

卫星通信中 SOQPSK-TG 恒包络信号的极化分集接收技术

樊涛 王旭东 党小宇 郑步生

(南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京, 210016)

摘要:针对卫星通信功率受限、带宽受限、功放非线性等特点,提出采用极化分集接收技术对成形偏移正交相移键控(Shaped offset quadrature phase shift keying, SOQPSK)信号进行解调。利用 SOQPSK 信号部分响应形式 SOQPSK-TG 的恒包络、高频谱利用率特点以满足现代卫星通信需求。引入极化分集接收技术,通过最大比合并获得分集增益,可使经历了衰落且相对独立的多路信号相互补偿,改善输出信噪比。仿真结果表明,在最大衰落深度 20 dB 条件下,本文所提算法与传统单路解调相比可获得 5~10 dB 平均信噪比增益,能够克服单路解调存在的深零点影响,有效解决了因卫星姿态变化引起的通信中断问题,显著提高了系统性能。

关键词:连续相位调制;恒包络;极化分集接收;最大比合并

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2014)06-0862-07

Polarization Diversity Receiving Technology of SOQPSK-TG Constant Envelope Signal in Satellite Communication

Fan Tao, Wang Xudong, Dang Xiaoyu, Zheng Busheng

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: The shaped offset quadrature phase shift keying (SOQPSK) signal is demodulated by using polarization diversity receiving technology since the fact that satellite communication is featured with limited power, limited bandwidth, and power amplifier nonlinearity. Taking advantages of constant envelope and high frequency spectrum efficiency of SOQPSK partial response signal SOQPSK-TG, the demands of modern satellite communication are satisfied. Introduction of polarization diversity reception technology can make the relatively independent multipath signals experience fading compensate with each other and improve the output signal noise ratio(SNR) through the diversity gain by maximum ratio combining (MRC). The simulation results show that the proposed algorithm can get 5—10 dB average SNR gain in comparison with the traditional single channel demodulation with the limit of 20 dB maximum fading depth. The algorithm can also overcome the impact of deep nulls in single channel demodulation and effectively solves the communication interrupt problem caused by satellite attitude changes, improving the system performance significantly.

Key words: continuous phase modulation; constant envelope; polarization diversity receiving; maximum ratio combining

随着航天技术的发展,卫星通信^[1-2]的任务日益繁重,通信容量飞速增长,导致频谱资源十分紧

基金项目:国家自然科学基金(61201208)资助项目。

收稿日期:2013-11-25;修订日期:2013-12-27

通信作者:王旭东,男,博士,副教授,E-mail:xudong@nuaa.edu.cn。

张,各个信道之间的相互干扰是如今亟待解决的问题。由于卫星通信系统的信道具有功率和带宽受限且非线性等特点,因此必须在保证足够功率的同时,尽可能采用高带宽效率的调制方式。传统的 BPSK, QPSK 等调制方式虽具有恒包络、功率效率高的特点,但旁瓣较高、频谱泄露较大,易产生频谱扩展^[3-6]。连续相位调制(Continuous phase modulation, CPM)是现代通信系统中常采用的一种恒包络调制技术^[7-9],如 MSK, GMSK 等调制方式在频谱利用率上都有所改善^[10-11]。成形偏移正交相移键控(Shaped offset quadrature phase shift keying, SOQPSK)是一种改进的 CPM^[12],其部分响应形式 SOQPSK-TG,已在航空遥测领域获得应用^[13]。它将 OQPSK 表示为 CPM 形式,用平滑脉冲进行成形滤波,因此具有恒包络、窄带宽特性。

卫星通信中多径效应广泛存在,卫星相对地面站速度高、旋转快、仰角低,导致接收信号衰落严重,剧烈起伏^[14]。分集接收^[15-17]则能有效改善此类衰落。基于传统调制方式的分集接收,在国内得到了充分研究^[18]。如基于 FM 调制方式的双环锁相和三环锁相极化分集接收技术^[19-20],由于采用的是模拟锁相环,稳定性和可靠性较差;基于 BPSK 的数字双环锁相极化分集接收^[21],其频谱特性不佳,已不能满足现代卫星通信的需求。针对 SO-QPSK 调制方式的传统接收体制也有较为成熟的技术成果^[22-23],但在信号存在深度衰落时误码性能会急剧恶化。目前对 SOQPSK 分集接收鲜有研究。本文将极化分集接收技术应用于卫星通信 SOQPSK-TG 信号的相干解调,可使相对独立的两路衰落信号互相补偿,克服了单路解调存在的深零点问题,使系统获得分集增益,从而提高接收机性能。

1 SOQPSK-TG 信号调制原理

SOQPSK-TG 信号可以在 OQPSK 的基础上由 CPM 的形式表示^[24]

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_0 t + \phi(t, \alpha) + \phi_0] \quad (1)$$

$nT \leq t \leq (n+1)T$

式中: E 为符号能量, T 为码元周期, f_0 为载波频率, ϕ_0 为初始相位, $\phi(t, \alpha)$ 为携带信息的相位。

$$\phi(t, \alpha) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^n \alpha_i f(t - iT) \quad (2)$$

式中: h 为调制指数,本文取值为 0.5; α_i 为三进制码元序列 $\{-1, 0, 1\}$; $f(t)$ 为相位成形函数。

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ \int_0^t g(\tau) d\tau & 0 \leq t < LT \\ 1/2 & t \geq LT \end{cases} \quad (3)$$

式中: L 为部分响应长度, $g(t)$ 为频率成形函数。对于 OQPSK 信号, $g(t)$ 为 $\delta(t)$ 函数;对于全响应形式 SOQPSK-MIL 信号, $L=1$, $g(t)$ 为一个码元宽度的矩形脉冲。本文采用部分响应形式 SOQPSK-TG 信号,取 $L=8$,其频率成形函数为

$$g(t) = A \frac{\cos\left(\frac{\pi \rho B t}{2T}\right)}{1 - 4\left(\frac{\rho B t}{2T}\right)^2} \times \frac{\sin\left(\frac{\pi B t}{2T}\right)}{\frac{\pi B t}{2T}} \times \omega(t) \quad (4)$$

式中: A 为常数,其值要使 $g(t)$ 满足式(3); $\omega(t)$ 为窗函数,定义为

$$\omega(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \left| \frac{t}{2T} \right| < T_1 \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left[\frac{\pi}{T_2} \left(\frac{t}{2T} - T_1 \right) \right] & T_1 \leq \left| \frac{t}{2T} \right| \leq T_1 + T_2 \\ 0 & T_1 + T_2 < \left| \frac{t}{2T} \right| \end{cases} \quad (5)$$

本文选取 $\rho=0.7$, $B=1.25$, $T_1=1.5$, $T_2=0.5$ 。

SOQPSK-TG 信号与普通 CPM 的不同之处在于其符号集为三进制序列 $\{-1, 0, 1\}$,即在进行调制前进行预编码:将二进制输入序列 $b_i \in \{1, 0\}$ 映射为非归零(Nonreturn to zero, NRZ)码序列 $\alpha_i \in \{-1, 1\}$,再转换为三进制序列 $u_i \in \{-1, 0, 1\}$,其转换规则如下

$$u_i = (-1)^{i-1} \frac{\alpha_{i-1}(\alpha_i - \alpha_{i-2})}{2} \quad (6)$$

二进制序列映射为 NRZ 码序列后进行预编码,再将所得信息插值,经过脉冲成形滤波后积分得到相位调制信息,利用正余弦查找表取得基带同相和正交分量,最后通过正交调制可以获得 SO-QPSK-TG 信号。SOQPSK-TG 与 BPSK, QPSK, GMSK 信号功率谱比较,如图 1 所示。

由于 SOQPSK-TG 调制方式相对传统 BPSK、QPSK 调制方式消除了载波相位 $\pm \pi/2$ 或 $\pm \pi$ 的突变现象,相对于 GMSK 调制方式,载波相位不仅可以在 $\pm \pi/2$ 内连续变化,还可以保持不变。因此从图 1 中可以看出 SOQPSK-TG 调制方式功率谱密度更为紧凑,滚降速度快,频谱利用率高,因此能够满足目前卫星通信领域对频谱性能的要求。又因为其具有恒包络特性,放大器的非线性对其解调

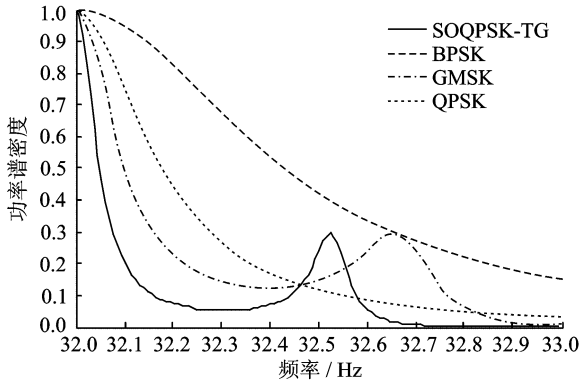


图1 SOQPSK-TG与3种常用相位编码信号功率谱密度比较

Fig. 1 Power spectral density comparison between SOQPSK-TG and three kinds of common phase-coded signal

影响不大,因此功率利用率高,满足卫星对低功耗的要求。

2 SOQPSK-TG的极化分集接收

经过高斯信道传输后的卫星接收信号可表示为

$$r(t) = k(t) \cos[2\pi(f_0 \pm f_d)t + \phi(\mu(t-\tau), \alpha) + \phi_0 + \theta] + n(t) \quad (7)$$

式中: $k(t)$ 为随机变化的衰落, τ 为定时相位偏移, μ 为定时频率偏移, θ 为载波相移, f_d 为多普勒频移, $n(t)$ 为接收端高斯噪声。

本文设计的极化分集接收系统首先通过ADC将接收的两路圆极化信号(左旋极化、右旋极化)转换为数字信号,然后经过自动增益控制环路(Automatic gain control, AGC)、差模环(Differential mode loop, DML)、最大比合并(Maximum ratio combining, MRC)、共模环、定时同步环路,得到解调信号,整体框图如图2所示。

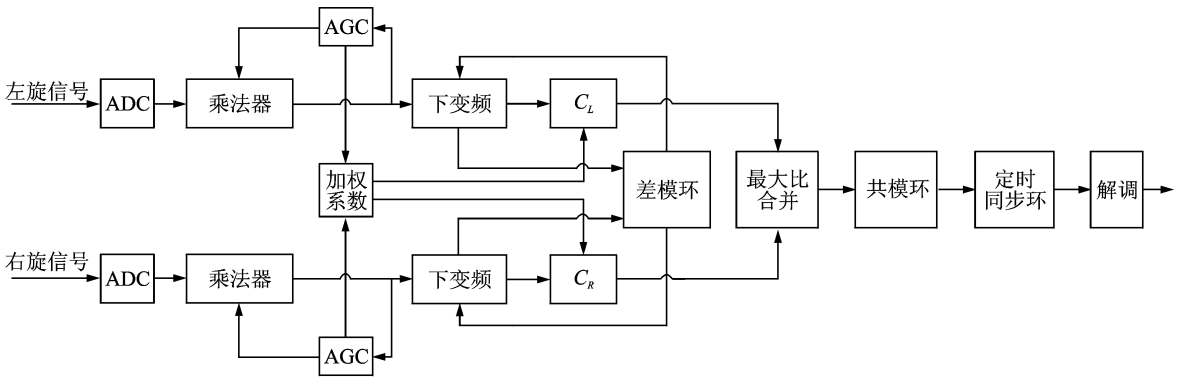


图2 SOQPSK-TG极化分集接收框图

Fig. 2 Block diagram of polarization diversity reception of SOQPSK-TG

2.1 自动增益控制环路

卫星通信信道衰落使得接收信号的包络会产生起伏,幅度变化可以相差几十分贝,本文给出的MRC算法、载波恢复算法和时钟恢复算法都要求输入端的两路信号幅度保持恒定不变,可见AGC在系统中至关重要。因此需要通过AGC调节接收信号的增益,使接收机输出电压恒定或基本不变,提高系统性能。其数学模型如下

$$A(n+1) = A(n) + \beta[R - |A(n)x(n)|] \quad (8)$$

式中: $A(n)$ 为AGC的调节增益, R 为增益门限, β 为增益步长。经过当前时刻增益 $A(n)$ 所得的信号 $A(n)x(n)$ 与门限 R 作比较,若小于门限则会增大下一个时刻的增益 $A(n+1)$,同理若大于门限则减小下一时刻的增益,使输出信号基本维持在门限附近。增益步长 β 越小,幅度收敛越慢,捕获时

间越长,误差越小,即波形失真越小;反之 β 越大,收敛越快,捕获时间越短,误差越大。

2.2 差模环

到达接收机的两路信号由于相位或本振频率不一致会引入一定的相位偏移和频率偏移,而MRC算法要求两路信号同频、同相后才能加权合并,取得增益,因此必须完成两路信号的同频同相处理。两路信号经过下变频、低通滤波后通过鉴相器将所得的误差信号分为两路,通过环路滤波器后以相反的极性调整数字控制振荡器(Numerical controlled oscillator, NCO),使两路信号以相反的方向被推到同一个公共频率上,实现两路信号的同频同相锁定。

SOQPSK-TG信号的差模环算法模型推导如下,设经过AGC后的两路信号分别为

$$U_L(k) = a(k) \cos(\omega_i k T_s + \theta_i) - b(k) \sin(\omega_i k T_s + \theta_i) \quad (9)$$

$$U_R(k) = a(k) \cos(\omega'_i k T_s + \theta'_i) - b(k) \sin(\omega'_i k T_s + \theta'_i) \quad (10)$$

式中: $a(k)$, $b(k)$ 为基带码元的正交和同相分量, T_s 为采样周期, ω_i, θ_i 为左路信号角频率和初始相位, ω'_i, θ'_i 为右路信号角频率和初始相位, 则左路相位 $\varphi_i = \omega_i k T_s + \theta_i$, 右路相位 $\varphi'_i = \omega'_i k T_s + \theta'_i$ 。设 ω_o, ω'_o 和 θ_o, θ'_o 分别为左、右路 NCO 的本振角频率和相位, 则左路 NCO 相位 $\varphi_o = \omega_o k T_s + \theta_o$, 右路 NCO 相位 $\varphi'_o = \omega'_o k T_s + \theta'_o$ 。

令 $\omega_L = \omega_i - \omega_o$, $\omega_R = \omega'_i - \omega'_o$, $\theta_L = \theta_i - \theta_o$, $\theta_R = \theta'_i - \theta'_o$, 则经过下变频和低通滤波后可得到左路信号下变频后的 I、Q 分量 U_{LI}, U_{LQ} , 以及右路信号下变频后的 I、Q 分量 U_{RI}, U_{RQ} , 代入鉴相器输出 $U_d(k)$, 可得

$$U_d(k) = U_{LQ} \cdot U_{RI} - U_{LI} \cdot U_{RQ} = [a^2(k) + b^2(k)] \cdot \sin[(\omega_L - \omega_R) k T_s + \theta_L - \theta_R] \quad (11)$$

令 $A = a^2(k) + b^2(k)$, $\Delta\varphi = (\omega_L - \omega_R) k T_s + \theta_L - \theta_R$, $\Delta\varphi_L = \omega_L k T_s + \theta_L = \varphi_i - \varphi_o$, $\Delta\varphi_R = \omega_R k T_s + \theta_R = \varphi'_i - \varphi'_o$, 则 $\Delta\varphi = \Delta\varphi_L - \Delta\varphi_R = (\varphi_i - \varphi'_i) - (\varphi_o - \varphi'_o)$ 。

此时 $U_d(k) = A \cdot \sin(\Delta\varphi)$, 当 $\Delta\varphi$ 很小时 $\sin(\Delta\varphi) \approx \Delta\varphi$, A 为常数。因此所得相位误差是 $\Delta\varphi$ 的一次线性函数, 相位误差信号经过环路滤波器平滑后, 通过 NCO 频率控制字产生器, 使得 $-\varphi'_o = \varphi_o$, 则

$$U_d(k) \approx A \cdot \Delta\varphi = A \cdot (\Delta\varphi_L - \Delta\varphi_R) = A \cdot ((\varphi_i - \varphi'_i) + 2\varphi'_o) \quad (12)$$

式中: φ'_o 即差模环补偿的相位, A 为鉴相器增益。当左路相位超前右路时 φ'_o 为负值, 反之亦然, 这样逐渐使两路信号达到同频同相。

2.3 最大比合并

常用的极化分集接收合并方式有 3 种: 等增益合并、选择合并和最大比合并。本文采用分集增益最佳的最大比合并算法^[25], 其原理是通过 AGC 所获得的加权系数对两路信号进行加权合并, 使信噪比较大的一路获得较大的权值, 信噪比较小的一路获得较小的权值。设 s_o 为合并输出信号电压, α_i 为各支路加权系数, s_i 为各支路输入信号电压, N 为支路个数。假设各支路噪声不相干, 因此合并输出噪声功率 n_o^2 应为各支路输入噪声功率 n_i^2 之和, 可得合并输出信噪比 γ_o 为

$$\gamma_o = \frac{s_o^2}{2n_o^2} = \frac{\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=1}^N \alpha_i s_i \right]^2}{\sum_{i=1}^N \alpha_i^2 n_i^2} = \frac{\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=1}^N \alpha_i n_i \sqrt{\frac{s_i^2}{n_i^2}} \right]^2}{\sum_{i=1}^N \alpha_i^2 n_i^2} \quad (13)$$

由施瓦茨不等式可得

$$\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=1}^N \alpha_i n_i \sqrt{\frac{s_i^2}{n_i^2}} \right]^2 \leq \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^N \alpha_i^2 n_i^2 \right) \left(\sum_{i=1}^N \frac{s_i^2}{n_i^2} \right) \quad (14)$$

将式(13)代入式(14), 可得

$$\frac{s_o^2}{2n_o^2} \leq \sum_{i=1}^N \frac{s_i^2}{2n_i^2} \quad (15)$$

由式(15)可知最大比合并算法输出信噪比的最大值为各支路信噪比之和。式(14)取等号需满足的条件为

$$\frac{s_1}{a_1 n_1^2} = \frac{s_2}{a_2 n_2^2} = \dots = \frac{s_N}{a_N n_N^2} \quad (16)$$

当且仅当各支路信号电压与加权噪声功率之比相等时, 输出达到最大值, 此时分集增益为 N 。

本文讨论 $N=2$ 的系统, 当两路信号通过上文分析过的 AGC 和 DML 后, 已达同频同相且幅度恒定, 即 $K_L \cdot S_L = K_R \cdot S_R$, S_L, S_R 为接收端左、右路输入信号, K_L, K_R 为 AGC 所得增益, 加权系数 C_L, C_R 需满足以下两个条件

$$C_L + C_R = 1, \frac{C_L}{C_R} = \frac{S_L^2}{S_R^2} = \frac{K_R^2}{K_L^2} \quad (17)$$

假设两路信号噪声功率相等, 即 $N_L = N_R = N_i$, 由式(17)可得合并后信号幅度与噪声幅度之比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{C_L \cdot K_L \cdot S_L + C_R \cdot K_R \cdot S_R}{\sqrt{(C_L \cdot K_L \cdot N_L)^2 + (C_R \cdot K_R \cdot N_R)^2}} = \frac{\sqrt{S_L^2 + S_R^2}}{N_i} \quad (18)$$

由式(18)可知当接收端两路输入信号相等时, 信噪比可得到理论的最大增益 3 dB; 当两路信号幅度相差悬殊时, 合成信噪比也能够接近幅度大的一路的信噪比。由式(17)求出左右路的加权系数

$$C_L = \frac{K_R^2}{K_L^2 + K_R^2}, C_R = \frac{K_L^2}{K_L^2 + K_R^2} \quad (19)$$

2.4 共模环

卫星相对地面的高速运动会使信号载波产生多普勒频率分量, 这就要求接收机有较强的频移捕获能力、较快的同步速度以及较高的同步精度。本文采用同相正交环算法对载波进行恢复, 设经过最大比合并后的信号 $s(k)$ 为

$$s(k) = a(k) \cos[(\omega_c \pm \omega_d) k T_s + \theta_1] -$$

$$b(k) \sin[(\omega_c \pm \omega_d)kT_s + \theta_1] \quad (20)$$

式中： ω_d 为多普勒效应产生的角频率偏移， θ_1 为初始相位。信号经过正交混频、低通滤波除去高频分量后，得到合并信号下变频后的同相、正交分量 U_1, U_Q 。

令 $\Delta\varphi = (\omega_c \pm \omega_d - \omega_o)kT_s + \theta_1 - \theta_o$ ，将 U_1, U_Q 送入鉴相器，此处鉴相器基于硬判决算法。当 $\Delta\varphi$ 很小时， $\cos(\Delta\varphi) \approx 1, \sin(\Delta\varphi) \approx 0$ ，可得鉴相器误差 $U_d(k)$ 为

$$U_d(k) = U_Q(k) \cdot \text{sgn}[U_1(k)] - U_1(k) \cdot \text{sgn}[U_Q(k)] = [b(k) \cos(\Delta\varphi) + a(k) \sin(\Delta\varphi)] \cdot \text{sgn}[a(k)] - [a(k) \cos(\Delta\varphi) - b(k) \sin(\Delta\varphi)] \cdot \text{sgn}[b(k)] = [|a(k)| + |b(k)|] \sin(\Delta\varphi) \approx [|a(k)| + |b(k)|] \Delta\varphi \quad (21)$$

对于QPSK， $|a(k)| + |b(k)|$ 恒为2，而对于SOQPSK-TG， $|a(k)| + |b(k)|$ 为近似常数的值，误差值经过环路滤波器平滑后控制NCO逐渐消除频移，达到载波同步。此时I、Q路输出分别为 $\text{sgn}[a(k)], \text{sgn}[b(k)]$ ，将这两路信号经过矩形脉冲匹配滤波后送入定时同步环路进行时钟恢复，最后得到解调信号。

3 仿真验证

仿真条件：信号中频 $f_0 = 32$ MHz，下变频后载波 $f_R = f_L = 4$ MHz，每周期采样点数 $N_c = 32$ ，采样率 $f_s = 128$ MHz，码元个数 $Num = 800$ ，每个码元采样点数 $N_s = 64$ ，接收信号为正弦起伏包络，起伏范围为20 dB，两路输入信号频差 $\Delta f = 2.56$ kHz，相差 $\Delta\varphi = \pi/4$ ，多普勒频移 $f_d = 6.4$ kHz，噪声为高斯噪声，信噪比 $SNR = 15$ dB，各环路仿真结果见图3~10。

上述仿真结果表明，自动增益控制环路能够较好地恒定输入电平，如图3、4所示；差模环、共模环

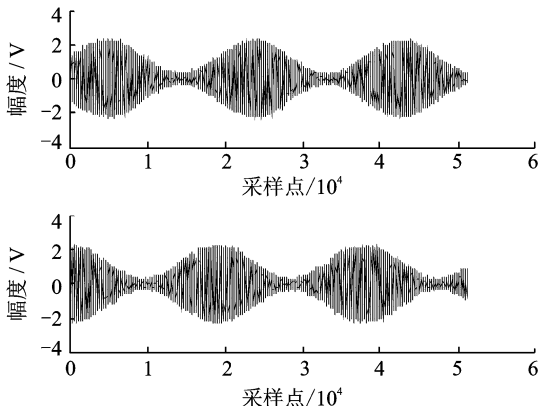


图3 两路输入信号

Fig. 3 Two signal inputs

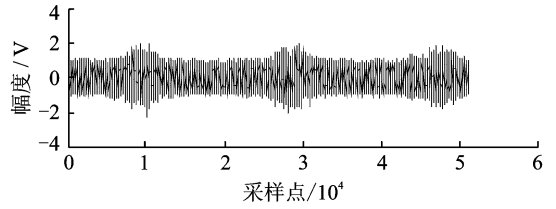
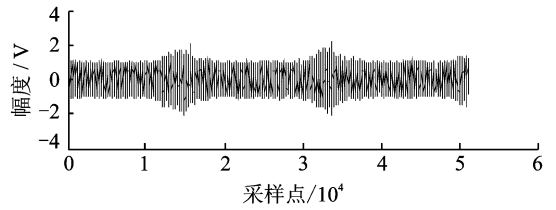


图4 自动增益控制环路输出信号

Fig. 4 Outputs of automatic gain control loop

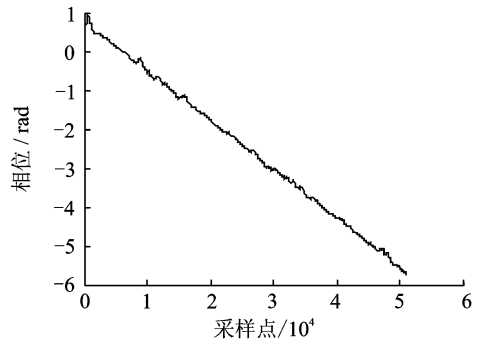


图5 差模环相位跟踪曲线

Fig. 5 Phase tracking curve of differential mode loop

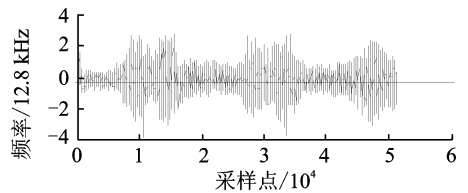


图6 差模环频率跟踪曲线

Fig. 6 Frequency tracking curve of differential mode loop

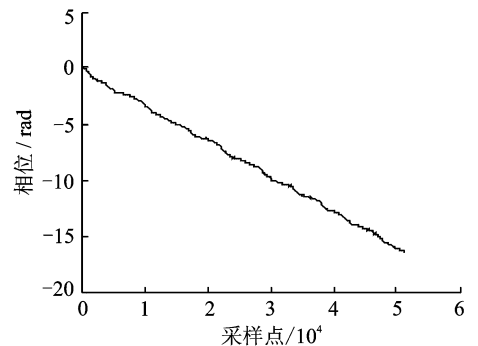


图7 共模环相位跟踪曲线

Fig. 7 Phase tracking curve of common mode loop

能够准确跟踪两路输入信号频差、相差及多普勒频移，如图5~8所示；最大比合并模块能够使得信噪比较差的一路得到补偿，如图9所示；最后的解调

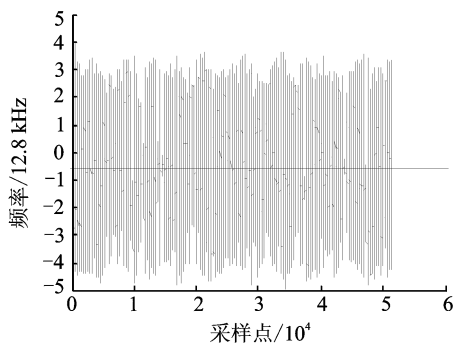


图 8 共模环频率跟踪曲线

Fig. 8 Frequency tracking curve of common mode loop

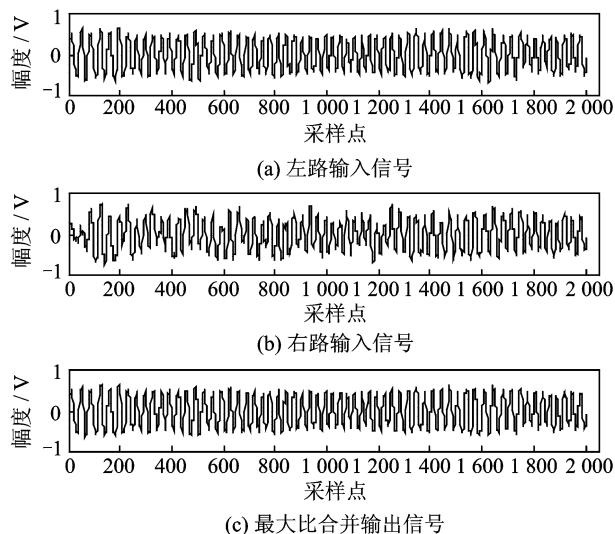


图 9 左、右路输入及最大比合并输出

Fig. 9 Left-side, right-side signal inputs and outputs of maximum ratio combination

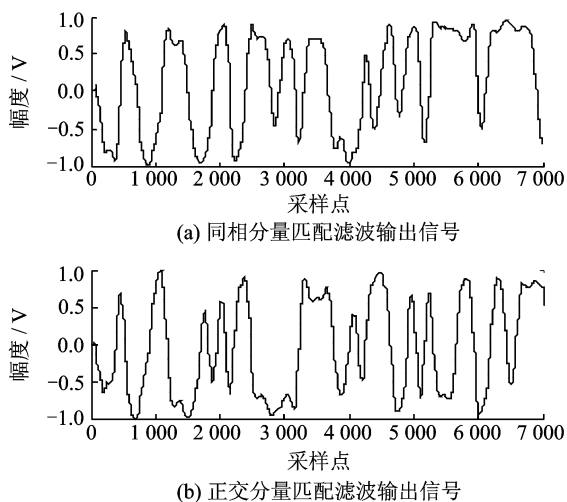


图 10 同相、正交分量匹配滤波解调输出

Fig. 10 In-phase and quadrature component outputs of matched filtering

结果如图 10 所示,在最大起伏为 20 dB 条件下,通过分集接收实现了正确解调。

为进一步验证本文所提算法性能,图 11 给出

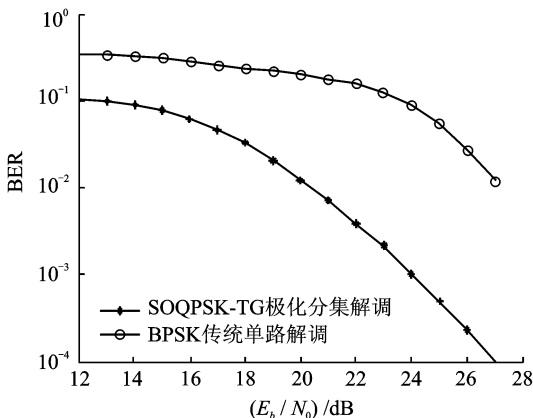


图 11 误码性能曲线

Fig. 11 Bit error rate curves

了分集接收 SOQPSK-TG 卫星通信系统与传统 BPSK 卫星通信系统的性能对比结果。对比结果表明,极化分集 SOQPSK-TG 传输系统明显优于传统 BPSK 系统,在最大起伏为 20 dB 条件下,可获得 5~10 dB 平均信噪比增益。

4 结束语

本文提出将 SOQPSK-TG 这种新型 CPM 调制技术应用于卫星通信系统,并采用极化分集接收。相对传统接收体制,更加符合现代卫星通信频谱、功率限制条件,以及信号传输特点。该技术利用相互独立的两路极化信号同时出现低信噪比的概率较小这一特点,采用极化分集接收,两路信号相互补偿,使某一时刻受到深度衰落的一路获得瞬时信噪比增益。仿真结果表明,相比于传统单路 BPSK 传输方式,极化分集 SOQPSK-TG 卫星通信系统可获得 5~10 dB 平均信噪比增益,误码率显著降低。

参考文献:

- [1] Beidas B F, Cioni S, De Bie U, et al. Continuous phase modulation for broadband satellite communications: design and trade-offs [J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2013, 31 (5): 249-262.
- [2] Maral G, Bousquet M. Satellite communications systems: systems, techniques and technology [M]. 5th edition. California: John Wiley & Sons, 2011.
- [3] Kim P S, Oh D G. Modulation and demodulation method for satellite communication using widespread signal-to-noise ratio; U. S. Patent Application 13/754,436 [P]. 2013-01-30.
- [4] Kim T H, Kim P S, Shin M S, et al. Method and system for effective adaptive coding and modulation

- in satellite communication system; U. S. Patent 8, 179,778[P]. 2012-05-15.
- [5] Jokhakar J D, Sripathi U, Kulkarni M. Performance of QPSK modulation for FSO geo-synchronous satellite communication link under atmospheric turbulence[C] // 2013 Annual International Conference on Emerging Research Areas (AICERA) - 2013 International Conference on Microelectronics, Communications and Renewable Energy (ICMiCR). Piscataway: IEEE, 2013; 1-5.
- [6] Long W, Gengxin Z, Dongming B, et al. Algorithm for modulation recognition of satellite communication signals based on phase statistic[C] // 2011 International Conference on Computer Science and Service System (CSSS). Piscataway: IEEE, 2011; 1047-1050.
- [7] Amat A G, Nour C A, Douillard C. Serially concatenated continuous phase modulation for satellite communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(6): 3260-3269.
- [8] Perotti A, Benedetto S, Remlein P. Spectrally efficient multiuser continuous-phase modulation systems [C] // 2010 IEEE International Conference on Communications. New York: IEEE, 2010; 1-5.
- [9] 党小宇, 李宝龙, 王旭东. CCSDS 航天测控信号的简化非相干检测算法[J]. 南京航空航天大学学报, 2013, 45(1): 94-98.
Dang Xiaoyu, Li Baolong, Wang Xudong. Simplified non-coherent detection of aerospace TT&C signals recommended by CCSDS[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2013, 45(1): 94-98.
- [10] Sacchi C, Rossi T, Ruggieri M, et al. Efficient waveform design for high-bit-rate W-band satellite transmissions[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(2): 974-995.
- [11] Seshardi R, Erooz M, Lee L. Improved continuous phase modulation for satellite communications; European Patent EP 2385662[P]. 2011-11-09.
- [12] Umashankar B, Aswathy S, Nnsrk P, et al. SO-QPSK-A spectrally efficient modulation scheme for aeronautical telemetry applications[J]. International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT), 2013, 2(2): 383-388.
- [13] Williams I E, Saquib M. Linear frequency domain equalization of SOQPSK-TG for wideband aeronautical telemetry channels[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(1): 640-647.
- [14] Loyka S, Tellambuire C, Kouki A, et al. Comments on "new method of performance analysis for diversity reception with correlated Rayleigh-fading signals"[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2003, 52(3): 725-726.
- [15] Shi Jingjing, Daisuke A, Wang Jianqing. Channel modeling and performance analysis of diversity reception for implant UWB wireless link [J]. IEICE Transactions on Communications, 2012, 95 (10): 3197-3205.
- [16] Han D, Liu Y, Zhang K, et al. Theoretical and experimental research on diversity reception technology in NLOS UV communication system [J]. Optics Express, 2012, 20(14): 15833-15842.
- [17] 朱秋明, 吕卫华, 黄嘉乐, 等. 基于 Nakagami 衰落的分集合并系统性能分析[J]. 南京航空航天大学学报, 2013, 45(3): 424-428.
Zhu Qiuming, Lv Weihua, Huang Jiale, et al. Performance analysis of diversity system over Nakagami fading channels[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2013, 45(3): 424-428.
- [18] 钱丽, 丁家会. 极化分集接收技术研究[J]. 现代雷达, 2008, 30(12): 81-84.
Qian Li, Ding Jiahui. Study on polarization diversity receiving technology [J]. Modern Radar, 2008, 30 (12): 81-84.
- [19] 江东. 新型的双环锁相极化分集接收机[J]. 遥测遥控, 1995, 16(5): 52-65.
Jiang Dong. Novel double-PLL polarization diversity receiver [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 1995, 16(5): 52-65.
- [20] 雪三保. 一种实用的极化分集接收方案[J]. 电讯技术, 1996, 36(4): 1-4.
Xue Sanbao. A simple and practical polarization diversity receiving version[J]. Telecommunication Engineering, 1996, 36(4): 1-4.
- [21] 陈铸. 数字分集接收机的研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2006.
Chen Zhu. Research on digital diverse receiver [D]. Chongqing: Chongqing University, 2006.
- [22] Hosseini E, Perrins E. FPGA implementation of a coherent SOQPSK-TG demodulator[C] // MILCOM 2011 — 2011 IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE, 2011; 471-476.
- [23] Kumaraswamy B, Perrins E. Simplified 2-state detectors for SOQPSK[C] // IEEE Military Communications Conference. New York: IEEE, 2007; 1272-1278.
- [24] Hill T J. A non-proprietary, constant envelope, variant of shaped offset QPSK (SOQPSK) for improved spectral containment and detection efficiency[C] // MILCOM 2000, 21st Century Military Communications Conference Proceedings. New York: IEEE, 2000; 347-352.
- [25] Chen X. Robust calculations of maximum ratio combining diversity gains based on stochastic measurements[J]. Progress in Electromagnetics Research Letters, 2012, 31(1): 107-112.