

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.03.015

宽带 8PSK 解调高速数传接收机设计^{*}

刘景元^{**}

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:受卫星信道热噪声、多普勒、畸变影响,传统八进制相位键控(8PSK)接收机性能不佳,速率不高,较少应用于航天测控通信系统。针对这一问题,设计并实现了一种基于 FPGA 的航天测控系统宽带 8PSK 解调高速数传接收机,采用 Gardner 算法实现时钟恢复,利用基于最大似然估计的鉴相算法完成载波同步,并用分数间隔的并行恒模均衡算法提高接收性能。该技术已应用于某接收系统并实现了 600 Mb/s 8PSK 信号解调,误码率在 $1 \times 10^{-3} \sim 1 \times 10^{-8}$ 之间时,解调损失与理论值不超过 2 dB。宽带 8PSK 解调高速数传接收机可为我国二代中继系统提供支持。

关键词:测控通信系统;高速数传接收机;8PSK 解调;载波同步;定时恢复;恒模均衡;TDRSS

中图分类号:TN763;V557 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)03-0302-05

Design of a High Data Rate Receiver with Wideband 8PSK Demodulation

LIU Jing-yuan

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: Because of the thermal noise, large Doppler and intersymbol interference in a satellite communication link, high data rate receiver(HDR) with 8-Phase Shift Keying(8PSK) demodulation is used in tracking and data relay satellite system(TDRSS). A wideband 8PSK demodulation technology is proposed. The technology employs Gardner algorithm as timing synchronizer, Maximum Likelihood(ML) Decision-Directed(DD) method as phase detector and a fractionally spaced constant modulus algorithm(FS-CMA) equalization to improve demodulation performance. A receiver based on the technology is implemented by using field programmable gate array (FPGA) and a 600 Megabits per second(Mbps)8PSK signal has been tested. According to the theoretical approach, the demodulation loss difference between tested value and theoretical value is less than 2 dB when the Bit Error Rate (BER) ranges 1×10^{-3} to 1×10^{-8} . China's new generation TDRSS can employ the receiver as its wideband 8PSK demodulator.

Key words: TT&C system;high data rate receiver(HDR);8PSK demodulator;carrier synchronization;timing recovery;constant modulus equalizer;TDRSS

1 引 言

8PSK 是多进制移相键控中最简单的一种,在相同的带宽条件下,8PSK 的信息传输速率是 QPSK 的 1.5 倍,可以更加有效地利用有限的频带资源。随着地球探测卫星的不断增多,空间数据传输的频带

日趋拥挤。空间数据系统咨询委员会(CCSDS)针对此要求提出 8PSK 等高效率调制标准^[1]。我国第一代中继星系统采用 BPSK、QPSK 调制体制,随着中继用户终端数量的快速增长以及对传输带宽的更高要求,在二代中继卫星系统建立时,提出了 8PSK 高效调制体制的需求^[2-3]。

^{*} 收稿日期:2012-08-17;修回日期:2012-11-15 Received date:2012-08-17;Revised date:2012-11-15
^{**} 通讯作者:liu_jy@163.com, liu.joel@gmail.com Corresponding author: liu_jy@163.com, liu.joel@gmail.com

完整的 8PSK 解调高速数传接收机需要解决匹配滤波、载波同步、符号定时同步等问题^[4], 在带限非线性卫星信道中, 8PSK 的性能远没有 AWGN 条件下那样乐观, 且 8PSK 系统较之 QPSK 抵抗 AM/AM 和 AM/PM 失真的能力较弱^[5], 必须设计算法消除信道畸变引起的影响。8PSK 解调高速数传接收机还要解决算法的并行实现问题。

文献[6]研究了窄带条件下的 8PSK 解调技术, 尚未对整个解调环路的指标进行分析。文献[7]提出一种非锁相环方式的载波频率相位估计方法, 该同步载波不理想带来的信噪比损耗约为 0.5 dB。文献[8]提出一种易于高速实现的 LMS 算法和有利于提高接收机性能的分数间隔和判决反馈均衡结构, 设计出了一种高性能盲均衡器。目前可见文献主要解决的问题还是算法研究或对某部分的实现, 没有解决中继卫星高速宽带 8PSK 解调接收机的整机设计问题, 也没有对解调性能进行分析。

本文首先对宽带 8PSK 信号的解调方案及信号处理流程进行整体介绍, 然后针对方案中 3 个主要环节, 即载波恢复、定时恢复以及均衡方法进行了分析, 对所涉及各环节进行了仿真。最终, 记录了硬件实验平台对信息速率达 600 Mb/s 的 8PSK 信号的解调性能。本文设计的 8PSK 解调接收机在实验室环境下测试了中频闭环解调性能, 为中继星后续工程奠定了基础。

2 宽带 8PSK 信号解调流程

宽带 8PSK 解调接收机的结构框图如图 1 所示。

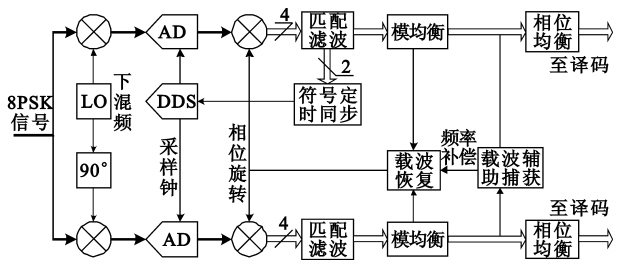


图 1 8PSK 解调接收机原理框图

Fig.1 Block diagram of the 8PSK demodulation receiver

解调接收机分模拟处理和数字处理, 模拟部分主要完成输入信号的前期处理, 主要由中频滤波器、正交下变频、频综等部件组成, 它接收中频输入信号, 输出两路正交基带信号; 数字处理部分主要由 FPGA 实现, 它包括一个多相结构的滤波器(用于完成基带信号的匹配滤波)、一个基于 Gardner 算法的

符号定时同步器、一个载波恢复模块(用直接判决的最大似然估计鉴相算法(DD-MLE)完成载波恢复), 以及常模均衡器和最小均方误差均衡器(两个均衡器用以完成同步后基带信号的幅度均衡以及相位均衡)。

所有算法均采用并行结构, 解决宽带信号处理吞吐率极高的问题。上述结构的优点在于: Gardner 位同步方案使得数字处理的系统时钟与信息速率保持相关, 简化匹配滤波、载波恢复以及均衡算法; 在复基带信号上先采用恒模均衡算法可降低载波恢复时的相噪, 载波恢复和相位均衡都用直接判决法可以减少 FPGA 运算量。

信号处理流程如下: 输入信号首先与本地载波参考相乘, 变成 IQ 两路基带信号; 两路基带信号经 AD 模数变换后 4 倍符号速率过采样, 生成数字基带信号; 匹配滤波器输出基带信号码元反转点与判决点; 符号定时同步模块利用反转点与判决点提取定时误差, 控制 DDS 生成 AD 采样钟; 载波恢复模块利用均衡后的判决点提取相位误差, 控制相位旋转模块完成本地相干解调; 均衡分为两部分, 分别对解调信号进行幅度均衡与相位均衡。

3 宽带 8PSK 信号解调的关键技术

3.1 符号定时同步

符号定时同步是接收机最关键的功能之一。接收机不仅必须知道匹配滤波器或相关器输出的抽样频率, 也要知道在每一个符号间隔的什么位置上抽样。在持续时间为 T 的符号间隔内, 抽样时刻的选择称为定时相位。符号定时同步的稳定性直接影响整个系统的性能。因为在接收端检测和译码过程中, 需要各种时钟信号, 它们都必须在获得连续而准确的位同步信号的基础上派生出来。位同步信号中断就意味着通信中断。

高速数传接收机符号定时同步一般有两种方案, 即定采样钟 + 内插重采样技术或者直接采用变采样率钟技术, 本设计采用后者, 一个符号周期固定的采样 4 个点, 其设计的数字匹配滤波器的带宽将自适应地根据码速率的变化而变化, 从而提高信噪比, 优化解调器的性能符号。定时同步包括定时误差估计、误差环路滤波和定时误差校正。方案采用 Gardner 并行算法提取时钟误差, 送入位同步环路滤波器, 将得到的频率控制字压控高速数字 DDS, 3 个功能模块相互配合, 完成位同步环路的功能。

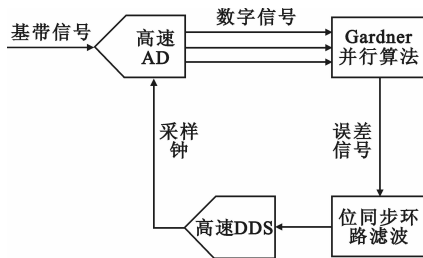


图2 符号定时同步原理框图

Fig.2 Block diagram of the 8PSK signal timing recovery

误差提取采用基于最大似然估计算法的 Gardner 定时误差估计^[9],鉴相公式为

$$e(k) = \{y_I((k-1)T) - y_I(kT)\} y_I(kT - T/2) \tag{1}$$

式中, y_I 是输入信号, T 是码元周期。该算法在符号发生极性转换时效果最佳,并且对载波频率偏移不敏感,广泛应用于 PSK 的符号同步。它提取滤波后信号的第一个点与第三个点之间的误差,送入环路滤波器。

提取的误差信号送入环路滤波器。卫星通信中,多普勒变化率相对较低,从实现的角度考虑,采用二阶环路,环路结构如图 2 所示。

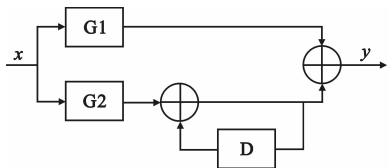


图3 二阶环路滤波器原理框图

Fig.2 Block diagram of a second order loop filter

环路滤波器的传递函数为

$$F(z) = G_1 + \frac{G_2}{1 - Z^{-1}} \tag{2}$$

式中, $G_1 = rd$, $G_2 = rd^2$, $d = \frac{4B_l}{r+1}$, B_l 为归一化环路带宽, r 为对应模拟环的 4 倍阻尼系数。

鉴相输出的误差信息通过环路滤波器控制外部直接数字频率综合器(DDS)产生 AD 采样时钟,与 VCO 相比,DDS 一致性较好。

3.2 载波的捕获与跟踪

8PSK 调制信号不含载波分量,通过非线性变换实现载波的捕获跟踪,以下以平方非线性变换为例,证明非线性变换会带来较大的平方损耗。

对叠加噪声的 8PSK 信号进行三次平方操作,信号的八次方为一固定常数,噪声的八次方后为一各态历经的零均值随机过程,用统计平均代替合集

平均,三次平方后的方差即为归一化噪声功率,绘制平方损耗图如图 4 所示。

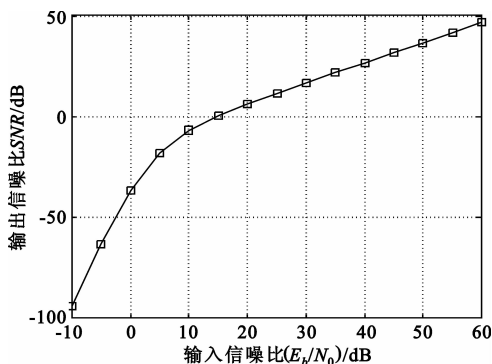


图4 8PSK 信号的平方损失

Fig.4 Square loss of 8PSK signal

当输入信号信噪比小于 10 时,八次方输出信噪比急剧恶化,给载波估计带来困难,需要选择其他的非线性处理方法实现载波的估计以及环路跟踪。根据高速数传接收机应用场景需求,载波的估计与粗捕采用 Viterbi 非线性频率估计算法,载波捕获跟踪采用基于最大似然估计的直接判决法。这两种算法在信噪比较低的情况下是有偏估计,但在高速卫星通信系统的应用范围内,估计性能良好。

假设接收机已完成了定时同步,接收信号可以表示为

$$s_k = \sqrt{E_s} \exp(j(\phi_k + \omega_c k + \theta)) + \tilde{n}(k) \tag{3}$$

式中, E_s 为码元能量, ϕ_k 为第 k 个接收符号的相位调制信息, $\phi_k = \frac{n\pi}{4} + \frac{\pi}{8}$, $n \in [0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7]$, $\omega_c k + \theta$ 为未知的载波相位信息, $\tilde{n}(k)$ 是 k 时刻对噪声 $\tilde{n}(t)$ 的采样, $\tilde{n}(t) = n_I(t) + jn_Q(t)$ 是高斯白噪声,功率谱密度 $S_I(f) = S_Q(f) = \frac{N_0}{2}$ 。

Viterbi 非线性频率估计算法主要用于估计 MP-SK 信号的剩余相差,通过改进可以用于估计 MPSK 的频差^[10],分为 3 个步骤:

步骤一:计算输入采样点的相位信息:

$$\phi_n = \arctan\left(\frac{y_n}{x_n}\right);$$

步骤二:计算 8 倍 $8\hat{\phi}_n$:

$$\hat{x}'_n + j\hat{y}'_n = F(\rho_n) \exp(8\hat{\phi}_n), \rho_n = \sqrt{x_n^2 + y_n^2},$$

式中, $F(\rho_n)$ 为有偏估计的修正函数;

步骤三:缓存数据进行 FFT 运算,获得频率估计。

载波的捕获跟踪与符号定时同步采用类似的环

路结构,如图 5 所示。

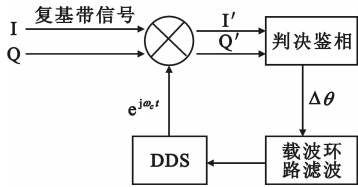


图 5 载波捕获跟踪原理框图

Fig.5 Block diagram of the 8PSK signal carrier recovery

DDS 受控制产生本地剩余频差,用于消除基带信号的剩余载波,消除剩余的基带信号进入判决鉴相模块,鉴相用直接判决的最大似然估计法^[4],对输入信号 s_k 进行直接判决 $\hat{s}_k = \hat{a}_k + j\hat{b}_k$:

$$\hat{a}_k = u_k \left[z_k + \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - z_k) \right] \tag{4}$$

$$\hat{b}_k = u_k \left[-z_k + \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + z_k) \right]$$

$$\begin{aligned} u_k &= \text{sign}[\text{Re}(s_k)] \\ v_k &= \text{sign}[\text{Im}(s_k)] \end{aligned} \tag{5}$$

$$z_k = \text{sign} \{ |\text{Re}(s_k)| - |\text{Im}(s_k)| \}$$

鉴相公式为

$$e_k = \text{Re}[s_k] * \text{Im}[\hat{s}_k] - \text{Im}[s_k] * \text{Re}[\hat{s}_k] \tag{6}$$

上式鉴相输出为常规 8PSK 信号,若令 $z_k = \text{sign} \{ |\text{Im}(s_k)| - |\text{Re}(s_k)| \}$,则判决输出星座图为 $\pi/8$ -8PSK 信号,与发端星座映射无关。

解调采用 $\pi/8$ 偏移 8PSK 信号,各星座点在坐标轴上的投影距离较大,只有 4 种可能的判决值,且基带信号发生翻转的概率也较高。不管发端星座图做何种星座映射,解调都可以采用 $\pi/8$ 偏移 8PSK 进行解调,只需在载波鉴相算法中进行上述设计即可。

载波捕获跟踪环的环路滤波器与位同步环的环路滤波器设计方法相同。环路滤波器输出为剩余相差,用剩余相差控制数字频率综合器,使它输出一个与接收信号同频同相的本地剩余频差,用于消除输入信号的剩余载波信息。

3.3 高速均衡设计

在带限非线性卫星信道中,8PSK 的性能远没有 在 AWGN 条件下那样乐观,且 8PSK 系统较之 QPSK 抵抗 AM/AM 和 AM/PM 失真的能力较弱,因此,为了提高 8PSK 系统在带限非线性卫星信道中的性能,均衡器是必不可少的。

MPSK 信号的均衡一般采用最小均方误差算法 (LMS)或常模均衡算法(CMA)^[11],8PSK 解调信号可以使用 LMS 均衡算法,但是,其多电平特性可能会

导致均衡器失效。例如采用 DD-LMS,判决器的 4 个直接判决门限分别选取为 $-d_2 < -d_1 < 0 < d_1 < d_2$,当输入信号

$$|\max |x(n)| - d_1| < |\max |x(n)| - d_2|$$

时,多进制判决器会退化为二进制判决器,均衡器失效。

8PSK 信号更适合采用 CMA 算法进行幅度及相位进行均衡,CMA 算法幅度相关项和相位相关项的加权和组成的目标函数为

$$F(e(n)) = E[(|z(n)|^2 - A)^2 + \beta (z(n) - \hat{z}(n))^2] \tag{7}$$

式中, A 为期望幅度, $\hat{z}(n)$ 是 $z(n)$ 的判决, $z(n) = w^T(n)X$, β 是相位权重因子。均衡器权矢量递归关系为

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - u(|z(n)|^2 - A)z(n)x^*(n) - \\ &\quad u\beta(z(n) - \hat{z}(n))x^*(n) \end{aligned} \tag{8}$$

上式第二项与解调信号相位无关,即常模均衡可以位于载波环之前,用于弥补非线性信道引入的幅度抖动,改善载波跟踪环路的性能;第三项使判决值与解调值之间的均方误差最小。

在均衡器稳定的前提下, $w(n)$ 收敛于 w_0 , $w_0 = \lim_{n \rightarrow \infty} w(n) = \lim_{n \rightarrow \infty} w(n-1) = \dots = \lim_{n \rightarrow \infty} w(n-K)$,上式改写成

$$\begin{aligned} \hat{w}(n+1) &= \hat{w}(n) + ue(n)x(n) = \\ &\quad \hat{w}(n) + ue(n-K)x(n-K) \end{aligned} \tag{9}$$

通过延迟滤波器系数,解决了 FPGA 多流水节拍与均衡算法之间的矛盾。

4 实验结果与结论

根据上述方案,设计完成了信息速率 30 ~ 600 Mb/s 的宽带 8PSK 高速数传接收机,其输入信号为 1.2 GHz,中频模拟带宽 400 MHz,具有自动载波捕获、自动符号同步能力,具有自适应盲均衡能力。搭建室内中频闭环的测试环境如图 6 所示。

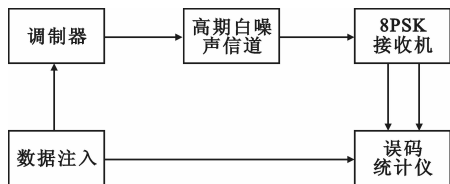


图 6 8PSK 解调接收机测试框图

Fig.6 BER test diagram of a 8PSK receiver

调制器采用泰科公司任意波形发生器 (AWG 7112B),它可以产生最高频率达 6 GHz 的任意波形,噪

声源为 Noise PNG7112A,提供2 GHz范围内的平坦噪声。叠加噪声后的信号定标信噪比后送入接收机进行解调。对解调信号进行误码比对。该实验环境实现了中频闭环测试,可对接收机自身性能进行评测。经测试,信息速率为600 Mb/s时误码率曲线如图7所示。可见,不同信息速率条件下,误码性能相近。

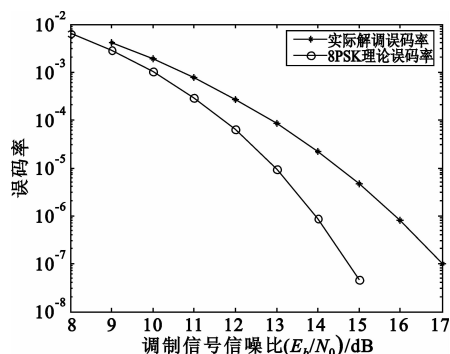


图7 8PSK解调测试误码率
Fig.7 BER of the 8PSK receiver

5 结 论

实验表明,本文所述宽带 8PSK 解调高速数传接收机能实现信息速率达600 Mb/s高速 8PSK 信号的解调, E_b/N_0 在9~16 dB范围内,实际解调误码率与理论解调误码率相差不超过2 dB。

二代中继卫星系统选用 8PSK 调制解调为主要信息传输手段,本宽带 8PSK 解调高速数传接收机可为其提供支持。

参考文献:

- [1] CCSDS 401.0-B, Radio Frequency and Modulation Systems, Part1: Earth Stations and Spacecraft[S].
- [2] 罗伦,时信华,阳军. 我国卫星数据中继系统中的高速数据传输问题研究[J]. 飞行器测控学报,2002,21(4):7-13.
LUO Lun, SHI Xin-hua, YANG Jun. Research on high speed data transmission based TDRSS [J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2002, 21(4): 7-13. (in Chinese)
- [3] 柴霖. 临近空间飞行器测控与信息传输系统频段选择[J]. 航空学报,2008,29(4):1007-1012.
CHAI Lin. The selection of work frequency for near space vehicle TT&C and information transmission system[J]. ACTA Aeronautica ET Astronautica Sinica, 2008, 29(4): 1007-1012. (in Chinese)

- [4] Gaudenzi R D, Vanghi V. Analysis of an All-Digital Maximum Likelihood Carrier Phase and Clock Timing Synchronizer for Eight Phase-Shift Keying Modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(10): 773-782.
- [5] 李晶,刘振芳,李爱宏,等.TCM-8PSK 在非线性卫星信道下的误码性能研究[J]. 通信学报,2006,27(8):98-103.
LI Jing, LIU Zheng-fang, LI Ai-hong, et al. Bit error rate performance analysis of TCM-8PSK system based on band-limited nonlinear satellite channel[J]. Journal on Communications, 2006, 27(8): 98-103. (in Chinese)
- [6] 张浩,张彧,潘长勇. 8PSK 全数字解调技术的实现[J]. 电视技术,2010,34(2):4-6.
ZHANG Hao, ZHANG Yu, PAN Chang-yong. Research and Implementation of All Digital 8PSK Demodulation[J]. Video Engineering, 2010, 34(2): 4-6. (in Chinese)
- [7] 张润峰. 低信噪比条件下的载波恢复[D]. 长沙:国防科学技术大学,2007.
ZHANG Run-feng. Carrier Recovery in Low-SNR Condition [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)
- [8] 王宇舟. 分数间隔判决反馈盲均衡器的设计与仿真[J]. 通信技术,2010,43(12):38-40.
WANG Yu-zhou. Design and Simulation of Fractional Space-determined Feedback Blind Equalizer [J]. Communications Technology, 2010, 43(12): 38-40. (in Chinese)
- [9] Gardner F M. A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(5): 423-429.
- [10] Viterbi A J, Viterbi A M. Non-linear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1983, 29(2): 543-551.
- [11] Godard D N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system[J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, 28(11): 1867-1875.

作者简介:



刘景元(1977—),男,甘肃玉门人,2004年获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为信号处理与卫星数据传输。

LIU Jing-yuan was born in Yumen, Gansu Province, in 1977. He received the M.S. degree in 2004. He is now an engineer. His research concerns digital signal processing and satellite communication.

Email: liu_jy@163.com, liu.joel@gmail.com