

文章编号: 1001 - 893X(2011)05 - 0056 - 06

非相干累加中检波方式的性能分析与参数选取*

罗奎, 程剑, 李仰志, 赖广锋

(解放军理工大学 通信工程学院, 南京 210007)

摘要: 阐述了 GNSS 信号捕获过程中非相干能量累加的两种检波方式的实现原理, 利用雷达检测理论对两者的性能进行了分析对比与数值计算, 给出了两种检波方式的性能曲线。提出了两种相干累加时间与累加次数的选取方法并进行了仿真, 该方法和仿真结果可作为 GNSS 系统信号捕获与跟踪过程方案设计的参考依据。仿真结果还表明, 平方律检波方式相比于包络检波方式, 在能量累加性能上要略差, 差值在 0.5 dB 以内。

关键词: GNSS; 信号捕获; 扩频; 非相干累加; 包络检波; 平方律检波

中图分类号: TN96 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.1001-893x.2011.05.012

Performance Analysis and Parameters Selection of Detection Methods Based on Non-coherent Accumulation

LUO Kui, CHENG Jian, LI Yang-zhi, LAI Guang-feng

(Institute of Communication and Engineering, PLA University Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: Two detection methods in non-coherent energy accumulation in GNSS (Global Navigation Satellite System) signal acquisition process are discussed, the properties of which are analysed and compared by using radar detection theories, the performance curves of the two methods are plotted by Matlab. Two methods to chose coherent accumulation time and non-coherent accumulation times are proposed and simulated. The methods and simulation results can be used as a reference in GNSS design. The simulation results also show that the envelop detection performs better than square law detection on energy accumulation less than 0.5 dB.

Key words: GNSS; signal acquisition; spread spectrum; non-coherent accumulation; envelop detection; square law detection

1 引言

在 GNSS (全球导航卫星系统) 及其它扩频系统的信号捕获过程中, 信号能量的累加是所有捕获算法的基础。在给定的检测性能指标 (包括检测概率、虚警概率及输入信号载噪比等) 要求下, 只有当信号的能量累加到检测器所需要的信噪比要求时, 才能正确捕获到信号, 实现信号的同步。因此, 如何高效地实现能量累加, 尽量减小累加时间, 对减小接收机

复杂度, 提高捕获速度具有十分重要的意义。相干与非相干累加是最常用的能量累加方式, 特别是对于弱信号的检测来说, 非相干累加更是必不可少的过程。

包络检波与平方律检波是通常采用的两种非相干检波方式, 文献 [1-3] 对这两种检波方式进行了理论分析与仿真。其中, 文献 [1] 给出了平方损耗的简单计算方法, 文献 [2] 给出了包络检波与理想相干检波在具有相同累加时间时的处理损耗。根据雷达

* 收稿日期: 2010-12-06; 修回日期: 2011-03-02

基金项目: 国家高技术研究发展计划 (863 计划) 项目 (2008AA12Z307)

Foundation Item: The National High-tech R&D Program of China (863 Program) (2008AA12Z307)

检测理论中的定义,文中所指多次非相干累加输出信噪比实质为在相同检测概率与虚警概率下采用理想相干累加时所需信噪比,其推导的处理损耗实际上就是 N 次累加的包络检波损耗。文献[3]对理想检测能力因子的理解不准确,以致其对平方律检波处理损耗的计算有错误。本文根据雷达检测理论给出了包络检波时的各种检测性能的理论推导与仿真,并依据平方律检波时的概率分布,利用仿真软件得出了在与包络检波有相同的检测概率、虚警概率以及累加次数条件下所需的检波器前端信噪比及相干累加时间。

2 能量累加原理

在GNSS系统的信号捕获过程中,需要将接收信号与本地产生的参考信号进行相关运算,其实质是能量的累加过程。其中,相干累加是最有效的能量累加方式。接收到的信号经过与接收机本地产生的载波与伪码相乘后,设得到的结果为 $i(n)$ 和 $q(n)$,对两者分别进行积分,得到:

$$I(n) = Ad(n)R(\tau)\text{sinc}(f_d T_{\text{coh}})\cos\varphi_d \quad (1)$$

$$Q(n) = Ad(n)R(\tau)\text{sinc}(f_d T_{\text{coh}})\sin\varphi_d \quad (2)$$

$I(n)$ 、 $Q(n)$ 即为相干累加结果。其中, $d(n)$ 为导航数据比特, τ 为本地码与接收码之间的相位差, $R(\tau)$ 为码自相关函数。 T_{coh} 为相干累加时间, N_{coh} 表示输入到 I 和 Q 支路的积分器的相关结果个数, φ_d 为载波相位。

相干累加时间越长,相干增益越大,但相干累加长度也不是无限度的,它会受到多普勒频移、导航数据比特宽度和计算量等的限制^[4]。为了解决这个问题,通常采用非相干累加的方式。非相干累加即对 N_{coh} 个相干累加的结果进行平方相加,如式(3)所示:

$$P = \frac{1}{N_{\text{coh}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{coh}}} \sqrt{(I^2(n) + Q^2(n))} \quad (3)$$

式中, N_{coh} 为非相干累加个数。相对于相干累加,这种累加方式存在非相干损耗(即包络检波损耗)。但非相干累加不受符号跳变和载波相位的影响,可以在多个导航电文数据位上进行能量累加。但是非相干累加的长度也受码多普勒的限制,而且随着非相干累加次数增加,能量损耗也会随之增大,累加的效果会越来越差。很多时候,为了减小硬件实现的复杂度,会采用以下平方律检波方式代替包络检波,可省去开平方的操作,如式(4)所示:

$$P^2 = \frac{1}{N_{\text{coh}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{coh}}} (I^2(n) + Q^2(n)) \quad (4)$$

3 检测性能分析

根据雷达检测理论,理想相干累加时,信号加噪声服从正态分布^[5]。由其积分可得理想相干检测时系统的虚警概率 P_{fa} 和检测概率 P_d :

$$P_{fa} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_{E_{tc}}^{\infty} \exp\left(-\frac{v^2}{2N}\right) dv = Q\left(\frac{E_{tc}}{\sqrt{N}}\right) \quad (5)$$

$$E_{tc} = \sqrt{N}Q^{-1}(P_{fa}) \quad (6)$$

$$P_d = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_{E_{tc}}^{\infty} \exp\left(-\frac{(v + E_s)^2}{2N}\right) dv = Q\left[Q^{-1}(P_{fa}) - \sqrt{2S/N}\right] \quad (7)$$

式中, E_s 为信号幅度, S 为信号功率, N 为噪声功率, E_{tc} 为检测门限。由此可得在给定虚警概率与检测概率的情况下,理想相干检测的检测因子(也即所需的信噪比) $D_c(1)$ 为

$$D_c(1) = \frac{1}{2} [Q^{-1}(P_{fa}) - Q^{-1}(P_d)]^2 = [\text{erfc}^{-1}(2P_{fa}) - \text{erfc}^{-1}(2P_d)]^2 \quad (8)$$

3.1 包络检波

实际接收机通常采用非相干包络检波或平方律检波以消除载波相位模糊所带来的问题。在单次积分累加的情况下,仅有噪声时的包络检测输出为瑞利(Rayleigh)分布,信号加噪声的包络检测输出为莱斯(Ricean)分布。设门限电平为 E_{t1} ,则其虚警概率为

$$P_{fa} = \int_{E_{t1}}^{\infty} \frac{E_n}{N} \exp\left(-\frac{E_n^2}{2N}\right) dE_n = \exp\left(-\frac{E_{t1}^2}{2N}\right) \quad (9)$$

由此得检测门限为

$$E_{t1} = \sqrt{2N \ln(1/P_{fa})} \quad (10)$$

则检测概率 P_d 为

$$P_d = \int_{E_{t1}}^{\infty} \frac{E_n}{N} \exp\left(-\frac{E_s^2 + E_n^2}{2N}\right) I_0\left(\frac{E_s E_n}{N}\right) dE_n \approx Q\left[\frac{E_{t1}}{\sqrt{N}} - \sqrt{2\frac{S}{N} + 1}\right] \quad (11)$$

于是,包络检波时一次非相干累加的可检测因子(所需信噪比) $D_0(1)$ 为

$$D_0(1) = \frac{1}{2} \left[\frac{E_{t1}}{\sqrt{N}} - Q^{-1}(P_d) \right]^2 - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \left[\sqrt{2 \ln(1/P_{fa})} - Q^{-1}(P_d) \right]^2 - \frac{1}{2} \quad (12)$$

由此,可得包络检波相对于理想相干检波的损耗(检波器损耗) $C_x(1)$ ^[6]为

$$C_x(1) = \frac{D_0(1)}{D_c(1)} \approx \frac{D_0(1) + 2.3}{D_0(1)} \quad (13)$$

Marcum 推导出了 n 次非相干累加后的精确解^[7],并可由此得出检测因子(所需信噪比) $D_0(n)$ 。此时,检测器损耗 $C_x(n)$ 定义为

$$C_x(n) = \frac{nD_0(n)}{D_c(1)} \approx \frac{D_0(n) + 2.3}{D_0(n)} \quad (14)$$

式中, $D_0(n)$ 表示 n 次累加中每次累加的可检测因子(每段相干积分后的信噪比)。于是积累损耗

$$L_i(n) = \frac{nD_0(n)}{D_0(1)} = \frac{nD_0(n)/D_c(1)}{D_0(1)/D_c(1)} = \frac{C_x(n)}{C_x(1)},$$

积累增益

$$G_i(n) = \frac{D_0(1)}{D_0(n)} = \frac{n}{L_i(n)}。$$

$D_0(n)$ 可由式(14)近似求得:

$$D_0(n) = \frac{D_c(1)}{2n} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{9 \cdot 2n}{D_c(1)}} \right] \quad (15)$$

检测概率 $P_d = 0.85$, 虚警概率 $P_{fa} = 10^{-6}$ 时, $G_i(n)$ 与累加次数 n 的关系如图 1 所示。

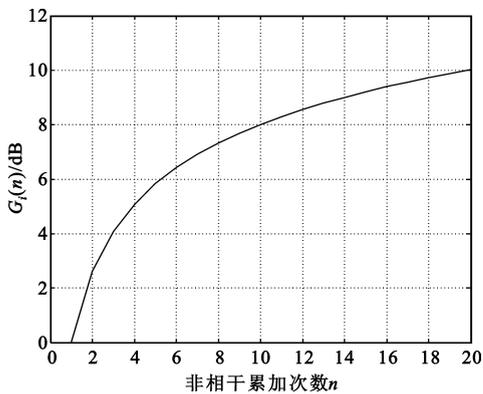


图 1 包络检波时 $G_i(n)$ 与 n 的关系

Fig. 1 Relationship between $G_i(n)$ and n in envelop detection

3.2 平方律检波

对于平方律检波,当信号存在时, N_{ncoh} 个 $I^2 + Q^2$ 的和的概率密度函数是自由度为 $2N_{\text{ncoh}}$ 的中心 χ^2 分布;当信号不存在时,概率密度函数是自由度为 $2N_{\text{ncoh}}$ 的非中心 χ^2 分布^[3]。在 H_0 (仅有噪声)和 H_1 (信号 + 噪声)假设下的统计判决变量 z 的概率密度函数为

$$\begin{cases} H_0: f(z|H_0) = \frac{1}{2^N \Gamma(N_{\text{ncoh}})} z^{N_{\text{ncoh}}-1} e^{-\frac{z}{2}} \\ H_1: f(z|H_1) = \frac{1}{2} (z/\lambda)^{\frac{N_{\text{ncoh}}-1}{2}} e^{-\frac{z+\lambda}{2}} I_{N_{\text{ncoh}}-1}(\sqrt{z\lambda}) \end{cases} \quad (16)$$

式中, $\lambda = 2N_{\text{ncoh}} \times R_{\text{SNR}}$ 为非中心参量, $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数, $I_{N_{\text{ncoh}}-1}(\cdot)$ 为第一类 $N_{\text{ncoh}} - 1$ 阶修正贝塞尔函数。设判决门限为 E_{th} , 则虚警概率 P_{fa} 为

$$P_{fa} = \int_{E_{\text{th}}}^{+\infty} \frac{1}{2^{N_{\text{ncoh}}} \Gamma(N_{\text{ncoh}})} z^{N_{\text{ncoh}}-1} e^{-\frac{z}{2}} dz \quad (17)$$

检测概率 P_d 为

$$P_d = \int_{E_{\text{th}}}^{+\infty} \frac{1}{2} (z/\lambda)^{\frac{N_{\text{ncoh}}-1}{2}} e^{-\frac{z+\lambda}{2}} I_{N_{\text{ncoh}}-1}(\sqrt{z\lambda}) dz \quad (18)$$

同样,当给定虚警概率与检测概率后,可由虚警概率公式求出检测门限 E_{th} , 然后由检测概率公式求出平方律检波前所需的信噪比。但是,由于上述公式求逆较为困难,因此,我们在实际工程设计中可以采用仿真计算的方法,即利用仿真软件做出一系列需要的图表或曲线,再通过查表法得到结果。

以下对这一过程进行仿真,仿真结果如图 2~3 所示。

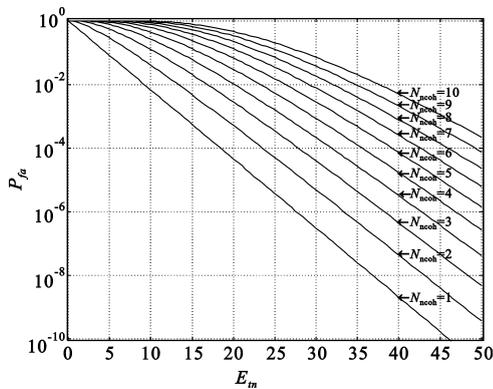


图 2 平方律检波时 P_{fa} 与 E_{th} 的关系

Fig. 2 Relationship between P_{fa} and E_{th} in square law detection

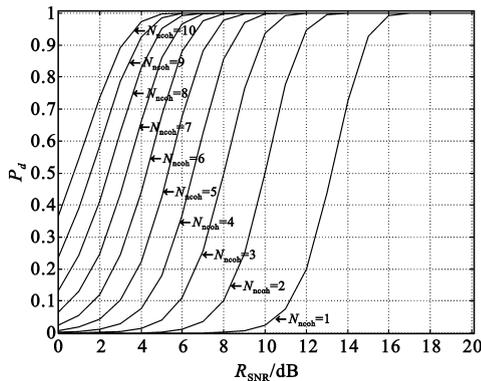


图 3 平方律检波时 P_d 与 R_{SNR} 的关系

Fig. 3 Relationship of P_d and R_{SNR} in square law detection

从图 2 可以看出,采用平方律检波,当非相干累加次数为 4 时,若要使虚警概率达到 10^{-6} , 则检测门限应为 43。从图 3 可以得出,当门限为 43、累加次

数为 4 时,要使检测概率达到 85%,则输入信噪比应至少为 8 dB。其它情况可依此类推,可得出给定条件下所需要的输入信噪比。由于上述平方律检波的概率密度积分式求逆较为困难,因此,这种方法用于系统设计时计算最小输入信噪比,确定相干积分时间,还是比较方便的。通过此过程,可以把仿真结果与上述包络检波方法所得结果进行比较,比较结果如表 1 所示。表中, $R_{SNR_{env}}$ 表示包络检波时所需的信噪比, $R_{SNR_{sqt}}$ 表示平方律检波时所需的信噪比, $R_{SNR_{env}} - R_{SNR_{sqt}}$ 表示两者的差值。

表 1 非相干包络检波与平方律检波时所需信噪比

Table 1 R_{SNR} needed in envelop detection and square law detection

P_{fa}	P_d	N_{ncoh}	$R_{SNR_{env}} / \text{dB}$	$R_{SNR_{sqt}} / \text{dB}$	$R_{SNR_{env}} - R_{SNR_{sqt}} / \text{dB}$
10^{-6}	0.85	4	7.65	8.00	0.35
10^{-6}	0.90	4	7.95	8.40	0.45
10^{-6}	0.95	4	8.35	8.80	0.45
10^{-6}	0.90	5	7.20	7.60	0.40
10^{-6}	0.90	10	4.98	5.40	0.42
10^{-5}	0.90	5	6.64	6.96	0.32
10^{-5}	0.90	10	4.47	4.82	0.35

对比表 1 两种不同检波方式所需的信噪比可得如下结论:在同样的条件下,采用平方律检波比采用包络检波所要求的输入信噪比要稍大。但采用包络检波的复杂度明显大于平方律检波,因为其需要开平方操作,在硬件实现中较为困难。因此,实际工程中更适合采用平方律检波。

4 相干累加时间与累加次数的选取

在工程中,常常涉及到在给定检测概率与虚警概率以及需要达到的检测能力(接收信号载噪比)的条件下,如何设计信号捕获中能量累加方式的问题。本节将对这一问题进行分析与仿真。

4.1 给定累加次数,选择相干累加时间

在给定非相干累加次数的条件下,我们可以按照如下步骤来选取相干累加时间:

(1)由给定检测概率 P_d 与虚警概率 P_{fa} ,根据式(15)求出不同的累加次数下包络检波所需的检波前信噪比 R_{SNR} 或 $D_0(n)$ (平方律检波时用式(17)、式(18)计算);

(2)根据相干积分的输出信噪比 R_{SNR} 与积分时间 T_{coh} 和多普勒频偏 f_d 的关系求出所需的相干积

分时间 T_{coh} ,如式(19)所示:

$$R_{SNR} = T_{coh} \frac{C}{n_0} Sa^2(\pi f_d T_{coh}) \quad (19)$$

(3)总的积分时间 $T_{totle} = T_{coh} \times N_{ncoh}$, N_{ncoh} 为非相干累加次数。

当多普勒频偏 $f_d = 0$ 时,相干积分时间 $T_{coh} = R_{SNR} / (C/n_0) = D_0(n) / (C/n_0)$,总积分时间 $T_{totle} = N_{ncoh} \times D_0(n) / (C/n_0)$ 。由于 N_{ncoh} 越大, $D_0(n)$ 越小,单次相干累加的时间就越短,但因为每次检波(包括包络检波或平方律检波)都会有损耗,累加次数越多,损耗越大,故总的累加时间会增加,以下仿真说明了这一点。例如,在 $f_d = 0$, $C/n_0 = 27 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 的情况下,要达到虚警概率 $P_{fa} = 10^{-6}$,检测概率 $P_d = 0.9$,进行 4 次、8 次和 16 次非相干累加的时间分别为 50 ms、59 ms、73 ms,结果如图 4 所示。因此,在可能的条件下,尽量减少累加次数,更有利于能量的累加,由此可以减小累加信号长度,提高捕获速度。

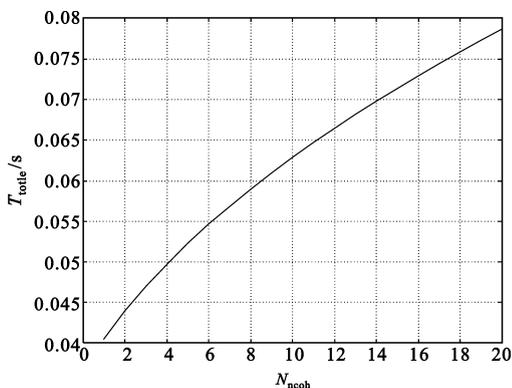


图 4 包络检波时 T_{totle} 和 N_{ncoh} 的关系

Fig. 4 Relationship between T_{totle} and N_{ncoh} in envelop detection

当 $f_d \neq 0$ 时,信噪比 R_{SNR} 不再是积分时间 T_{coh} 的线性函数,其关系如图 5 和图 6 所示。

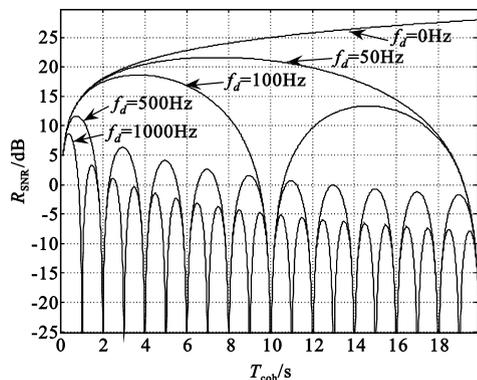
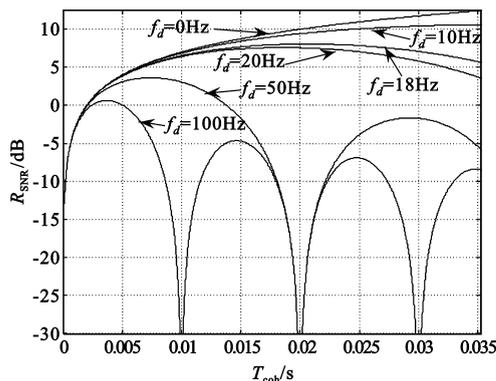


图 5 T_{coh} 与 R_{SNR} 的关系 ($C/n_0 = 45 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$)

Fig. 5 Relationship between T_{coh} and R_{SNR} when $C/n_0 = 45 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$

图6 T_{coh} 与 R_{SNR} 的关系 ($C/n_0 = 27 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$)Fig. 6 Relationship between T_{coh} and R_{SNR} when $C/n_0 = 27 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$

由图5和图6可知,当 $C/n_0 = 45 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ 时,要达到8 dB的信噪比,在多普勒为1 000 Hz以内时,0.25 ms到0.5 ms之间的相干累加时间都可以达到要求,但最多不能超过5 ms,否则将会导致累加能量的下降,反而达不到所需的信噪比;若 $C/n_0 = 27 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$,当 $f_d = 0$ 时,大约需要12.5 ms相干积分,当 $f_d = 18 \text{ Hz}$ 时,大约需要18 ms的相干积分时间,当 $f_d > 18 \text{ Hz}$ 时,通过延长相干累加时间已经不能达到8 dB的信噪比了。

4.2 给定相干累加时间,确定累加次数

由于非相干累加次数越多,积累损耗越大,因此,应该尽量减小非相干累加次数,增加每次相干累加时间。在实际工程中,往往更容易首先根据信号特点、计算量大小以及系统可以容忍的最大多普勒频偏来确定最长的相干累加时间,而不是首先确定非相干累加次数。在这种给定最长相干累加时间的情况下,可以根据以下步骤来选取非相干累加次数:

(1)根据式(12)求出在给定 P_{fa} 和 P_d 条件下的 $D_0(1)$;

(2)根据式(19)求出在给定 T_{coh} 、 f_d 和 C/n_0 的情况下能达到的相干累加输出信噪比 R_{SNR} 或 $D_0(n)$;

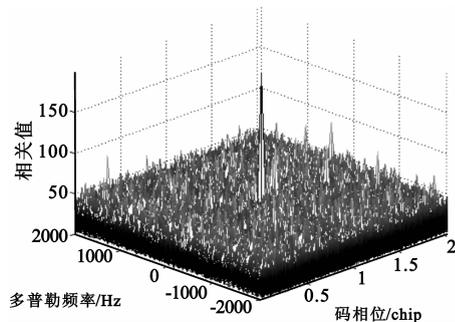
(3)对于包络检波,根据 $G_i(n) = D_0(1) - D_0(n)$ 和图1得出最小累加次数 N_{ncoh} ;

(4)对于平方律检波,根据 $G_i(n) \approx D_0(1) - D_0(n) + 0.5$ 和图1得出最小累加次数 N_{ncoh} ;

(5)总的累加时间 $T_{\text{totle}} = T_{\text{coh}} \times N_{\text{ncoh}}$ 。

例如,设需要捕获 $C/n_0 = 27 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ 的信号,要求达到虚警概率 $P_{fa} = 10^{-6}$,检测概率 $P_d = 0.85$ 。利用以上两种方法确定相干累加时间与非相干累加

次数:相干累加时间 $T_{\text{coh}} = 20 \text{ ms}$,平方律检波,非相干累加次数 $N_{\text{ncoh}} = 4$ 。捕获仿真结果如图7所示。由图可知,此时可很好地捕获到信号的相关峰。

图7 GNSS信号二维搜索图 ($C/n_0 = 27 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$)Fig. 7 Acquisition of GNSS signal when $C/n_0 = 27 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$

5 总结

针对现有文献对GNSS系统扩频信号捕获中的能量累加方式与参数选择未有系统的分析,且部分文献对概念理解的错误,本文利用雷达检测原理详细分析了扩频信号捕获中非相干能量累加时的两种检波方式,根据这两种检波方式输出信号的分布特性推导了各自的检测概率与虚警概率,并以此为基础仿真得出两种检波方式下检测性能与不同的参数之间的关系,给出了在相同条件下两种检波方式的检测性能的差异。针对工程应用实际,给出了能量累加过程中相干累加时间与累加次数的选择方法,并进行了举例分析,这些方法对扩频信号接收机的设计具有重要的指导作用。

参考文献:

- [1] James Bao - Yen Tsui. GPS软件接收机基础[M]. 2版. 陈军,潘高峰,李飞,等,译. 北京:电子工业出版社, 2007: 198 - 199.
James Bao-Yen Tsui. Fundamentals of Global Positioning System Receivers A Software Approach[M]. 2nd ed. Translated by CHEN Jun, PAN Gao-feng, LI Fei, et al. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007: 198 - 199. (in Chinese)
- [2] 王飞雪,郭桂蓉. 二相编码信号分段相关 - 视频积累检测的最优中频积累时间[J]. 国防科技大学学报, 1999, 21(1): 71 - 75.
WANG Fei - xue, GUO Gui - rong. The Optimum IF Integration Time Length for Binary Phase - coded Signals Detection Based on Segment Correlation - Video Integration Method [J]. Journal of National University of Defense Technology, 1999, 21 (1): 71 - 75. (in Chinese)

- [3] 朱祥维,王飞雪.基于平方律检波的二相编码信号分段相关-视频积累方法研究[J].电子学报,2005,33(3):545-548.
ZHU Xiang-wei, WANG Fei-xue. Study on Segment Correlation-Video Integration Method Using Square-law Detector for Binary Phase-coded Signals Detection [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33 (3):545-548. (in Chinese)
- [4] 谢钢.GPS原理与接收机设计[M].北京:电子工业出版社,2009:360-362.
XIE Gang. Principles of GPS and Receiver Design[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009:360-362. (in Chinese)
- [5] David K Barton.雷达系统分析与建模[M].北京:电子工业出版社,2007:29-38.
David K. Barton. Radar System Analysis and Modeling[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007:29-38. (in Chinese)
- [6] Barton D K. Simple Procedures for Radar Detection Calculation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1969, 5(5):837-846.
- [7] Marcum F I. A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar[J]. Rand Research Memo, 1948, 754:1211-1215.

作者简介:

罗奎(1984—),男,四川绵阳人,2007年获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为卫星通信、卫星导航;

LUO Kui was born in Mianyang, Sichuan Province, in 1984.

He received the B.S. degree in 2007. He is now a graduate student. His research interests include satellite communication and satellite navigation.

Email:luo_83@126.com

程剑(1976—),男,湖南醴陵人,2005年获博士学位,现为解放军理工大学通信工程学院副教授,主要研究方向为卫星通信抗干扰、卫星导航;

CHENG Jian was born in Liling, Hunan Province, in 1976. He received the Ph.D. degree in 2005. He is now an associate professor in PLA University of Science and Technology. His research concerns anti-jamming in satellite communication and satellite navigation.

Email:chjatice@yahoo.com

李仰志(1982—),男,福建龙岩人,2005年获学士学位,现为解放军理工大学通信工程学院博士研究生,主要研究方向为卫星通信、卫星导航;

LI Yang-zhi was born in Longyan, Fujian Province, in 1982. He received the B.S. degree in 2005. He is currently working toward the Ph.D. degree in PLA University of Science and Technology. His research interests include satellite communication and satellite navigation.

Email:liyazhi121@163.com

赖广锋(1984—),男,福建龙岩人,2006年获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为卫星通信、卫星导航。

LAI Guang-feng was born in Longyan, Fujian Province, in 1984. He received the B.S. degree in 2006. He is now a graduate student in PLA University of Science and Technology. His research interests include satellite communication and satellite navigation.

Email:laiguangfeng-88@163.com

·会议信息·

制导与引信信息网 11011 技术交流会 通 知

在我国导航、制导与控制技术蓬勃发展之际,为在“十二五”期间进一步推动我国航天技术的进步,促进相关航天应用产业的发展,制导与引信信息网定于2011年6月22日-24日在成都召开“制导与引信11011技术情报交流会”。

本次会议由副网长单位中国航天科工集团二院25所主办,中国电子科技集团公司第29所、北京高博特广告有限公司协办。

有关事项通知详见广告(前插3)。

联系方式:

地 址:北京市海淀区西四环北路15号依斯特大厦709室 邮编:100195

电话总机:010-88587506/07

传真:010-88587416

联系人:陈运:分机-807

手机:13488876342

孙柏山:分机-813

手机:13641190351

Email:ZDYYX2011@163.com