

BPSK调制高动态遥测接收机的设计

胡东伟^{1,3}, 陈杰¹, 石寅², 潘申富³, 汪春霆³

(1. 中国科学院微电子研究所 北京 丰台区 100029; 2. 中国科学院半导体研究所 北京 丰台区 100083;
3. 中国电子科技集团公司第五十四研究所 石家庄 050081)

【摘要】针对BPSK调制的高动态遥测接收机的多普勒频率漂移大和码元符号周期随着多普勒变化的问题,提出了一种全数字的接收机结构,研究了载波频率跟踪和码元符号定时跟踪的跟踪算法,指出了跟踪环路的稳定条件。仿真验证了该算法和接收机结构的可行性,结果表明,该接收机在初始频偏23 kHz、加速度20 g、载波初始相位 $\pi/2$ 、码环初始偏差5/8个码元的条件下仍能稳定捕获和跟踪。

关键词 载波跟踪; 锁相环; 符号定时; 遥测接收机

中图分类号 TN975

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.05.011

Design of BPSK Modulated High Dynamic Telemetry Digital Receiver

HU Dong-wei^{1,3}, CHEN Jie¹, SHI Yin², PAN Shen-fu³, and WANG Chun-ting³

(1. Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences Fengtai Beijing 100029;

2. Institute of Semiconductors, Chinese Academy of Sciences Fengtai Beijing 100083;

3. The 54th Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation Shijiazhuang 050081)

Abstract In order to compensate the Doppler frequency drift and chip period variation of the BPSK-modulated telemetry receiver, a new all-digital-receiver structure is proposed. Both the carrier tracking algorithm and the timing tracking algorithm are studied. The stability conditions of both loops are also addressed. Simulations are employed to prove the feasibility of the algorithms and the receiver structure. Simulations show that the loop can still get acquisition and keep tracking even with the condition of 23 kHz initial frequency offset, 20 g acceleration, $\pi/2$ initial carrier offset, and 5/8 chip initial code offset.

Key words carrier offset; PLL; symbol timing ; telemetry receiver

遥测接收机通常用于接收空间飞行器发送回地面的测量数据。传统上的遥测接收机普遍采用PCM/FM的遥测体制^[1]。但PCM/FM体制需要的信号带宽较宽,引入了更多的噪声,从而降低了接收灵敏度。因此,本文研究了一种BPSK调制的遥测接收系统。

由于空间飞行器的飞行速度快、加速度大,遥测接收机通常表现出很高的动态特性,即飞行器飞行速度快,一方面意味着多普勒频移会很大,另一方面意味着码元周期变化大。本文把多普勒效应造成的多普勒频移称为频率多普勒,把多普勒效应对码元周期的影响称为码多普勒。飞行器加速度大,意味着频率多普勒和码多普勒的变化很快,由此给遥测接收机的设计造成很大的困难。

现代接收机普遍采用数字技术来实现。一般由模拟电路将射频信号变到低中频,然后进行AD采样,此后,所有的处理都在数字域进行。本文研究一个BPSK

调制的遥测系统,信息传输速率为2 Mb/s,最大加速度为20 g(g 为重力加速度),最大速度为7 km/s。

1 系统描述及接收机需要解决的问题

1.1 系统描述

图1为遥测系统示意图。在空间飞行器上装载一

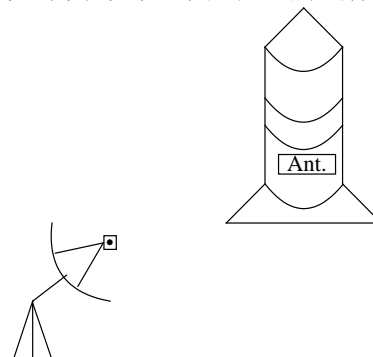


图1 遥测系统示意图

个(腰带)天线,在地面设置一个伺服遥测接收站。飞行器上的各传感器测得的数据,通过(腰带)天线发往地面的伺服天线。地面的伺服天线接收到信息后,做基带处理,解调出数据。本文主要研究这一地面的基带接收,不包括伺服系统。对于基带接收,系统主要有两个特点:1)因一般空间飞行器飞行高度较高,传播环境可视为自由空间系统;2)航天器飞行速度、加速度都很大,由于多普勒效应,导致了接收信号的高动态特性。

发送信号为非归零(NRZ)编码BPSK调制,可描述为:

$$s(t) = \sum_{n \in (-\infty, +\infty)} b_n g(t - nT_{\text{code}}) \quad (1)$$

式中, $b_n \in (-1, +1)$; $g(t)$ 为NRZ编码BPSK波形; T_{code} 为静态时(不受多普勒影响)的码元周期。接收信号经过射频下变频后,送往基带的低中频信号可描述为:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi(f_{\text{IF}} + \Delta f_0 + f_{\text{d, carr}})t} \times \sum_{n \in (-\infty, +\infty)} b_n g \left(t - \int_{-\infty}^{T_c^{n-1}} T_c(t) dt \right) \right\} + n(t) \quad (2)$$

式中, $\text{Re}\{\cdot\}$ 为取实部; f_{IF} 为接收信号的中频频率; Δf_0 为接收机晶振造成的频偏; $f_{\text{d, carr}}$ 为载波多普勒频移; T_c^{n-1} 指第 $n-1$ 个比特结束的时刻; $n(t)$ 为高斯噪声, 方差为 $N_0/2$ 。

1.2 接收机需要解决的问题

由于从飞行器到遥测接收机的传播路径可视为自由空间,不存在多径现象,所以接收机主要需要解决同步问题。同步包括采样同步、频率同步和帧同步。帧同步是在BPSK解调之后实现,较简单,本文不予研究。由于飞行器的高动态特性,采样同步和频率同步都严重受到多普勒效应的影响^[2],是接收机需要解决的主要问题。

多普勒频移与速度、载波频率的关系为:

$$f_d = f_c \frac{v \cos \alpha}{c} \quad (3)$$

式中, v 为速度; c 为光速; α 为速度与发送和接收机之间的夹角,为简单计,略去 $\cos \alpha$ 项; f_c 为载频。对本文系统,多普勒效应将同时引起载波偏移和码速率偏移。对载波,设载频为 f_{carr} ,则多普勒频偏为 $f_{\text{d, carr}} = f_{\text{carr}} \frac{v}{c}$ 。对码速率,设码速率为 R_{code} ,单位为 bit/s(比特每秒)。则码速率的偏移为 $R_d = R_{\text{code}} \frac{v}{c}$ 。设原始码周期为 $T_{\text{code}} = \frac{1}{R_{\text{code}}}$,则考虑

多普勒效应后,码周期变为 $T_c = \frac{1}{R_{\text{code}} + R_d} =$

$$\frac{c}{c+v} T_{\text{code}}。$$

飞行器最大速度为7 km/s,载频设为2.3 GHz,则最大多普勒频移可达53.7 kHz。设接收机晶振为10 ppm,则晶振引起的最大频偏可达23 kHz。多普勒和晶振引起的频偏都是未知的,需要克服。传输码速率为2 Mb/s,则码速率的偏移可达46.7 bit/s。这意味着,在最高速率7 km/s时,接收机每秒将多(或少),取决于飞行器是靠近还是远离接收机)接收46.7个码元。显然,倘若接收机仍然按照2 Mb/s的速率进行采样判决,将造成很大的误码率。

2 接收机结构

现代接收机一般采用全数字结构,图2给出了本文的全数字接收机结构^[3]。图中,接收信号经过模拟射频变换到20 MHz的低中频后,进行AD采样,采样率为16 MHz,是单路数据。AD采样的数据与本地数字控制振荡器(NCO)产生的正交载波相乘,变换为I、Q两路。I、Q两路数据送入一个7级的延迟线。延迟线的第1、3、5、7级分别输入4个相关器(P_1 (Prompt1)、E(Early)、 P_2 和L(Late))。 P_1 或 P_2 相关器的输出经过一个多路选择器,选择结果用于最后BPSK判决,并用于鉴频鉴相。一方面,鉴相结果经过一个环路滤波器,控制载波NCO的相位增量,从而调整NCO的频率,实现载波跟踪。乘法器、 P_1/P_2 相关器、多路器、载波鉴相器、载波环路滤波器和载波NCO构成一个反馈环路,称为载波环路。另一方面,E/L相关器进入一个码鉴相器,鉴相结果送入码环路滤波器,控制码NCO的相位增量,从而调整码NCO的溢出频率。码NCO的溢出信号,控制相关器输出并清零。乘法器、E/L相关器、码鉴相器、码环路滤波器和码NCO构成一个反馈环路,称为码环。

由于相关器每次输出的同时会清零,每两次码NCO的溢出,代表一个比特周期的积分区间。调整码NCO的溢出频率,意味着调整该积分区间的长度和位置,从而实现采样同步。在无码多普勒的情况下,每个码元恰好为8个采样。码NCO每8个时钟溢出一次,指示3个相关器输出其积分值,同时积分器清零,为下一个码元的积分做好准备。倘若由于多普勒效应导致码元周期缩短,以致经常第8个采样落在了下一个码元周期,这时,E/L相关器的能量不再平衡,将导致码

NCO做出调整, 增大码NCO的相位增量。这样, 会经常出现经7个采样时钟, 码NCO溢出, 积分器输出。反之, 倘若由于多普勒效应导致码元周期加长, E/L相关器的能量会不平衡, 码NCO的相位增量会减小, 会经常出现经过9个采样时钟, 码NCO才溢出, 积分器才输出。由此, 只要环路稳定, 相关器会一直跟踪保持平均一个码元的积分时间。

图2的接收机结构, 有以下几点需要说明: 1) 该

结构主体来自参考文献[3]中的GPS接收机结构, 而稍有不同。2) 不同之处主要在于GPS接收机使用了3路相关器E、P和L, 形成迟早环, 而本文使用了4路相关器P₁、E和P₂、L, 这是由码积分器积分输出能量与积分起始时间之间的关系决定的。3) 中频信号的中心频率 f_{IF} 为20 MHz, 而采样频率 f_s 为16 MSymbols/s。采用带通采样的方法, 中心频率等效为 $f_{IF} - f_s$ 。

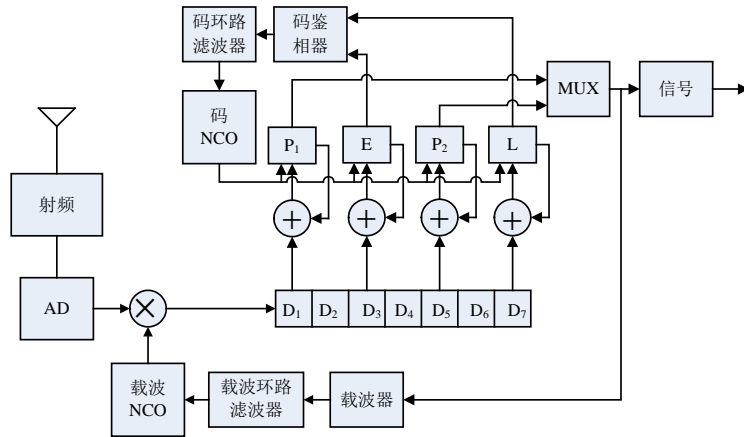


图2 接收机结构

3 环路设计

从以上对接收机结构的讨论中可以看到, 接收机的核心是两个环路。载波环路实现载波频率的跟踪, 克服载波多普勒的影响, 码环路实现积分定时的跟踪保持, 克服码多普勒导致的采样定时误差。

3.1 码鉴相器

码鉴相器用于在存在定时误差时, 给出误差信号。设相邻两个码元不相关, 由于本文系统采用非归零BPSK调制, $b_n \in (-1, +1)$, 因此相邻两个码元 (b_n, b_{n+1}) 取 $(-1, -1)$ 、 $(-1, +1)$ 、 $(+1, -1)$ 、 $(+1, +1)$ 的概率均为 $\frac{1}{4}$ 。积分器积分时间为一个码元长度, 设该积分区间的起始时间落在 $[0, T_c)$ 之间, 记为 τ 。积分的数据覆盖了 (b_0, b_1) , 则积分器的输出能量期望值为^[4]:

$$E\{|(T_c - \tau)b_0 + \tau b_1|^2\} = \frac{1}{4}T_c^2 + \frac{1}{4}T_c^2 + \frac{1}{4}(2\tau - T_c)^2 + \frac{1}{4}(T_c - 2\tau)^2 = \frac{1}{2}T_c^2 + \frac{1}{2}\left(\tau - \frac{T_c}{2}\right)^2 \quad (4)$$

显然, 当积分起始时间落在 $[T_c, 2T_c)$ 、 $[2T_c, 3T_c)$ 、... 以及 $[-T_c, 0)$ 、 $[-2T_c, -T_c)$ 、... 时, 输出能量将重复 $[0, T_c)$

的情况。图3给出了该积分输出能量关于积分起始时间的图形。

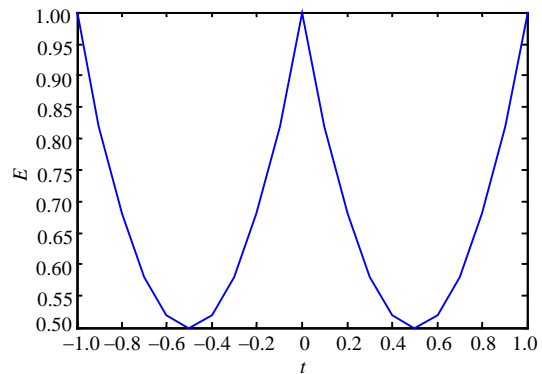


图3 积分器输出能量期望与积分起始时间的关系图中的横、纵坐标分别关于 T_c 、 T_c^2 做了归一化。由图显然可见, 输出能量关于0或 $\frac{T_c}{2}$ 周期对称, 对称区间为 $\left[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}\right)$ 或 $[0, T_c)$ 。3路相关器E、P和L相互间隔 $\frac{T_c}{4}$, 在一个对称区间之内。因此, 迟早环路直接使用E、L两路相关器的能量输出之差, 作为码鉴相器的输出^[5]。即:

$$e_{code} = |L|^2 - |E|^2 \quad (5)$$

这样, 稳态时 $E\{e_{code}\} = 0$, 环路会逐渐稳定,

但有0和 $\frac{T_c}{2}$ 两个稳定点。为此,图2中,在 D_1 和 D_5 处同时设置了两路相关器,二者刚好相差 $\frac{T_c}{2}$ 。通过比较 D_1 和 D_5 两路相关器的输出能量期望值大小,即可确定一个收敛稳定在0,一个收敛稳定在 $\frac{T_c}{2}$ 处。选择其较大者(收敛在0)用于载波环的跟踪和输出判决。

3.2 载波鉴相器

载波鉴相器比较接收信号和本地NCO给出的载波相位,提取误差信号。式(2)中的接收信号与本地NCO产生的正交载波相乘,假设本地NCO的频率为 f_L ,它与接收信号的频率部分的差别为 Δf ,即:

$$\Delta f = f_{IF} + \Delta f_o + f_{d,carr} - f_L \quad (6)$$

于是:

$$\begin{cases} I(t) = r(t) \cos(2\pi f_L t + \varphi) = \\ \frac{1}{2} \cos(2\pi \Delta f t + \varphi) \sum_{n \in (-\infty, +\infty)} b_n g \left(t - \int_{-\infty}^{T_c^{n-1}} T_c(t) dt \right) + n_1(t) \\ Q(t) = -r(t) \sin(2\pi f_L t + \varphi) = \\ \frac{1}{2} \sin(2\pi \Delta f t + \varphi) \sum_{n \in (-\infty, +\infty)} b_n g \left(t - \int_{-\infty}^{T_c^{n-1}} T_c(t) dt \right) + n_Q(t) \end{cases} \quad (7)$$

式(6)中省略了 $f_{IF} + \Delta f_o + f_{d,carr} + f_L$ 的高频项,因相关器具有低通滤波的效果,该高频项省略是可行的。式(7)中 $n_1(t)$ 、 $n_Q(t)$ 的噪声方差均为 $\frac{N_0}{4}$,采用如下的频率鉴相器^[6]:

$$e_{carr} = \arctg \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right) \quad (8)$$

稳定情况下, $e_{carr} = 0$,此时, $\Delta f = 0$, $\varphi = 0$ 或 π 。这时,输出信号全部集中在I支路上,Q支路的输出只有噪声。当收敛在 π 时,I支路的判决输出存在 180° 相位翻转。该翻转可通过帧结构中的同步字来发现并矫正。

3.3 环路滤波器

环路滤波器决定了整个锁相环路的稳定性、收敛时间以及稳态误差。两个环路都可抽象为图4所示的模型。图中PD为鉴相器,LF为环路滤波器 $F(z)$ 。考虑硬件实现时的延时,NCO可模型化为 $N(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$ ^[7]。将鉴相器的特性简化为线性,且增益因子为1,即:

$$u_d(t) = \theta_1(t) - \theta_o(t) \quad (9)$$

这样,闭环系统的传递函数为:

$$H(z) = \frac{F(z)N(z)}{1 + F(z)N(z)} \quad (10)$$

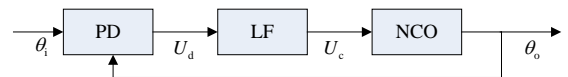


图4 环路模型

由于飞行器的高动态特性,本文选择二阶的环路滤波器,其传递函数为:

$$F(z) = C_1 + \frac{C_2}{1-z^{-1}} + \frac{C_3}{(1-z^{-1})^2} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10),并定义环路的等效噪声带宽为:

$$B_n = \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df \quad (12)$$

可得^[5,8]:

$$\begin{cases} B_n = \frac{ab^2 + a^2 - b}{4(ab-1)} \omega_n & a = 1.1, b = 2.4 \\ C_1 = \frac{8b\omega_n T + 2\omega_n^3 T^3}{8 + 4b\omega_n T + 2a\omega_n^2 T^2 + \omega_n^3 T^3} \\ C_2 = \frac{8a\omega_n^2 T^2 - 4\omega_n^3 T^3}{8 + 4b\omega_n T + 2a\omega_n^2 T^2 + \omega_n^3 T^3} \\ C_3 = \frac{8\omega_n^3 T^3}{8 + 4b\omega_n T + 2a\omega_n^2 T^2 + \omega_n^3 T^3} \end{cases} \quad (13)$$

并且, $H(z)$ 的分母为:

$$N(z) = (C_1 - 1)z^{-3} - (2C_1 + C_2 - 3)z^{-2} + (C_1 + C_2 + C_3 - 3)z^{-1} + 1 \quad (14)$$

要求环路稳定,即要求 $H(z)$ 的极点全部位于单位圆内,也即 $N(z) = 0$ 的解 $z_{1,2,3}$ 全部位于单位圆内。 $N(z) = 0$ 的解析解可由可耳丹公式求得,但形式较复杂。本文仅使用数值解法,确定 $|z_{1,2,3}|$ 与 $\omega_n T$ 的关系^[9]。令 $|z_{1,2,3}| < 1$ 可搜索得到环路稳定条件为:

$$0 < \omega_n T < 0.0877 \quad (15)$$

式中, T 为环路更新时间间隔,静态时为 $\frac{1}{2 \times 10^6}$ s。

代入式(13)的 B_n 等式,可得环路稳定对带宽的要求为:

$$0 < B_n < 1.376 \times 10^5 \quad (16)$$

该条件是很宽松的。根据 $H(z)$ 的表达形式,还可以研究环路的稳态误差。根据文献[9-10],三阶环路的稳态误差对相位阶跃不敏感,对频率阶跃不敏感,对频率变化率(即加速度)不敏感,而对加加速度敏感。

4 算法仿真

为验证本文接收机的可行性,对接收机进行计

计算机仿真。仿真中信噪比为10 dB, 码环带宽为20 Hz, 载波环路带宽为200 Hz, 初始频偏为23 kHz, 加速度为20g, 采样率为16 MSymbols/s, 初始载波相位偏差为 $\frac{\pi}{2}$, 初始采样相位偏差为 $\frac{5}{8}$ 个码元。

图5给出了载波环的误差信号变化情况, 图6给出了码环误差信号平均值的变化情况。从图5可以明显看到载波环路的收敛过程。收敛后, 载波环路误差明显减小。图6中码环误差的平均值开始时不断上升, 后趋近于零。这是由于开始时, 码环初始相位偏差需要克服, 误差较大, 而收敛后, 误差均值趋近于0, 因此总的误差平均值不断下降。图7和图8给出了载波频率牵引过程和码环平均频率变化过程。从图7可见, 刚开始时频率大幅上升, 这主要是克服初始频偏。待环路收敛后, 频率有轻微的抬升, 这是由于跟踪多普勒变化所致。图8中每个点为 10^5 个码环相位增量的平均。初始时, 码环平均频率变化较大, 这主要是在调整采样初始相位的偏差。待稳定后, 码环平均频率有下降趋势, 这是多普勒频率导致码元周期缩短所致。码环频率在0.125左右震荡, 这是因为采样速率在码速率的8倍左右。显然, 载波环路比码环环路的收敛要快得多, 这是由于载波环路带宽比码环环路带宽要宽导致的。

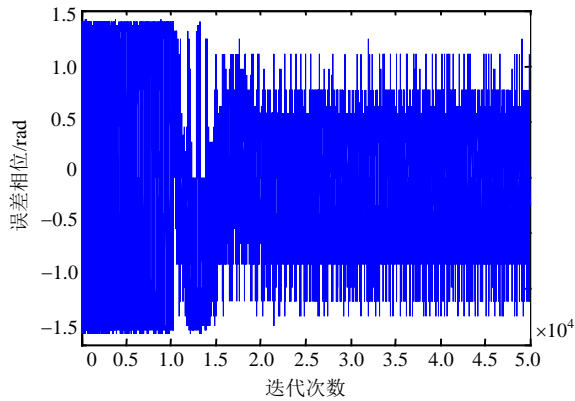


图5 载波环路误差信号变化

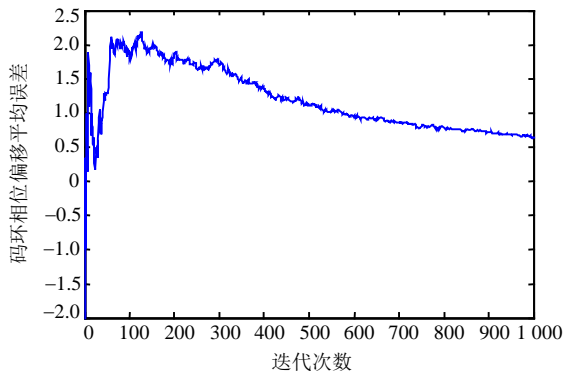


图6 码环误差信号平均值变化情况

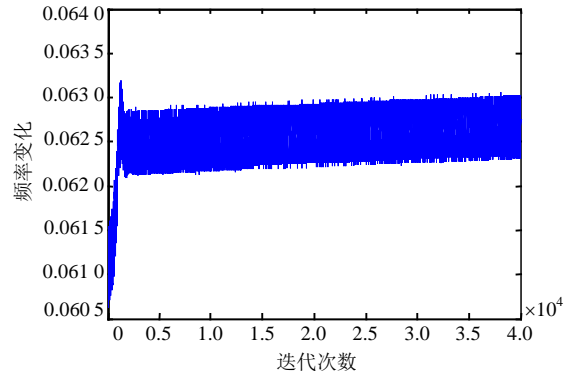


图7 载波频率牵引过程

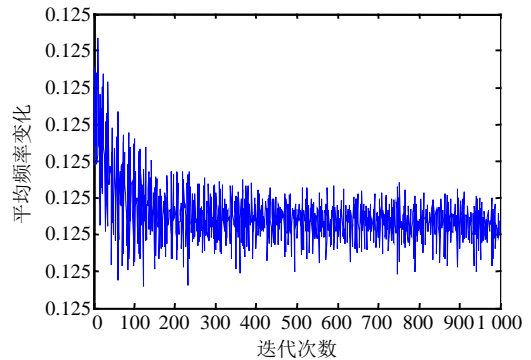


图8 码环平均频率变化过程

5 结论

本文研究了一个BPSK调制的遥测接收机结构和算法。BPSK调制的遥测接收机遭受的严重的多普勒影响体现在两个方面: 一为多普勒频移, 二为码元周期变化。接收机可采用两个锁相环路来分别跟踪多普勒频移和符号定时。码环可采用迟早环路的能量差作为鉴相器的输出, 但有两个稳定点。两个稳定点对应的采样相位相差半个码元周期, 可比较两个采样相位对应的积分能量来做出选择。载波环路可直接使用 $\arctg\left(\frac{Q}{I}\right)$ 鉴相。由于接收信号的高动态特性, 两个环路均需要使用三阶或更高阶环路。三阶环路对相位阶跃、频率阶跃和加速度均不敏感, 对加加速度敏感。本文还给出了环路的稳定条件。

参 考 文 献

[1] 陈大海, 张健, 吕幼新. 遥测接收机的一种载波频偏抑制方法[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(5): 720-723.
CHEN Da-hai, ZHANG Jian, LÜ You-xin. A new scheme to suppress carrier frequency deviation for telemetry receiver[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2008, 37(5): 720-723.

[2] 李金海. 高动态GPS接收机基带算法研究及设计[D]. 北京: 中国科学院微电子研究所, 2007.
LI Jin-hai. Research and design of baseband algorithms for

- high dynamic GPS receiver[D]. Beijing: Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, 2007.
- [3] ZARLINK SEMICONDUCTOR. GP4020 GPS baseband processor design Manual[EB/OL]. [2009-06-10]. <http://www.zarlink.com>.
- [4] 陆大金. 随机过程及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1986.
- LU Da-jin. Stochastic processes and its applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1986.
- [5] KAPLAN E D, HEGRATY C J. GPS原理与应用[M]. 2版. 寇艳红, 译, 北京: 电子工业出版社, 2007.
- KAPLAN E D, HEGRATY C J. Understanding GPS: Principles and applications[M]. 2nd ed. Translate by KOU Yan-hong. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007.
- [6] PROAKIS J G. Digital communications [M]. 4th ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2001.
- [7] JAMES BAO-YEN T. Fundamentals of global positioning system receivers: a software approach[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2000.
- [8] MAO Wei-lung, TSAO Hen-wai, CHANG Fan-ren. A new fuzzy bandwidth carrier recovery system in GPS for robust phase tracking[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(4): 431-434.
- [9] 杨颖, 陈培, 王云, 等. 扩频通信同步系统中锁相环的设计[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2010, 32(3): 243-248.
- YANG Ying, CHEN Pei, WANG Yun, et al. The design of DPLL for carrier synchronization used in spread spectrum communication systems[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2010, 31(3): 243-248.
- [10] STEPHENS S A, THOMAS J B. Controlled-root formulation for digital phase-locked loops[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(1): 78-95.
- [11] ZHANG Wei, ZHANG Ke, BIN Wu-bin. Simulation and analysis of GPS software receiver[C]//Second International Conference on Computer Modeling and Simulation. Washington: IEEE Press, 2010: 314-317.
- [12] HUMPHREYS T E, PSIAKI M L, KINTNER P M. Modeling the effects of ionospheric scintillation on GPS carrier phase tracking[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(4): 1624-1637.

编辑 张俊

(上接第685页)

- [5] LI Ke, HOU Chun-ping, FU Jin-lin, et al. Improved frequency domain differential demodulation for fast fading HF channels[C]//Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, WiCom'09 5th International Conference. [S.l.]: [s.n.], 2009.
- [6] HAAS E, KAISER S. Two-dimensional differential demodulation for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51: 580-586.
- [7] ETSI ETS 300 401 ed.1 (1995-02). Digital audio broadcasting (DAB); DAB to mobile, portable and fixed receivers[S].[S.l.]: ETSI, 1995.
- [8] 北京新岸线有限公司. 手机电视/移动多媒体广播传输系统帧结构、信道编码、调制及复用. [EB/OL]. [2010-02-11]. http://forum.ent.eet-cn.com/FORUM_POST_10053_1200092541_0.HTM.
- Beijing Nufront Co. Mobile TV/mobile multimedia broadcasting framing structure, channel coding, modulation and radio frequency characteristics for broadcasting channel[EB/OL]. [2010-02-11]. http://forum.ent.eet-cn.com/FORUM_POST_10053_1200092541_0.HTM.
- [9] 奥本海姆·A·V, 谢弗·R·W. 离散时间信号处理[M]. 黄建国, 刘树棠, 译. 北京: 科学出版社, 2000: 632-634.
- OPPENHEIM A V, SCHAFER R W. Discrete-time signal processing[M]. Translated by HUANG Jian-guo, LIU Shu-tang. Beijing: Science Press, 2000: 632-634.
- [10] CIMINI L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing [J]. IEEE Trans Commun, 1985, COM-33: 665-675.
- [11] ETSI EN 300 744 V1.5.1. Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television[S]. [S.l.]: ETSI, 2004.

编辑 税红