

文章编号:1001-893X(2011)05-0042-04

一种适用于低轨星载通信侦察系统的解调方法^{*}

巢捷频,李 晟

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:介绍了低轨星载通信侦察的特点,针对侦察中多普勒变化率相对信号带宽较大时传统技术无法跟踪和解调 PSK 信号的问题,提出一种基于改进的三阶锁相环的解调方法和实现途径,并使用该方法研制了解调软件,在实际工程中进行了成功应用,满足了低轨卫星侦察系统对该类信号解调的需求。

关键词:低轨卫星;侦察系统;BPSK;QPSK;解调

中图分类号:TN763 **文献标识码:**A **doi:**10.3969/j.issn.1001-893x.2011.05.009

A Demodulation Method Based on Third-order PLL for LEO Satellite Reconnaissance System

CHAO Jie-pin, LI Sheng

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

Abstract: The characteristics of satellite-based communication reconnaissance is introduced. An improved demodulation method based on third-order phase-locked loop (PLL) is proposed to solve the problem that conventional technology cannot track and demodulate PSK signal when the Doppler changing rate is large relative to signal bandwidth in reconnaissance. With this method, the demodulation software has been developed and applied in practical engineering. This method meets the needs of LEO (Low Earth Orbit) satellite reconnaissance system for signal demodulation.

Key words: LEO satellite; reconnaissance system; BPSK; QPSK; demodulation

1 引 言

低轨通信侦察卫星运行在距地面数百公里高的轨道上,需要对一定频段内的通信信号进行侦察,具体包括确定信号的调制形式、调制参数、对信号进行测向定位以及解调。目前解调常用的方式是在卫星平台上进行采样,数据传回地面后使用解调软件进行信号解调处理。

低轨星载通信侦察中的解调,与普通的通信信号解调相比,主要的技术特点有:侦察需要进行非合作解调,相对合作解调更加困难;多普勒频移及其变

化率较大,解调困难。通常,解调可以分为相干解调和非相干解调两大类。在低轨通信电子侦察卫星应用中,侦察信号信噪比普遍较低,需选用相干解调。现有相干解调技术中应用最为广泛的二阶环跟踪环路结构,但如果信号多普勒频率变化快,二阶锁相环的载波捕获时间较慢,频率捕获能力很有限。三级环路在载波跟踪方面表现比二阶环优越,传统的三阶环路可以满足本应用中带宽在千赫量级以上的解调,但对于码速率更低的信号也无能为力^[1]。

为解决上述问题,我们基于传统的三阶锁相环路,提出了一种改进的解调方法,并进行了实际应用验证。

^{*} 收稿日期:2011-01-30;修回日期:2011-04-14

2 基于三阶锁相环的改进解调方法

改进的解调方法功能框图如图 1 所示。

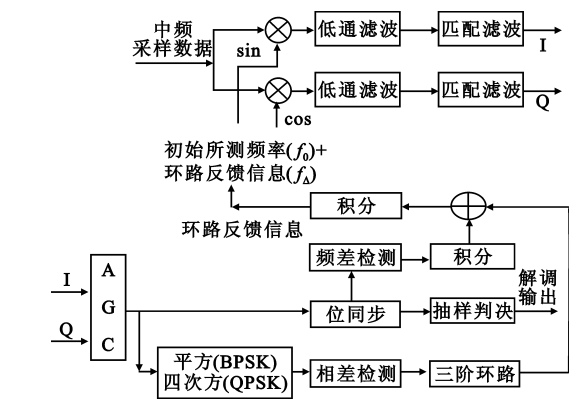


图 1 改进的解调方法功能框图

Fig.1 Block diagram of improved demodulation method

本方法与传统的解调方法相比,主要特点有:

(1)把传统锁相环按最佳采样点进行反馈的机制改为按每个采样时刻进行反馈,这样大大提高了环路反馈频率,可以更有效地跟踪载波;

(2)采用了自动频率跟踪环来解决载波频率跟踪问题,适合于侦察中的非合作解调。图 1 中频差检测、积分反馈构成自动频率跟踪环路,此方法可以解决初始频差可能会超过锁相环的捕获带宽的问题,将频差控制在锁相环路的捕获带宽内,这部分用在相位同步环路锁定之前,当锁定指示显示环路锁定后就立即关闭此环路,以免影响三阶环路的稳定性。

3 具体实现途径

本方法可以使用计算机软件实现,具体实现流程如图 2 所示。各具体步骤下面分别叙述。

- (1)测量信号初始频率
- 数据输入时,取一定量的起始数据进行测频计算。对 BPSK/QPSK 信号可以利用对其平方谱和四次方谱进行频率测量,得到初始频率 $f_0^{[2]}$ 。
- (2)数字下变频、FIR 滤波抽取
- 将中频采样信号与混频频率信号进行混频,将中频信号下变频到基带,其中下变频混频频率为信号初始频率(f_0)与环路反馈相位产生的频率(f_{Δ})之和。
- 与传统的解调方法不一样的是,此处的下变频频率不是根据每个符号最佳采样时刻的插值序列进行,而是根据每个采样点实时的反馈信息进行。滤波器选择 FIR 低通抽取滤波器,抽取倍数根据信号的码速率、采样率决定。设计时抽取滤波后采样率

根据码速率分为两种情况:码速率大于400 bit/s时采样率约为 20 倍码速率;码速率小于400 bit/s时采样率约为 60 倍码速率,可以取得比较好的效果。

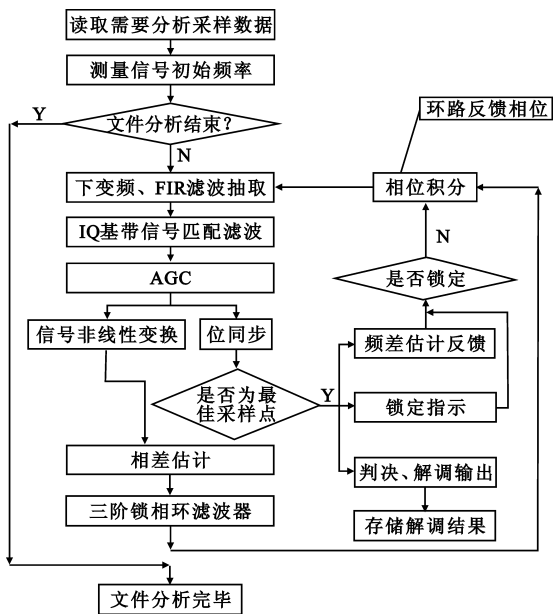


图 2 实现流程

Fig.2 Flow chart of implementation

(3)基带信号匹配滤波

非协作解调中信号发送方的滤波形式及系数不能确定,一般可选择根升余弦 0.6 系数为匹配滤波器系数,经仿真此系数的不同设置对解调性能的适应性较强,当然也可以人工选择匹配滤波器类型和系数。

(4)滤波后信号非线性变换

根据 BPSK、QPSK 调制方式的不同需要进行不同的处理,BPSK 需要进行二次方非线性变换,QPSK 需要进行四次方非线性变换,主要目的是为了消除调制,为后面相差估计提供条件^[3]。

(5)位同步

位同步采用闭环反馈结构,关键的时间误差检测算法采用 Gardner 的 DD 算法,定时误差采用 2 倍符号率采样,其中一个采样点为符号最佳采样,另一个为两个最佳采样点之间的采样点^[4]。

(6)自动增益控制(AGC)

将下变频滤波抽取后的非线性变换信号进行归一化处理,消除信号幅度变换带来的影响。

(7)相差估计

鉴相器根据 I、Q 两路基带信号进行相位估计,此信号就是载波相位同步时的相位差,相位差作为

三阶环滤波器的输入。

(8)三阶环滤波器

采用两个二阶环级联成三阶环,第一级的二阶环路输出作为第二级二阶环的输入,第二级环路的输出作为整个三节环路的输出,二阶环数字锁相环采用并联形式。

理想二阶环的环路滤波器 S 域传递函数如式(1), τ_1 和 τ_2 分别为典型二阶环路的增益控制系数, s 为频率的表征,可构造三阶环的环路滤波器如式(2),三阶环的开环传递函数如式(3)。根据环路稳定性条件和环路噪声带宽不能为无穷大,则必须满足捕获带宽是环路必然进入锁定的最大固有频差^[5]。

$$F(s)=\frac{1+s\tau_2}{s\tau_1} \tag{1}$$

$$F(s)=\left(\frac{1+s\tau_2}{s\tau_1}\right)^2 \tag{2}$$

$$H(s)=\frac{K(1+s\tau_2)^2}{\tau_1^2s^3} \tag{3}$$

下面将设计的三阶锁相环转化为数字形式,锁相环设计中,只需转换环路滤波器,见式(2),将其进行拉普拉斯反变换,然后进行 Z 变换即可得该设计的关键系数,其中 T 为码元周期,具体如公式(4)~(7):

$$H(z)=\frac{a+bz^{-1}+cz^{-2}}{1-2z^{-1}+z^{-2}} \tag{4}$$

$$a=\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^2+\frac{2\tau_2T}{\tau_1^2} \tag{5}$$

$$b=\frac{T^2}{2\tau_1^2}-2\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^2-\frac{2\tau_2T}{\tau_1^2} \tag{6}$$

$$c=\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^2+\frac{T^2}{2\tau_1^2} \tag{7}$$

(9)频差估计

考虑到实际情况,初始频差可能会超过锁相环的捕获带宽,或是由于频差变化速率大导致锁相环失锁。因此,在系统还需要使用自动频率控制(AFC),通常自动频率控制技术是用在相位同步环路锁定之前,将频差控制在锁相环路的捕获带宽内。此处采用了非辅助判决前馈式载波频差估计的方法,实时地估计出载波频率,并对载波频率进行修正,使频差进入到锁相环的捕获带宽内。频差估计应用了符号自相关频差估计算法,是基于符号最佳采样点时刻数据进行计算的。

在接收端,假设获得的符号定时且无符号间干扰,基带信号表达形式为

$$r(kT)=a_ke^{j(2\pi k f_d T+\theta_0)}+v(kT) \tag{8}$$

式中, $\{a_k\}$ 为独立同分布的等概数据, $1/T$ 为符号速率, f_d 是未知载波频偏, θ_0 是未知载波相位, $v(kT)$ 是实部与虚部统计独立的复值高斯白噪声。针对 $2\pi/M$ 旋转对称星座,载频偏差估计表达式为式(10),其中 L 为经验参数,一般取大于 20 的整数, N 为观察长度, $Z(KT)=r^M(KT)$, $R(m)$ 为序列 $Z(KT)$ 自相关的估计值见式(9),频差 f_d 的计算如式(10):

$$R(m)=\frac{1}{N-m}\sum_{k=m+1}^Nz(kT)z^*(kT-mT), \tag{9}$$
$$1\leq m\leq N-1$$

$$f_d=\frac{1}{MT}\sum_{m=1}^L\arg[R(m)] \tag{10}$$

(10)相位积分

将频差估计值换算为相位和三阶环路滤波器输出值进行累加,为整个环路的反馈输出改变混频频率,引导下变频滤波。

(11)锁定指示

锁定指示根据最佳采样点的 I、Q 数据进行阈值判断,阈值取较低信噪比情况下的经验值。

(12)判决、解调输出

对位同步中最佳采样时刻的信号进行判决输出 0、1 码流序列,解调软件将解调结果按二进制数据顺序进行存储,以便查询及后续处理。

4 性能分析与实际应用

我们以本方法为基础,研制了卫星通信侦察信号解调软件,根据应用需求,针对表 1 所示不同的频率和码速率的信号进行了大量的测试。在地面系统测试中,利用扫频源模拟多普勒变化的情况来进行验证;卫星发射后,在轨测试阶段利用地面标校信进行测试,结果均达到指标要求(误码率小于 1×10^{-4})。

表 1 调制信号样式说明

Table 1 Signal parameters

信号样式	信噪比 /dB	最高信号频率 /GHz	信号码速率范围 /(ksample/s)	最大多普勒变化率 /(kHz/s)	多普勒偏移范围 /kHz
BPSK	10.4	0.4	0.075~19.2	0.1	±10
QPSK	11.4	0.4	0.075~19.2	0.1	±10
BPSK	10.4	6.5	2.4~85	1.6	±150
QPSK	11.4	6.5	2.4~42.5	1.6	±150

图 3 为多普勒频移变化情况下对 QPSK 信号进行解调时,软件显示的星座图。

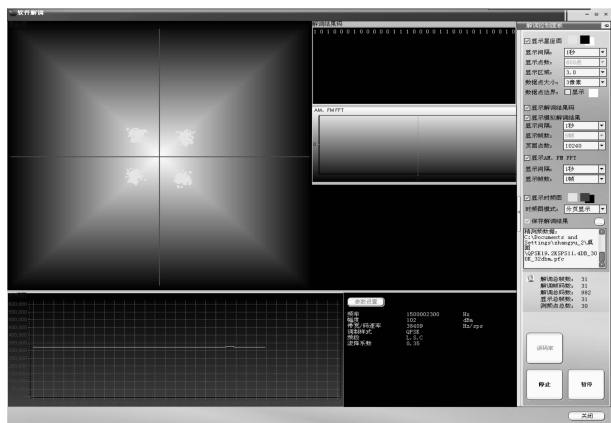


图 3 QPSK 星座图
Fig.3 QPSK constellation

对大于85 ksample/s的信号,我们使用 MATLAB 进行仿真,仿真条件主要针对码速率在100 kbit/s以上调制信号,采样率均高于 20 倍码速率, $E_b/N_0 = 10\text{ dB}$,发射信号滚降因子变化范围为 0.2~1,接收采用的是滚降因子为 0.4 的匹配滤波器。仿真结果如下:

- (1)信号滚降因子变化对系统性能的影响不大;
- (2)信噪比为 10 时,BPSK、QPSK 均可达到 10×10^{-4} 的误码率要求;
- (3)在同等信噪比及测频误差情况下,码速率越高可跟踪多普勒变化率极限值越高;
- (4)在采样率足够高情况下,对500 kbit/s调制信号仿真时,可跟踪多普勒变化率可达100 kHz/s。

图 4 为仿真平台下码速率为100 kbit/s的 BPSK 信号在多普勒变化率为20 kHz/s情况下的相位估计误差曲线及锁定指示曲线。

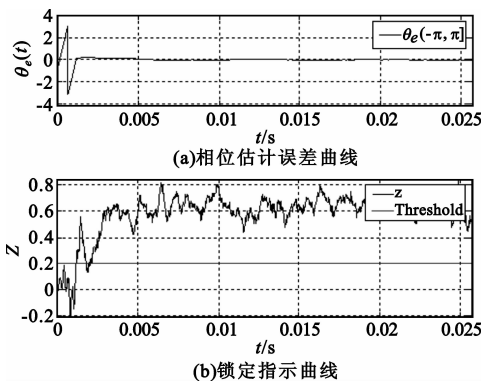


图 4 相位误差及锁定指示曲线

Fig.4 PLL error and locked indication curve

图 4 中 θ_e 为环路反馈相位与实际信号相位的差值, Z 为锁定指示值, 锁定指示值大于阈值 (Threshold, 图中值为 0.2 的直线) 时就表示环路已经锁定。从图中可以看出, 本方法对较大宽带的信

号也具备良好的跟踪性能。

5 结 论

上述基于传统的三阶锁相环路进行改进的 PSK 信号解调方法, 结合了自动频率跟踪环路的功能, 同时加快了环路反馈速度, 使得其非常适合于通信侦察中对大多普勒变化率信号的解调。根据这种方法研制的解调软件, 在卫星的地面测试和在轨运行中表现良好, 证明了本方法的有效性。目前本方法主要应用在软件解调上, 解调实时性受到限制, 但其也具备根据需要移植到硬件中进行实时解调的潜力。

参考文献:

[1] 刘有虞. 锁相技术及其在航天测控通讯中的应用[J]. 电讯技术, 2008, 48(增 3): 12-23.
LIU You-yu. The Application of PLL Technology in the Space TT&C[J]. Telecommunication Engineering, 2008, 48(Suppl. 3): 12-23. (in Chinese)

[2] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1992: 262-270.
CAO Zhi-gang, QIAN Ya-sheng. Modern communication theory[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1992: 262-270. (in Chinese)

[3] 张厥盛, 郑继禹, 万心平. 锁相技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994: 140-146.
ZHANG Jue-sheng, ZHENG Ji-yu, WAN Xin-ping. PLL technology[M]. Xi'an: Xidian University Press, 1994: 140-146. (in Chinese)

[4] 刘伟, 王东进, 刘发林. 低轨道卫星移动通信的调制解调方式[J]. 无线通信技术, 2002(4): 29-32.
LIU Wei, WANG Dong-jin, LIU Fa-lin. Method of Modulation and Demodulation in LEO Mobile Satellite Communication [J]. Wireless Communication Technology, 2002(4): 29-32. (in Chinese)

[5] 屈强, 刘华东, 杨君, 等. 软件锁相环的设计与应用[J]. 遥测遥控, 2007, 28(1): 10-14.
QU Qiang, LIU Dong-hua, YANG Jun, et al. Design and Application of Software Phase Lock Loop[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2007, 28(1): 10-14. (in Chinese)

作者简介:

巢捷频 (1977—), 男, 江西景德镇人, 2000 年获学士学位, 现为硕士研究生、工程师, 主要研究方向为信号处理;
CHAO Jie-pin was born in Jingdezhen, Jiangxi Province, in 1977. He received the B.S. degree in 2000. He is now an engineer and also a graduate student. His research direction is signal processing.
Email: chaojiepin@gmail.com
李 晟 (1980—), 湖北随州人, 硕士, 工程师, 主要研究方向为信号处理。
LI Sheng was born in Suizhou, Hubei Province, in 1980. He is now an engineer with the M. S. degree. His research direction is signal processing.