

文章编号 :1001-2486(2001)02-0079-05

基于直接中频采样的数字化 GPS 码捕获电路分析*

王浩, 雍少为, 庄钊文

(国防科技大学 ATR 国家重点实验室, 湖南 长沙 410073)

摘要:文中提出了基于直接中频采样的数字化 GPS 接收机码捕获电路。在对其进行数学建模的基础上,分析了该电路的虚警概率、检测概率、载噪比与捕获速率的关系,并提出了 GPS C/A 码捕获数字系统的实现方案。数字化 GPS 接收机码捕获电路可以有效地提高捕获的成功率和抗干扰性能,也为提高接收机集成度,增加系统可靠性起到了重要作用。

关键词:全球定位系统(GPS);接收机;PN 码捕获

中图分类号:TN967.1 **文献标识码:**A

Modeling and Analysis of Digital GPS Code Acquisition Circuit Based on Direct IF Sampling

WANG Hao, YONG Shao-wei, ZHUANG Zhao-wen

(ATR Key Lab Navigation and Position Section, National Univ. of Defence Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A digital GPS PN code acquisition circuit based on direct IF sampling is presented. Based on the mathematics model of this circuit, the relations between searching rate, probabilities of false-alarm, probabilities of detection and input carrier-to-noise density ratio(C/N_0) are analyzed. A digital system scheme based on the acquisition circuit is proposed. According to the result of the analysis the digital acquisition circuit can be adopted for improving acquiring performance and system reliability.

Key words: Global Position System(GPS); receiver; PN code acquisition

GPS 信号捕获电路是 GPS 接收机研制的核心。它实现本地产生的复制 C/A 码与调制在卫星信号上的 C/A 码的同步。为实现接收机小型化和提高其可靠性,电路数字化一直是研制接收机的重要课题。以往接收机的数字化多数发生在相关解扩之后^[1],之前的工作由模拟器件实现。与数字相关器相比,模拟相关器具有较大的相关损耗、较长相关运算时间,并且其相关器规模有限,无法完成较长长度的信号的相关运算,这些都限制了接收机性能,尤其是捕获性能的提高。只有直接在中频进行数字化,采用数字相关器进行码捕获和精密跟踪,才能提高性能、降低损耗,同时促进可靠性和集成度的提高。

本文具体讨论针对直接中频采样的数字化 GPS 信号捕获电路,在对其数学模型进行分析的基础上,提出了实现方案。

1 数字化码捕获电路

1.1 下变频与 ADC

如图 1 所示,下变频与 ADC 将输入信号下变频至中频后直接采样,完成接收信号的模/数转换。其中,第一个带通滤波器中心频率为 1575.42 MHz,插入损耗 2.2 dB,3 dB 和 30 dB 带宽分别为 86 MHz 和 280 MHz。接下来的混频器有大约 6 dB 的插入损耗。本振产生 1554.17 MHz 的信号并通过 3 dB 衰减器反馈入混频器,通过混频将频率下变至 21.25 MHz。第二个带通滤波器的中心频率为 21.4 MHz,轻微偏离中心频率,该带通滤波器的插入损耗为 2 dB,3 dB 和 30 dB 带宽分别为 2.15 MHz 和 5.16 MHz。下变频后的 21.25 MHz 信号经 5 MHz 采样产生数字信号,进入数字捕获电路。

1.2 捕获电路

码捕获电路的目的是使本地产生的复制伪随机码与调制在卫星上的伪随机码同步,以实现相关解

* 收稿日期:2000-11-09
基金项目:国家科技预研项目资助
作者简介:王浩(1974-),男,博士生。

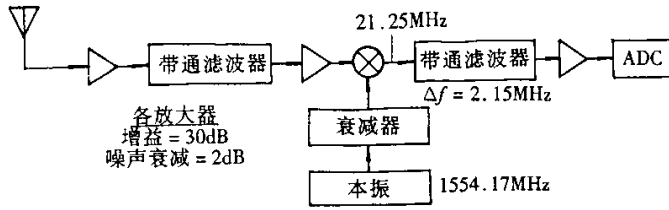


图 1 下变频与 ADC 配置

Fig.1 Configuration of down-converter and ADC

扩与码相位对齐。接收机产生的码相位和载波频率必须与接收到的卫星信号的码相位和载波频率相匹配,使得相关结果值(解扩)高于信号检测阈值,完成码捕获,进而才能进行跟踪与解调。

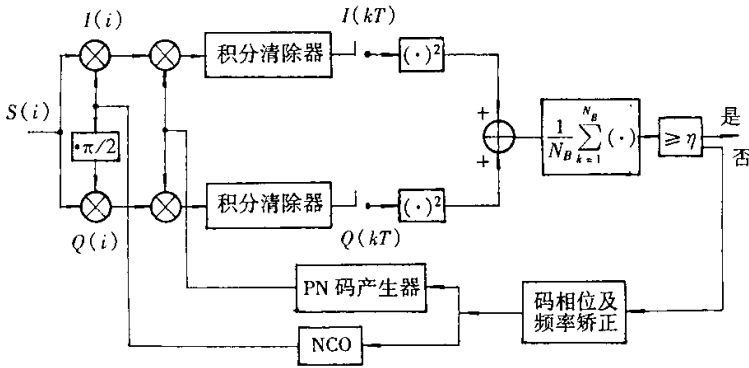


图 2 码捕获电路

Fig.2 Code acquisition circuit

接收机收到信号

$$s(t) = A \cdot \alpha(t) \cdot \cos[2\pi(f_b + f_d)t + \phi] + n(t) \tag{1}$$

其中 f_b 为载波基带频率, f_d 为多普勒频偏。

经中频采样,采样频率 $f_s = 1/T_s$, T_s 为采样间隔,得到

$$s(i) = A \cdot \alpha(iT_s) \cdot \cos[(\omega_b + \omega_d)i + \phi] + n(i) \tag{2}$$

其中 $\omega_b = 2\pi f_b T_s$, $\omega_d = 2\pi f_d T_s$ 为数字角频率。

设本地载波为 I 支路: $\mathcal{K}(i) = 2\cos[(\omega_b + \hat{\omega}_d)i + \hat{\phi}]$; Q 支路: $\mathcal{Q}(i) = 2\sin[(\omega_b + \hat{\omega}_d)i + \hat{\phi}]$, 本地伪码为 $\hat{\alpha}(i) = \alpha(iT_s - \hat{\tau})$, $\hat{\tau}$ 为测距所需的伪码延迟。

经过积分清除器后, I 、 Q 支路输出为:

$$\mathcal{K}(k) = A \cdot R(\hat{\tau}) \cdot \sin(\Delta\omega_d \cdot N/2) \cdot \cos[(\Delta\omega_d \cdot N/2) + \Delta\phi + \Delta\omega_d \cdot N \cdot k], \tag{3}$$

$$\mathcal{Q}(k) = A \cdot R(\hat{\tau}) \cdot \sin(\Delta\omega_d \cdot N/2) \cdot \sin[(\Delta\omega_d \cdot N/2) + \Delta\phi + \Delta\omega_d \cdot N \cdot k]$$

其中 $\Delta\omega_d = \omega_d - \hat{\omega}_d$, $\Delta\phi = \phi - \hat{\phi}$, N 为数字积分清除器的积分点数,也即子相关器相关点数, $R(\hat{\tau})$

为码相关值均值,其值为 $R(\hat{\tau}) = E\left[\frac{1}{N} \sum_{i=(k-1)N}^{kN-1} \alpha(iT_s) \cdot \alpha(iT_s - \hat{\tau})\right]$ 。

经平方律检波后求和,得到判别捕获的检测统计量为:

$$Z = \sum_{k=1}^{N_B} [I^2(k) + Q^2(k)] \tag{4}$$

其中 N_B 为视频积累点数。设 η 为捕获判决门限,捕获可根据 Z 与 η 的关系判决:如果 $Z > \eta$,说明捕获,则接收机进入虚警验证模式; $Z < \eta$ 说明未捕获,电路调整码钟延迟,继续进行下一码片验证。

由于码相位与多普勒频移的不定性,接收机必须同时进行时域(码相位)、频域(多普勒频移)的二维

搜索。设码相位搜索步进量为一个码搜索单元(d 码片),多普勒频移步进量为一个多普勒频移搜索单元(F Hz),则一个码单元与一个多普勒单元构成一个信号搜索单元。信号搜索顺序可表述为:本地信号发生器调整码相位与频移估计,使产生的信号对准某一搜索单元。若信号捕获成功,则搜索停止,码跟踪启动;若信号被否决,则码相位步进一单元,直到整个码域搜索完毕。若信号仍未捕获,则多普勒频移步进一单元,重复上述过程。考虑频移有正有负,搜索在起始单元的两侧依次进行,直到信号捕获为止。

1.3 码搜索系统实现

由于全数字化处理,捕获电路的全部功能都可以通过软件完成。设计中采用具有微处理器支持功能的 DSP 芯片完成全部功能(C/A 码产生、载波产生、相关、包络检测器及序贯搜索控制策略)。

捕获电路输入信号为经过变频及数字化处理的 GPS 信号,伪码码长 1023,码率为 1.023 MHz。C/A 码码片相关器相关点数为 $N = 1000$,相位搜索单元宽度 $d = 0.25$ 码片,多普勒频移搜索单元宽度 $F = 500$ Hz。码 NCO 和载波 NCO 均可通过软件精确设置,以使信号搜索同时在时域、域频内进行。

由分析式可知,信号幅度随相关间隔和频窗的增大而降低,所以捕获信号时,必须考虑相位及载频的步进量,以免因步长太大而滑过了真实信号。码相误差呈线性,当 $d = 0.25$ 码片时,最大相关损失为 2.5 dB,载频误差为 $\text{sinc}(x)/x$ 的函数,当 $F = 500$ Hz,最大相关损失为 1.0 dB。

根据射频前端自动增益控制及相关器的性能可计算无信号时噪声方差,由虚警概率、检测概率与搜索速率等性能要求确定阈值 η ,综合考虑步进误差则可获相应的修正的检测阈值。

2 性能分析

由于 $K(k)$ 、 $Q(k)$ 近似服从高斯分布,则 Z 服从自由度为 $2N_B$ 的 χ^2 分布。但是,由于捕获成立时上述 χ^2 分布为非中心化分布,分析过程将变得复杂。为简化分析过程,因为 $N_B \gg 1$,根据中心极限定理,可使用高斯分布近似 Z 的分布:

$$\left\{ \begin{array}{l} H_1 \text{ 捕获 均值 } \mu_1 = \frac{N_0}{N \cdot T_s} + \frac{A^2}{2} \text{sinc}^2\left(\frac{\Delta\omega_d \cdot N}{2}\right) \\ \text{方差 } \sigma_1 = \frac{N_0}{\sqrt{N_B} N \cdot T_s} \sqrt{1 + 2 \cdot \frac{\frac{A^2}{2} \text{sinc}^2\left(\frac{\Delta\omega_d \cdot N}{2}\right)}{\frac{N_0}{N \cdot T_s}}} \\ H_0 \text{ 未捕获 均值 } \mu_0 = \frac{N_0}{N \cdot T_s}, \text{ 方差 } \sigma_0 = \frac{N_0}{\sqrt{N_B} N \cdot T_s} \end{array} \right. \quad (5)$$

其中, N_0 为噪声功率谱密度, A 为输入信号幅度。设载噪比为 $C/N_0 = (\frac{A^2}{2})/N_0$,则虚警概率和检测概率可表示为:

$$P_{fa} = Q[(\eta - \mu_0)/\sigma_0], P_D = Q[(\eta - \mu_1)/\sigma_1] \quad (6)$$

可得单逗留时间串行搜索的平均捕获时间为^[3]:

$$\bar{T}_{ACQ} = \left(\frac{2 - P_D}{2P_D}\right) \cdot (K_P P_{FA} + 1) \cdot N_c \cdot N T_s \cdot N_B(P_{FA}, P_D) \quad (7)$$

其中, k_p 为虚警补偿系数; N_c 为码长,对于 C/A 码 $N_c = 1023$ 。

为观察检测概率和虚警概率与载噪比、视频积累点数、判决门限、多普勒频偏以及采样周期的关系,我们利用上述数学模型进行了分析。分析结果列于图 3。据此,得出以下结论:

(1) 检测概率 P_D 随着输入信号载噪比 C/N_0 和视频积累点数 N_B 的增大而增大,但随着多普勒频移 $\Delta\omega$ 、判决门限 η 和采样间隔 T_s 的增大而减小;

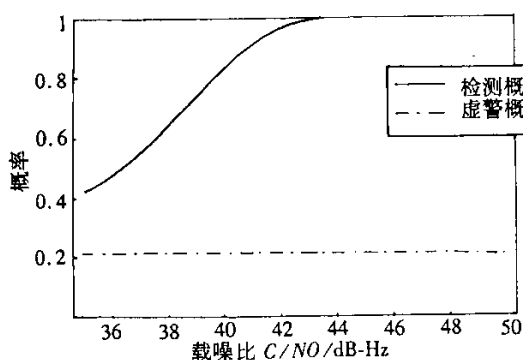
(2) 虚警概率 P_{fa} 随着视频积累点数 N_B 、判决门限 η 和采样间隔 T_s 的增大而减小;

(3) 一定程度上,当输入信号载噪比 C/N_0 在 35 dB-Hz 到 50 dB-Hz 范围内变化时,虚警概率 P_{fa} 不随 C/N_0 、多普勒频移 η 的变化而变化,因为当 $C/N_0 \ll 1$ 时, $P_{fa} \approx \exp(-\eta - 2N_0)$,也即只取决于检测门限

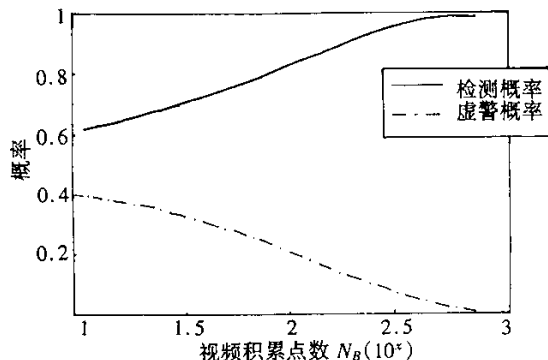
η ;

(4) 由于多普勒频移 $\Delta\omega$ 的存在, 捕获检测器的性能按因子 $\text{sinc}^2[\Delta\omega_d \cdot N/2]$ 降级, 它限制了相干积分时间的扩大, 同时由于该因子, 也影响了扩谱增益的提高;

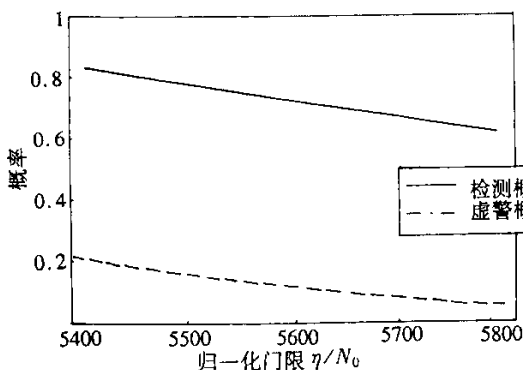
(5) 在低信噪比情况下, 为减小 P_{fa} , 检测门限必须提高, 而这又减小了检测概率 P_D , 因此需要采用多逗留捕获策略来克服该矛盾;



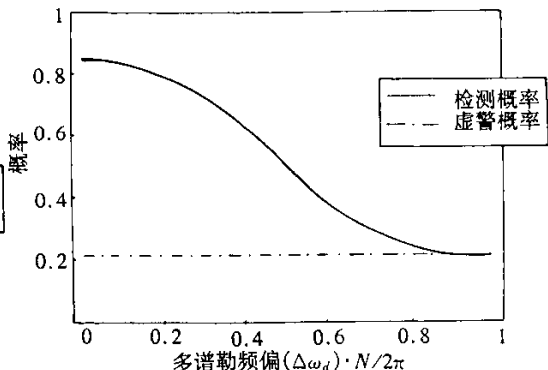
(a) 检测与虚警概率与载噪比的关系
条件: 多普勒频偏 $(\Delta\omega)N/2 = 0.1\pi$, $T_s = 0.2\mu\text{s}$
归一化门限 = 5400, $N = 1000$, $N_B = 100$



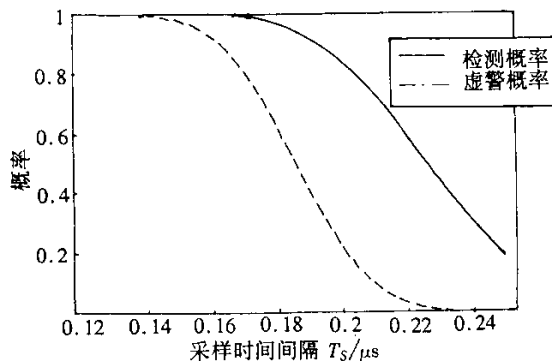
(b) 检测与虚警概率与积累点数的关系
条件: 多普勒频偏 $(\Delta\omega)N/2 = 0.1\pi$, $C/N_0 = 40\text{dB-Hz}$
归一化门限 = 5400, $N = 1000$, $T_s = 0.2\mu\text{s}$



(c) 检测与虚警概率与归一化门限的关系
条件: 多普勒频偏 $(\Delta\omega)N/2 = 0.1\pi$, $T_s = 0.2\mu\text{s}$
 $C/N_0 = 40\text{dB-Hz}$, $N = 1000$, $N_B = 100$



(d) 检测与虚警概率与多普勒频偏的关系
条件: $N_B = 100$, $C/N_0 = 40\text{dB-Hz}$
归一化门限 = 5400, $N = 1000$, $T_s = 0.2\mu\text{s}$



(e) 检测与虚警概率与采样时间间隔
条件: 多普勒频偏 $(\Delta\omega)N/2 = 0.1\pi$, $C/N_0 = 40\text{dB-Hz}$
归一化门限 = 5400, $N = 1000$, $N_B = 100$

图3 性能分析结果

Fig.3 Result of performance analysis

(6)虽然增大视频积累点数 N_B 可以很好地提高 P_D 和降低 P_{fa} ,但是它同时也大大提高了平均捕获时间,因此需要在它们之间做出折衷。

3 结 语

本文针对直接中频采样的数字化方案,研究了 GPS 伪随机码捕获问题。在数字输入的驱动下,进行了全数字捕获电路的数学建模,分析了影响码捕获性能的因素及其影响,给出了前端和 GPS C/A 码捕获数字系统的实现方案。

参考文献:

- [1] Unjeng CH. Spread Spectrum Code Acquisition in the Presence of Doppler Shift and Data Modulation[J]. IEEE Trans. on Communication, 1990, 38(2).
- [2] Dennis M. A. Design and Implementation of a Direct Digitization GPS Receiver Front End[J]. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1996, 44(12).
- [3] Lozow J B. Analysis of Direct (Y)-Code Acquisition. Navigation: Journal of The ION, 1997, 44(1).

