

用于卫星通信的一类 UQPSK 载波恢复算法及其性能的研究

王 诺,戴逸民

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系,安徽合肥 230026)

摘 要: 非平衡 QPSK(UQPSK)是通过对 QPSK 载波的两个正交分量分配不同的功率,以达到同时传输两种不同类型及速率的二进制比特流数据的一种调制模式,现在主要用于卫星数字通信,如跟踪与数据中继卫星系统(TDRSS)以及全球定位系统(GPS)。本文针对 TDRSS 的 S 波段前向链路采用的 UQPSK 直接序列扩频调制,提出其中频载波恢复算法的改进设计,并给出了全数字化方案的性能和理论分析。最后基于 FPGA 实现的方案及性能证明了算法的有效性。

关键词: 载波恢复算法;非平衡 QPSK;自动频率控制;锁相环

中图分类号: TN929.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2004)07-1219-04

Performance Analysis of UQPSK Carrier Acquisition and Tracking Algorithm in Satellite Communications

WANG Nuo, DAI Yi-min

(Department of Electrical Engineering & Information Technology, USTC, Hefei, Anhui 230026, China)

Abstract: An UNBALANCED QPSK (UQPSK) signal format is a QPSK signal where the two orthogonal components of the carrier have unequal power and are modulated with independent binary data streams of different rates. This transmission scheme is most useful when the data of two different sources with possibly varying rates have to be transmitted in the same frequency band. This signal design was used in the Tracking and Data Relay Satellite System (TDRSS) and the Navigation Satellite Timing and Ranging Global Positioning System (NAVSTAR GPS). To suit for the UQPSK-DS-SS adopted in S. Band forward link of TDRSS, this paper introduces a whole digital implementation of TDRSS IF carrier acquisition and tracking system. Finally we give its full implementation on FPGA and the performance, experimental and analytical results agree with each other very well.

Key words: carrier acquisition algorithm; UQPSK; AFC; PLL

1 引言

UQPSK 是通过对 QPSK 载波的两个正交分量分配不同的功率,以达到同时传输两种不同类型及速率的二进制比特流数据的一种调制模式,现在主要用于卫星数字通信,如跟踪与数据中继卫星系统(TDRSS)以及全球定位系统(GPS)。

本文讨论的载波恢复算法涉及的通信链路是从 TDRS 到用户卫星的 S 波段前向链路,采用 UQPSK 直接序列扩频调制,对同相和正交分量用不同的扩频码调制,但只有同相分量传送数据,正交分量的扩频码用来测距。UQPSK 的载波恢复方法有多种,且都应用于不同条件:如文献[1]中的二次方极化环讨论了同相和正交分量中的数据都经过扩频调制的情况;文献[2]中的增益不平衡的四次方极化环适用于多种条件,但实现复杂;文献[3~5]中的 Costas 环则讨论了在同相和正交分量中只有数据调制的情况,但是文献[1~5]都针对模拟信号;文献[6]中虽然讨论了数字的 UQPSK 的载波恢复算法,但是在没有经过扩频调制的情况下。

众所周知,通常用于载波恢复的 PLL 需要足够高的环路信噪比来工作于线性范围,而 FQ 环用来产生相位误差信号而固有的乘法器同时也会产生信号与噪声的交叉乘积项,使其环路信噪比恶化,称为平方损失。在低符号信噪比下, FQ 环带来的信噪比恶化大大降低了其跟踪能力。因此为了减小平方损失, UQPSK 调制信号的载波恢复算法通常源自最大后验准则(MAP)^[3~5],但根据文献[4]中的结论,当 UQPSK 正交与同相分量的功率比在 $0 < P_Q/P_I < 1/4$,且都采用 NRZ 数据调制时,载波捕获与跟踪采用相干 Costas 环比 UQPSK 的 MAP 算法简单,且平方损失不变或恶化很小。本文讨论的 UQPSK 信号中 $P_Q/P_I = 1/10$,因而采用相干 Costas 环。

最佳闭环结构的相干 Costas 环,如极性 Costas 环^[5]、数据辅助环、解调-再调制环^[7,8],都采用了反馈环来抵消实际输入信号的相位同本地载波环的相位估计值间的误差,即在开始恢复载波前假设数据的比特定时已获得。本文讨论的接收信号是经过相互正交的两路直接序列扩频码调制的载波抑制信号,发射功率小,信噪比低,故必须首先对扩频码信号进行

码相关捕获. 而多普勒频移使中频载波的频偏远大于锁相环的工作范围, 因此数据的比特定时需在载波频率捕获并矫正到一定范围后才能获得. 为了快速捕获载波的同时具有好的动态及噪声性能, 我们载波恢复算法采用数字化的自动频率捕获环加相干 Costas 环的设计. 我们对此方案的性能做了理论分析, 并实现了基于 FPGA 的完整方案及仿真, 证明了算法的有效性.

2 数字化 UQPSK 载波捕获跟踪环

本文主要讨论中频接收系统, 即输入信号已从 S 波段下变频到中频, 中频信号由式 (1) 表示:

$$y(t) = \sqrt{2 P_I} \cdot PN_I(t + aT_c) C(t) \sin[(f + \Delta) t + \theta] + \sqrt{2 P_Q} \cdot PN_Q(t + aT_c) \cos[(f + \Delta) t + \theta] + n(t) \quad (1)$$

式中: $n(t)$ 表示附加高斯白噪声; 扩频波形 $PN_I(t)$ 是 Gold 码, 周期为 1023 码元, 称为短码; 而扩频波形 $PN_Q(t)$ 是一截短 18 阶 m 序列, 周期为短码的 256 倍, 称为长码; 两路扩频码速率相同, 约为 $3M/s$; aT_c 为码相位误差; f 为载波频率, Δ 为多普勒频偏; θ 为相位误差. P_I, P_Q 分别为同相支路与正交支路的平均功率, 且 $p = P_Q/P_I = -10\text{dB}$; $C(t) = d_k P(t - kT)$ 为调制在短码上的数据序列, 速率为 $2k/s$, $d_k = \pm 1$, $P(t)$ 理想情况下为宽度 T 的矩形脉冲.

我们的 UQPSK 接收机采用相干 Costas 环重构载波, 虽然 Costas 环对高斯噪声具有较好的抗干扰性能, 但对通信链路干扰特别是动态多普勒频移的容忍能力较差, 而载波环输入信号的多普勒范围在 $\pm 1.5\text{kHz}$. 为保证 TDRSS 应答机在卫星通信的高动态环境下有宽的频率捕获范围, 我们在载波环设计中采用了初始跟踪用动态能力强的自动频率捕获环跟踪频率变化, 稳态跟踪用热噪声误差小的 Costas 环跟踪载波相位的方案, 使得载波跟踪环能同时满足动态性与跟踪精度的要求. 载波捕获跟踪环的结构如图 1 所示.

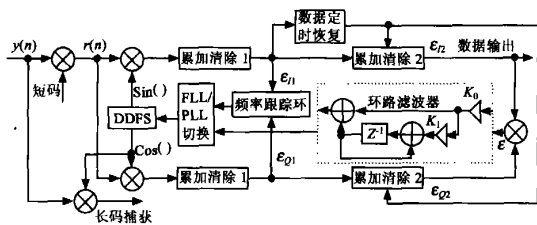


图 1 载波捕获与跟踪环

3 自动频率捕获环

载波频率的估计方法有很多, 在频率相对稳定时, 采用最大似然估计 (MLE) 对未知正弦波频率估值较好, 但当频率随时间变化较大且调制数据速率较高时, 实现较为复杂. 对高动态的信号, 快速估计相位、频率、频率变化率等, 可以采用扩展卡尔曼滤波法 (EKF) 或自适应最小二乘法 (ALS), 但通常是在假定数据调制已消除的条件下, 同时算法复杂, 实现困难. 为此我们对载波自动频率锁定跟踪环进行了全新设计, 使算法可自适应的对鉴频范围及鉴频精度进行调整, 以满足捕获和跟踪大动态多普勒的要求, 同时实现也较简单.

在载波捕获跟踪前, 短码已经捕获且精确跟踪, 因此可假

设短码完全解扩. 中频信号经采样及数字化, 采样频率 $1/T_s$ 为中频的四倍, 为描述问题方便, 我们将解扩后的中频信号表示为同相和正交分量, 如式 (2) 所示:

$$r(n) = \sqrt{2} r_I(n) \sin[(f + \Delta) nT_s + \theta] + \sqrt{2} r_Q(n) \cos[(f + \Delta) nT_s + \theta] \quad (2)$$

其中, $r_Q(n) = \sqrt{P_Q} \cdot PN_Q(n) \cdot PN_I(n) \cdot C(n) + n_Q(n) \cdot PN_I(n)$, $r_I(n) = \sqrt{P_I} \cdot C(n) - n_I(n) \cdot PN_I(n)$, n_I, n_Q 是自由零均值复高斯白噪声, 且单边功率谱密度为 N_0 . 假设本地恢复载波的同相及正交输出信号为: $r_s(n) = \sqrt{2} \cdot \sin(f nT_s + \hat{\theta})$, $r_c(n) = \sqrt{2} \cos(f nT_s + \hat{\theta})$, 令 $\phi = \theta - \hat{\theta}$, 由于累加清除 1 累加时间 T_I 的选择, 由最低要求工作信噪比决定, 同时要求与输入的最大多普勒频移 Δ 的关系满足: $2 \times T_I \times \Delta < \pi/2$, 即 T_I 应小于 $\pi / (2 \Delta)$ 的 $1/8$, 因此 T_I 也远小于数据符号宽度 T , 可以认为累加期间数据符号不变, 同时多普勒频偏的影响也较小, 因此经过下变频和累加清除 1 并忽略倍频分量后的同相及正交支路的信号为:

$$\begin{cases} r_I(n) = d_k \sqrt{P_I} \sum_{m=0}^{T_I/T_s} \cos(\Delta(mT_s + nT_I) + \phi) - (N_{I1} + N_{Q1}) \sin(\phi) - N_{I1} \cos(\phi) \\ r_Q(n) = d_k \sqrt{P_I} \sum_{m=0}^{T_I/T_s} \sin(\Delta(mT_s + nT_I) + \phi) + (N_{I1} + N_{Q1}) \cos(\phi) - N_{I1} \sin(\phi) \end{cases} \quad (3)$$

其中 N_{I1}, N_{Q1} 是相互独立的零均值高斯白噪声, $PN_I(n)$ 与 $PN_Q(n)$ 是处理增益为 G_p 且相互正交的伪随机序列, 则 $N_{I1} = \sqrt{P_Q} \sum_{m=0}^{T_I/T_s} R_{IQ}(m) \sin(\Delta mT_s) = \sqrt{P_Q} \sum_{m=0}^{T_I/T_s} R_{IQ}(m) \cos(\Delta mT_s)$ 也是独立的零均值高斯噪声, $R_{IQ}(m)$ 为 $PN_I(n)$ 和 $PN_Q(n)$ 的互相关函数, 且各噪声分量的方差为: $\sigma_{N_{I1}}^2 = \sigma_{N_{Q1}}^2 = N_0 T_I$, $\sigma_{N_1}^2 = P_Q T_I^2 / 2 G_p$.

因此 I, Q 两路的等效噪声可以认为是零均值高斯噪声, 且等效环路信噪比可以通过式 (4) 计算:

$$\text{SNR} = \frac{P_I T_I}{2 T_I (P_Q T_I^2 / 2 G_p + 2 N_0 T_I)} = \frac{P_I G_p}{P_Q T_I^2 + 4 N_0 T_I G_p} \quad (4)$$

令

$$\begin{cases} A_{I1}(n) @ \sum_{m=0}^{T_I/T_s} \cos(\Delta(mT_s + nT_I)) \\ A_{Q1}(n) @ \sum_{m=0}^{T_I/T_s} \sin(\Delta(mT_s + nT_I)) \\ A_1(n) @ A_{I1}(n) + j A_{Q1}(n) = e^{j \Delta(mT_s + nT_I)} = |A_1(n)| e^{j \angle A_1(n)} \\ \angle A_1(n) @ \arctan \frac{A_{Q1}(n)}{A_{I1}(n)} \end{cases}$$

则式 (3) 中各式的第一项可改写为:

$$\begin{cases} \sum_{m=0}^{T_I/T_s} \cos(\Delta(mT_s + nT_I) + \phi) = \text{Re}\{A_1(n) e^{j(\phi + \angle A_1(n))}\} \\ \sum_{m=0}^{T_I/T_s} \sin(\Delta(mT_s + nT_I) + \phi) = \text{Im}\{A_1(n) e^{j(\phi + \angle A_1(n))}\} \end{cases} \quad (5)$$

同时易得 $A_1(n) @ \int_{m=0}^{T_s/T_s} e^{j d m T_s} e^{j d m T_s} A_1(0)$, 则有 $A_1(n) @ \int_{m=0}^{T_s/T_s} e^{j d m T_s} e^{j d m T_s} A_1(0)$.

因为 N, N_1, N_2 是相互独立的零均值高斯白噪声, 所以通过 $A_1(n) @ \int_{m=0}^{T_s/T_s} e^{j d m T_s} e^{j d m T_s} A_1(0)$ 计算式 (3) 中信号的相位, 其值的概率分布为一马尔可夫过程, 与环路信噪比 γ 的关系为:

$$P(\phi) = E[A_1(n)] + \frac{1}{2} \frac{1}{I_0(\gamma)} e^{\cos(\phi)} \quad (6)$$

$I_0(\gamma)$ 为 γ 的 0 阶贝塞尔函数, 因此我们利用 $E[A_1(n+m) - A_1(n)] @ \int_{m=0}^{T_s/T_s} e^{j d m T_s} e^{j d m T_s} A_1(0)$ 可以得到多普勒频偏估计式:

$$\hat{\omega} = \frac{A_1(n) - A_1(n-m)}{m T_s} @ \int_{m=0}^{T_s/T_s} e^{j d m T_s} e^{j d m T_s} A_1(0) \quad (7)$$

但式 (7) 估计多普勒频偏的缺点是对噪声比较敏感, 即对低信噪比信号估计值的方差较大. 为此我们采用了 Kay 提出的“加权相位差分”估计^[10], 使其对平稳信号可以达到 Cramer-Rao 下界. 用式 (8) 估计多普勒频偏的瞬时频率:

$$\hat{\omega} = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{K-1} h_n(\omega), \quad h_n(\omega) = \frac{1.5N}{N^2 - 1} \left[1 - \left(\frac{n - (N/2 - 1)}{N/2} \right)^2 \right] \quad (8)$$

这样频偏估计值的方差减小可达: $\frac{\text{var}(\hat{\omega}) | \omega}{\text{var}(\hat{\omega}) | (8)} = \frac{N(N+1)}{6(N-1)}$.

基于以上算法的自动频率跟踪闭环结构如图 2 所示.

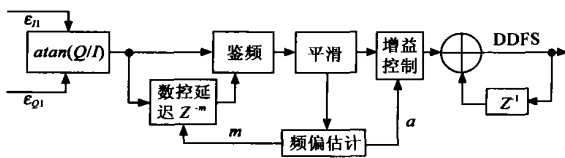


图 2 载波自动频率跟踪环

环路中的参数 $n = T_s/T_s$, m 和 a 由频偏估计决定, 假设频偏估计值为 f , 则 m 应满足式 $2 \times nmT \times f / 2$, 并根据 f 自适应调整: 在起始校正时, 一般假设起始频偏较大, 因而 m 取值较小, 但 m 值越小使得恢复的频偏精度越小. 因此在残余频偏减小到一定范围时, 增加 m 的值, 同时调整 a 的值使环路带宽保持一定. 算法重复上述过程, 每一次具有不同的参数值, 直到频偏减小到锁相环的线性工作范围.

此自动频率跟踪环优于其它方法的最大好处是可以实时的估计多普勒频偏, 并自适应的调整环路增益, 由此可大大缩短载波频率捕获时间.

4 锁相跟踪环

通过上一步对 DDFS 频率的调整, 使信号中的频偏得到有效的抑制, 数据的比特定时可以有效地恢复, 所以当频偏恢复到锁相环的线性工作范围内, Costas 环启动并工作在最佳闭环结构. Costas 环结构如图 1 中所示, 环路滤波器参数 K_0, K_1 决定环路带宽和快捕带. 因为本文讨论的 UQPSK 信号中长码的功率远小于短码, 所以恢复的载波相位的方差及稳定度直接影响到数据解调的误码率及长码的捕获.

在 Costas 环中, I、Q 两路信号经过的两级累加清除器等效于匹配滤波器, 利用自动频率跟踪环中的结论, 只要将式 (3)

中的 T_s 相应的替换为 T 即可得到 I_2 和 Q_2 .

$$\begin{cases} I_2(n) = d_k \sqrt{P_I} \cos(\phi_d(mT_s + nT_s) + \phi) \\ \quad - (N_{N_2} + N_{Q2}) \sin(\phi) - N_{N_2} \cos(\phi) \\ Q_2(n) = d_k \sqrt{P_I} \sin(\phi_d(mT_s + nT_s) + \phi) \\ \quad + (N_{N_2} + N_{Q2}) \cos(\phi) - N_{N_2} \sin(\phi) \end{cases} \quad (9)$$

其中 N_{N_2}, N_{Q2}, N_{N_2} 是相互独立的零均值高斯白噪声, 各噪声分量的方差为: $\sigma_{N_2}^2 = \sigma_{N_{Q2}}^2 = \sigma_{N_{N_2}}^2 = N_0 T, \sigma_{N_2}^2 = \frac{P_0 T^2}{2 G_p}$.

同前, 令 $A_2(n) @ A_{I2}(n) + jA_{Q2}(n) = |A_2(n)| e^{j\phi_2(n)}$, 则鉴相误差通过 (10) 计算:

$$\begin{aligned} \phi_2(n) @ I_2(n) Q_2(n) \\ = P_I |A_2(n)|^2 \cos(\phi + \phi_2(n)) \sin(\phi + \phi_2(n)) + N_e(n, \phi) \\ = \frac{P_I}{2} |A_2(n)|^2 \sin(2\phi + 2\phi_2(n)) + N_e(n, \phi) \end{aligned} \quad (10)$$

$N_e(n, \phi)$ 为环路中的等效噪声, 包含信号与噪声相乘、噪声与噪声相乘的项. 由文献 [11] 我们可以得到其方差为:

$$\begin{aligned} \sigma_{N_e}^2 &= P_I |A_2(n)|^2 \left[\sigma_{N_2}^2 + \sigma_{N_{Q2}}^2 \right] + \frac{2}{N_0} \sigma_{N_2}^2 \sigma_{N_{Q2}}^2 + \frac{4}{N_0} \sigma_{N_{N_2}}^2 \\ &= P_I |A_2(n)|^2 \left[\frac{P_0 T^2}{2 G_p} + N_0 T \right] + \frac{P_0 N_0 T^3}{2 G_p} + N_0^2 T^2 \end{aligned} \quad (11)$$

环路的差分控制方程为:

$$\frac{d\phi}{dt} = \omega_d - K_v F(z) \left[\frac{P_I}{2} |A_2(n)|^2 \sin(2\phi + 2\phi_2(n)) + N_e(n, \phi) \right] \quad (12)$$

其中 K_v 为 DDFS 的定标系数, 单位是 rad/LSB, $F(z)$ 为环路滤波器, ω_d 是残余的多普勒频偏. $\phi_2(n)$ 中的 $\phi_2(n)$ 为频偏引起的相差, 在鉴相误差信号中表现为直流分量, 经过二阶环路滤波器 $F(z)$ 累加并逐渐消除多普勒频偏.

② 环路的跟踪性能

我们假设当环路锁定时, 多普勒频偏 ω_d 趋于零, $\phi_2(n)$ 可忽略, 环路信噪比足够高, 可以使环路工作在线性范围, 则环路在线性工作范围的差分控制方程为:

$$\frac{d\phi}{dt} = -K_v F(z) \left[P_I |A_2(n)|^2 \cdot \phi + N_e(n, \phi) \right] \quad (13)$$

此时锁定点鉴相曲线为: $\phi @ (n)_{\text{signal}} = P_I |A_2(n)|^2 \cdot \phi$,

则相位的稳态方差为: $\sigma_{\phi}^2 @ \frac{2 N_e T B_L}{K^2}$.

B_L 为环路滤波器的单边等效带宽, 如图 1 所示的环路滤

波器传递函数为: $F(z) = k_0 \frac{1 + (k_1 - 1) Z^{-1}}{1 - Z^{-1}}$.

则 Costas 环的闭环传递函数为:

$$H(z) = \frac{k_0 Z^{-1} + k_0 (k_1 - 1) Z^{-2}}{1 - (2 - k_0) Z^{-1} + (1 + k_0 (k_1 - 1)) Z^{-2}} \quad (14)$$

由文献 [12] 可以分别得到阻尼系数, 环路带宽及快捕带:

$$d = \frac{k_0}{4 k_1}, B_L = \left[\frac{2 k_1 - 4}{(k_1 - 1)(4 - 2 k_0 + k_0 k_1)} - 1 \right] \cdot \frac{1}{T} \cdot f_k = \frac{k_0}{10} \cdot \frac{1}{T}$$

$1/T$ 是环路滤波器输入的采样频率, 为了实现简便, 参数 K_0, K_1 都为 2 的负幂次方值.

5 系统实现及性能分析

我们采用 FPGA + PROM 的方案,DDFS、载波环鉴频、鉴相算法及数据解调算法由 FPGA 实现,PROM 存储 $atan()$ 值供 FPGA 查表完成鉴频,表 1 为本系统与 TDRSS 接收机载波环技术要求^[12]和第四代 TDRSS 接收机载波环^[13]的性能比较。

表 1 主要性能比较

TDRSS 接收机	本系统	技术要求	第四代
遥控遥测数据速率	2kbps(可变)	125 - 2kbps	500 - 2kbps
$BER < 10^{-5}$ 最低信噪比	43dBHz	- 140dBm	36dBHz
频率跟踪范围	± 120 kHz	± 100 kHz	± 160 kHz
频率变化率	250Hz/s	75Hz/s	380Hz/s
载波捕获时间	< 2 s(43dBHz)	< 4 s	< 2 s(33dBHz)

图 3 为无频差时计算式(3)的相位 $\varphi_1(k)$ 和鉴频输出 $\varphi_1(k) = \varphi_1(k) - \varphi_1(k - m)$ 在 $m = 2, n = 1536, f_d = 1500$ Hz 时,在不同输入信噪比下的概率分布。

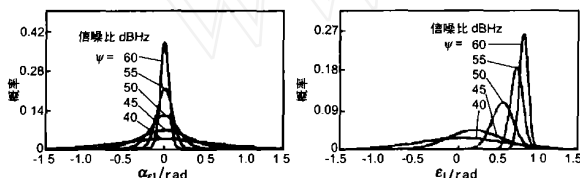


图 3 $\varphi_1(k), \varphi_1(k)$ 在不同信噪比下的概率分布

图 4 为上述条件下用式(7)和式(8)在不同输入信噪比下对频差进行估计的均值与方差,其中(8)式中 $N = 60$ 。

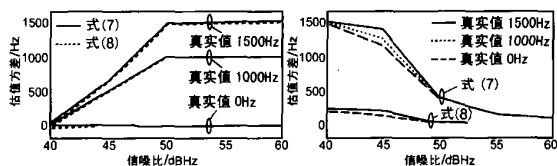


图 4 式(7)、(8)在不同信噪比下的频差估计的均值与方差

可见 φ_1 的均值随信噪比的减小从 $2 \times mnT \times \varphi_d$ 变为 0, 频率估值算法的均值也逐渐趋于 0, 而方差则迅速增加, 即当信噪比低于 40dBHz 时, 鉴频算法和频率估值算法将失效, 同时我们也看到用式(8)对频差进行估计比式(7)的方差减小到约 $N/6$ 。图 5 为测量的入锁后 Costas 环的载波相位在不同输入信噪比下的输出方差, 以及同一 Costas 环在输入信号分别为 UQPSK 直接序列扩频调制, BPSK 直接序列扩频调制, 单纯 BPSK 时的性能与理论值的比较, 其中 $K_0 = 2^{-5}, K_1 = 2^{-8}$, 环路带宽为 18Hz, 快捕带 6Hz。

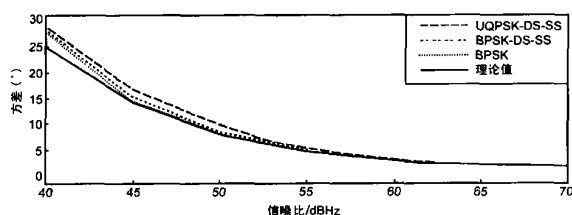


图 5 载波相位在不同输入信号和信噪比下方差的比较

6 结论

本文针对 TDRSS 的 S 波段前向链路采用的 UQPSK 直接序列扩频调制, 提出其中频载波恢复算法的改进设计, 并给出了全数字化方案的性能和理论分析。基于 TDRSS 中频接收机数字系统的测试验证了方案的正确性, 同时具有较好的性能。

参考文献:

- [1] D A Hill, J B Bodie. Carrier detection of unbalanced QPSK direct sequence signals [A]. IEEE MILCOM '99 [C]. Atlantic City: Oct-Nov, 1999. 437 - 441.
- [2] Weber C L. Candidate receivers for unbalanced QPSK [J]. ITC Proceedings, 1976, 12: 455 - 464.
- [3] W R Braun, W C Lindsey. Carrier synchronization techniques for unbalanced QPSK signals- Part I (ID) [J]. IEEE Transactions on Communications, Sept. 1978, COM-26: 1325 - 1341.
- [4] M K Simon. Tracking performance of unbalanced QPSK demodulators: Part I-biphase costas loop with passive arm filters [J]. IEEE Transactions on Communications, Aug. 1978, COM-26: 1147 - 1156.
- [5] M K Simon. Tracking performance of unbalanced QPSK demodulators: Part II-biphase costas loop with active arm filters [J]. IEEE Transactions on Communications, Aug. 1978, COM-26: 1157 - 1166.
- [6] Clark A P, Atelek A. Carrier-phase synchronization in the demodulation of UQPSK signals [J]. IEEE Proceedings-Communications, Oct 1989, 136(5): 351 - 360.
- [7] M K Simon, W C Lindsey. Optimum performance of suppressed carrier receivers with costas loop tracking [J]. IEEE Transactions on Communications, February 1977, COM-25(2): 215 - 227.
- [8] M K Simon. On the optimality of the MAP estimation loop for carrier phase tracking BPSK and QPSK signals [J]. IEEE Transactions on Communications, January 1979, COM-27(1): 158 - 165.
- [9] J J 斯普里凯尔 [美], 白延隆, 李道本, 译. 数字卫星通信 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1980. 69 - 71.
- [10] Kay S. Statistically/computationally efficient frequency estimation [A]. Proc IEEE ICASSP-88 [C]. New York, 1988. 2292 - 2295.
- [11] M K Simon. False Lock Performance of FQ Costas Loops for Pulse-Shaped Binary Phase Shift Keying [R]. TDA Progress Report, November 15, 1997, 42 - 131.
- [12] Greenbelt, MD, Space Network (SN) User's Guide [M]. Revision 7, 530-SNUG, NASA Goddard Space Flight Center, November 1995. 99 - 109.
- [13] S-Band TDRSS Spread Spectrum Transponder [EB/OL]. http://www.alcatel.es/espacio/trcss_e.html, September 2002.

作者简介:

王 诺 男, 1975 年 10 月生于山西太原, 1999 年获中国科学技术大学电子工程与信息科学学士学位, 现为中国科学技术大学博士研究生, 主要研究方向为卫星通信和移动通信。

Email: nuo.wang@ustc.edu.cn.