图 8 可看出, 结合了信道编码的深空通信平台中采用 FQPSK 调制的误码率性能优于 QPSK 调制。同时, 图 8 与图 7 一并验证了 FQPSK 调制能克服图 5 中误码率性能较差的缺陷。

4 结 论

调制方式选择以及深空信道环境的准确描述对于实际深空通信系统的高效信息传输是至关重要的。FQPSK 调制中的 IJF 编码改善了信号功率谱密度, 其交叉相关运算使信号的包络恒定; TWDP 衰落模型能在不同 K 及 Δ 参数下描述不同类型的衰落信道。本文首先分析了 FQPSK 调制信号的包络及功率谱特性, 得出 FQPSK 是一种具有快频谱滚降的准恒包络调制, 适合应用于非线性信道的通信系统中。其次, 对 TWDP 衰落信道模型进行了研究, 给出了不同参数下等效为不同衰落信道模型的研究结论。接着, 为有效简化系统的性能计算, 推导了 TWDP 信道下 FQPSK 调制的通信系统误比特率闭式解公式, 并与仿真图形进行对比, 结果表明推导正确和有效。最后, 基于搭建的 TWDP 信道下 FQPSK 调制的深空通信系统平台进行了若干仿真, 得出了深空通信系统中不同种类衰落条件下 FQPSK 调制的误码率性能。本文的分析和仿真结果为实际深空通信系统在多种衰落场景下的多模式通信提供了有效设计参考, 具有较高的实践和应用价值。

参考文献

- [1] Yang Z, Yu S, Chen L, et al. Constant envelop minimum-shift keying OFDM coherent optical communication system. *Journal of Light wave Technology*, 2012, 99: 1-7
- [2] Shambayati S, Lee D K. GMSK modulation for deep space applications. In: Proceedings of IEEE Aerospace Conference, Big Sky, USA, 2012. 1-13
- [3] Din C M, Mansor W, Mohamad R. A review on modulation techniques in multiband-orthogonal frequency division multiplexing in ultra-wideband channel. In: Pro-

- ceedings of IEEE Symposium on Computers and Informatics (ISCI), Kuala Lumpur, Malaysia, 2011. 576-582
- [4] Xie Z D, Zhang G X. Constant envelope enhanced FQPSK and its performance analysis. *Journal of communications and networks*, 2011, 13(5): 442-448
- [5] 高玉龙, 张中兆. 基于循环谱的同信道多信号调制方式识别. *高技术通讯*, 2007, 17(8): 793-797
- [6] Clarke R H. A statistical theory of mobile-radio reception. *Bell Syst Tech J*, 1968. 47: 957-1000
- [7] Chyi G, Proakis J G, Keller C M. On the symbol error probability of maximum-selection diversity reception schemes over a Rayleigh fading channel. *IEEE Transactions on Communications*, 1989, 37(1): 79-83
- [8] Lindsey W C. Error probabilities for Rician fading multi-channel reception of binary and n-ary signals. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1964, IT-10(4): 339-350
- [9] Nakagami M. The M-distribution: A general formula of intensity distribution of rapid fading. In: Statistical Methods in Radio Wave Propagation. Oxford: Pergamon, 1960. 3-36
- [10] Lu Y, Yang N. Symbol error rate of decode-and-forward relaying in two-wave with diffuse power fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(10): 3412-3417
- [11] Lu Y, Nan Y. Symbol error probability of QAM with MRC diversity in two-wave with diffuse power fading channels. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(1): 10-12
- [12] Beng S T, Kwok H L, Kah C. Symbol-error rate of selection combining over two-wave with diffuse power fading. In: Proceedings of The Signal Processing and Communication Systems, 2011. 1-5
- [13] Garcia-Sanz M, Hadaegh F Y. Load-sharing robust control of spacecraft formations: deep space and low Earth elliptic orbits. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 1(2): 475-484
- [14] Simon M K, Yan T Y. Performance evaluation and interpretation of FQPSK. *JPL TMO Progress Report* 42-137, 1999, 15(5): 1-23
- [15] Goldsmith A. *Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. 74
- [16] Suraweera H A, Lee W S, Oh S H. Performance analysis

- of QAM in a two-wave with diffuse power fading environment. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(2): 109-111
- [17] Soon H Oh, Kwok H Li. BER performance of BPSK receivers over two-wave with diffuse power fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(4): 1448-1454
- [18] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. Table of Integrals, Series and Products. 6th edition, New York: Academic, 2007. 707
- [19] 叶其孝, 沈永欢. 实用数学手册. 第2版. 北京: 科学出版社, 2008. 234
- [20] Alouini M, Simon M K. An MGF-based performance analysis of generalized selection combining over Rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(3): 401-415

Performance of the FQPSK modulation over TWDP fading channels

Chen Chongtao^{* **}, Lu Jihua^{***}, Zhang Ruixue^{****}

(^{*} CCAR, Institute of Computing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

(^{**} University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)

(^{***} School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081)

(^{****} State Grid Jilin Electric Power Co., Ltd., 130021)

Abstract

The performance computation for deep space communication systems was studied. The systems adopt the Feher quadrature phase shift keying (FQPSK) modulation and the TWDP (two-wave with diffuse power) fading channel because the TWDP fading channel model can express different fadings according to different parameters so it is suitable for complex electromagnetic deep-space communication, and the FQPSK modulation is widely used in deep-space communication systems due to its constant envelope and high spectrum efficiency characteristics. To simplify the computation of system performance, the closed-form BER of the FQPSK modulation in a TWDP fading was derived and the correctness of the derivation was verified by simulation. Based on the software platform of deep-space communication systems, the performances of the FQPSK modulation under different TWDP fading parameters were simulated, and the results show that the FQPSK modulation can suitably be applied to deep space communication systems for its better features in comparison with other QPSK modulations, which is important to actual system design.

Key words: deep-space communication system, Feher quadrature phase shift keying (FQPSK), two-wave with diffuse power (TWDP), closed-form of bit error rate