

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

朱祥维,王飞雪

(国防科技大学电子科学与工程学院卫星导航研发中心,湖南长沙 410073)

摘要: 分析了载波多普勒下基于平方律检波的二相编码信号的分段相关-视频积累检测方法,推导了处理损耗公式.采用最大处理损耗最小化准则,分析了总积累时间给定和检测性能指标给定两种情况下最优中频积累时间的计算方法和变化规律.研究结果可用于指导扩频通信和导航系统接收机的设计.

关键词: 二相编码;多普勒;平方律检波器;中频积累;视频积累;扩频

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)03-0545-04

Study on Segment Correlation-Video Integration Method Using Square-law Detector for Binary Phase-coded Signals Detection

ZHU Xiang-wei, WANG Fei-xue

(Satellite Navigation R&D Center, School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: The segment correlation-video integration method using square-law detector for binary phase-coded signals detection under carrier Doppler, in which the signal is successively IF integrated, square-law detected and video integrated, are analyzed. The processing loss formula has been derived. Using the maximum processing loss minimum criterion, the optimum IF integration time is analyzed in two different cases, one is specifying the whole integration time and the other is specifying the detection performance. The results can be used for receiver design of spread spectrum system and navigation system.

Key words: binary phase-coded; Doppler; square-law detector; IF integration; video integration; spread spectrum

1 引言

二相编码连续波信号广泛应用于雷达、通信和导航定位等领域.直接序列扩频(DS/SS)系统信号就是一种二相编码连续波信号.载波多普勒下二相编码连续波信号的检测可以看成随机相位和频率信号的检测问题.假设检验模型如下:

$$H_0: r(t|H_0) = n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

$$H_1: r(t|H_1) = AC(t) \cos[2\pi(f_0 + f_d)t + \varphi] + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

其中 A 为信号幅度, $C(t)$ 为取值 ± 1 的二相编码波形, f_0 为载波频率, f_d 为载波多普勒频偏, $n(t)$ 为双边功率谱密度等于 $N_0/2$ 的高斯白噪声, φ 为 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布的随机变量, 信号持续时间为 $[0, T]$.

对于这种检测问题,采用检波前中频积累加检波后视频积累的方法(分段相关-视频积累法)是一种实现简单、应用面广的方法^[1];该方法是将整个信号持续时间 T 均匀划分为 N 段,在每一段内进行时间为 T/N 的检波前中频积累,各段的相关值经非相干检波后再做视频积累.采用分段相关-视频积累的方法,存在一个最优划分中频积累时间或分段数目

的问题.

非相干检波包括包络检波和平方律检波.通常二者在检波性能上的差异很小^[2],但是在分段相关-视频积累方法中,这种差异对处理损耗和最优中频积累时间的影响还有待分析.文献[1]分析了基于包络检波的二相编码信号分段相关-视频积累方法的处理损耗,给出了最优中频积累时间的选取准则和数值结果.本文分析基于平方律检波的二相编码信号分段相关-视频积累方法的处理损耗和最优中频积累时间.图1给出了基于平方律检波的正交双通道分段相关-视频积累接收机结构框图:

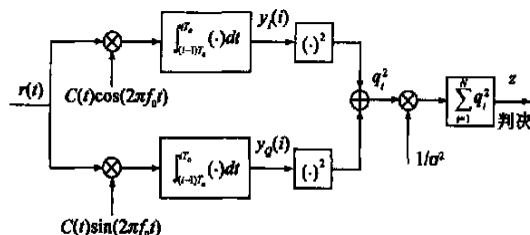


图1 基于平方律检波的正交双通道分段相关-视频积累接收机

收稿日期:2003-05-27;修回日期:2004-11-19

基金项目:国防科技预研项目(No. 106010303)

2 处理损耗公式

由文献[1]可知,检波前信噪比

$$\text{SNR} = S_a^2(f_d T_a) T_a C / N_0 \quad (3)$$

其中 $S_a(x) = \sin x / x$; 中频积累时间 $T_a = T / N$; 载噪比 $C / N_0 = A^2 / 2N_0$.

为了便于分析,如图1所示,将平方律检波器的输出对噪声 $y_I(k|H_0)$ 或 $y_Q(k|H_0)$ 的方差 $\sigma^2 = D[y_I(i|H_0)] = D[y_Q(i|H_0)] = N_0 T_a / 4^{[1]}$ 进行归一化,则 H_0 、 H_1 假设下的统计判决量 z 分别服从自由度为 $2N$ 的中心和非中心 χ^2 分布,概率密度函数如下^[3,4]:

$$H_0: f(z|H_0) = \frac{1}{2^N (N)} z^{N-1} e^{-\frac{z}{2}} \quad (4)$$

$$H_1: f(z|H_1) = \frac{1}{2} \left(\frac{z}{\gamma} \right)^{\frac{N-1}{2}} e^{-\frac{z+\gamma}{2}} I_{N-1}(\sqrt{\gamma z}) \quad (5)$$

其中 $\gamma = 2N \times \text{SNR}$, 为非中心参量; (\cdot) 为伽马函数; $I_{N-1}(\cdot)$ 为第一类 $N-1$ 阶修正贝塞尔函数.

设判决门限为 λ , 则虚警概率 P_f 为

$$P_f = \int_{\lambda}^{\infty} f(z|H_0) dz = \frac{1}{2^N (N)} \int_{\lambda}^{\infty} z^{N-1} e^{-\frac{z}{2}} dz \quad (6)$$

检测概率 P_d 为

$$P_d = \int_{\lambda}^{\infty} f(z|H_1) dz = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{\gamma} \right)^{\frac{N-1}{2}} e^{-\frac{\lambda+\gamma}{2}} I_{N-1}(\sqrt{\gamma \lambda}) \quad (7)$$

计算与其检测性能相同的相干检测所需的信噪比,得到等效理想检测能力因子^[5,6]

$$D_0 = \frac{1}{2} [Q^{-1}(P_f) - Q^{-1}(P_d)]^2 = [\text{erfc}^{-1}(2P_f) - \text{erfc}^{-1}(2P_d)]^2 \quad (8)$$

其中 Q 函数和误差函数的定义如下:

$$Q(\cdot) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_{\cdot}^{\infty} e^{-z^2/2} dz, \text{erfc}(\cdot) = (2/\sqrt{\pi}) \int_{\cdot}^{\infty} e^{-z^2} dz \quad (9)$$

若采用理想的相干接收机,可获得的理想检测能力因子为^[1]

$$D_c = A^2 T / 2N_0 = TC / N_0 = NT_a C / N_0 \quad (10)$$

因此分段相关-视频积累方法相对于相干接收机的处理损耗为

$$L_c = D_c / D_0 = F(f_d, C / N_0, P_f, N, T_a) \quad (11)$$

由式(3)~(10)可知, L_c 是 f_d , C / N_0 , P_f , N , T_a 的函数,记为 $F(\cdot)$,但难以写出解析表达式.

3 最优中频积累时间

工程实践中,存在两种情况:

(1) 总的积累时间 T 给定,计算最优中频积累时间 T_{aopt} 和相应的检测性能指标 (P_f , P_d).

(2) 检测性能指标 (P_f , P_d) 给定,计算最优中频积累时间 T_{aopt} 和所需的总的积累时间 T .

下面分别分析这两种情况下的最优中频积累时间.

3.1 总的积累时间给定

由式(3)可知,在 T_a 等于 $|k/f_d|$ (k 为整数)处,检波前信噪比 SNR 为零,处理损耗为无穷大,达到损耗极大点.针对系

统要求的多普勒容限 f_d (即系统的最大多普勒频偏),最优中频积累时间应该小于 $|1/f_d|$,以免在某个多普勒频偏下取到损耗极大点.下文只分析处理损耗曲线在 $T_a < |1/f_d|$ 的部分.

由式(11)可知, L_c 是 f_d , C / N_0 , P_f , N , T_a 的函数.在总积累时间 T 给定时, T_a 和 N 之间有约束条件 $N \times T_a = T$.因而,以分段数目 N 为自变量相当于以中频积累时间 T_a 为自变量.下面以 N 为自变量,分析 N 变化对 L_c 的影响.采用最大处理损耗最小化准则^[1],即最大多普勒频偏下的处理损耗最小化准则,利用数值方法分析不同 f_d , C / N_0 , P_f 时的最优中频积累时间和最小处理损耗.假定总积累时间 $T = 3\text{ms}$.

3.1.1 载噪比、虚警率给定,不同多普勒容限

假定载噪比 $C / N_0 = 45\text{dBHz}$,虚警率 $P_f = 10^{-6}$,多普勒容限 f_d 分别为 250Hz、500Hz、1000Hz、2000Hz.相应的 $|1/f_d|$ 分别为 4ms、2ms、1ms、0.5ms,满足 $T/N < |1/f_d|$ 的最小 N 分别为 1、2、4、7,所以图2中处理损耗曲线的起点不同.

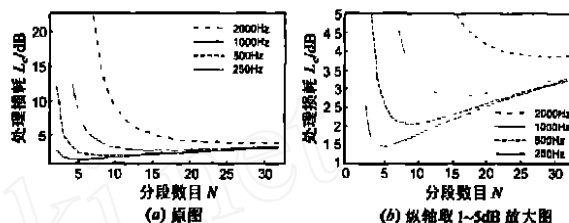


图2 不同多普勒容限时 L_c 随 N 变化的曲线

图2给出了不同多普勒容限时处理损耗 L_c 随分段数目 N 变化的曲线.由图2可见,处理损耗曲线随着 N 的变化存在“谷底”,即处理损耗最小点;随着多普勒容限的增大,相同 N 时的处理损耗增大.表1给出了不同多普勒容限时的最优分段数目、最优中频积累时间和最小处理损耗.由表1可见,随着多普勒容限的增大,最优分段数目增加,最优中频积累时间减小,最小处理损耗增大.

表1 不同多普勒容限时最优分段数目、最优中频积累时间和最小处理损耗 ($T = 3\text{ms}$, $C / N_0 = 45\text{dBHz}$, $P_f = 10^{-6}$)

多普勒容限 f_d (Hz)	250	500	1000	2000
最优分段数目 N_{opt}	5	9	16	29
最优中频积累时间 T_{aopt} (ms)	0.600	0.333	0.188	0.103
最小处理损耗 L_{cmin} (dB)	1.46	2.06	2.85	3.88

表2 不同载噪比时最优分段数目、最优中频积累时间和最小处理损耗 ($T = 3\text{ms}$, $f_d = 500\text{Hz}$, $P_f = 10^{-6}$)

载噪比 C / N_0 (dBHz)	45	50	55	60
最优分段数目 N_{opt}	9	11	13	16
最优中频积累时间 T_{aopt} (ms)	0.333	0.273	0.231	0.188
最小处理损耗 L_{cmin} (dB)	2.06	1.37	0.903	0.592

3.1.2 多普勒容限、虚警率给定,不同载噪比

假定多普勒容限 $f_d = 500\text{Hz}$,虚警率 $P_f = 10^{-6}$,载噪比 C / N_0 分别为 45dBHz、50dBHz、55dBHz、60dBHz.图3给出了不同载噪比时处理损耗 L_c 随分段数目 N 变化的曲线.由图3可见,随着载噪比的提高,相同 N 时的处理损耗减小.

表2给出了不同载噪比时的最优分段数目、最优中频积累时间和最小处理损耗.由表2可见,随着载噪比的提高,最优分

段数目增加,最优中频积累时间减小,最小处理损耗减小。

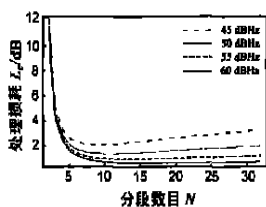


图3 不同载噪比时 L_c 随 N 变化的曲线

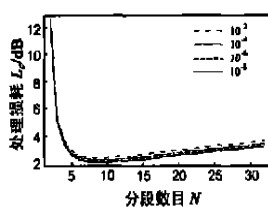


图4 不同虚警率时 L_c 随 N 变化的曲线

3.1.3 多普勒容限、载噪比给定,不同恒虚警水平

假定多普勒容限 $f_d = 500\text{Hz}$, 载噪比 $C/N_0 = 45\text{dBHz}$, 虚警率 P_f 分别为 10^{-2} 、 10^{-4} 、 10^{-6} 、 10^{-8} 。图4给出了不同虚警率时处理损耗 L_c 随分段数目 N 变化的曲线。由图4可见,随着虚警率的增大,相同 N 时的处理损耗增大。表3给出了不同虚警率时的最优分段数目、最优中频积累时间和最小处理损耗。由表3可见,不同 P_f 时的最优分段数目和最优中频积累时间不变,但最小处理损耗随着 P_f 的增大而增大,增量小于 0.5dB 。

表3 不同虚警率时最优分段数目、最优中频积累时间

和最小处理损耗 ($T = 3\text{ms}$, $f_d = 500\text{Hz}$, $C/N_0 = 45\text{dBHz}$)

虚警率 P_f	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}	10^{-8}
最优分段数目 N_{opt}	9	9	9	9
最优中频积累时间 $T_{opt}(\text{ms})$	0.333	0.333	0.333	0.333
最小处理损耗 $L_{cmin}(\text{dB})$	2.34	2.34	2.06	1.98

由图2~4可见,处理损耗曲线随着 N 的变化存在“谷底”,即处理损耗最小点。在处理损耗最小点右边,曲线变化比较平缓,意味着当分段数目偏离最优分段数目时,处理损耗与最小处理损耗相比,增加比较缓慢。以 $f_d = 500\text{Hz}$, $C/N_0 = 45\text{dBHz}$, $P_f = 10^{-6}$ 为例,此时最优分段数目 $N_{opt} = 9$,最小处理损耗 $L_{cmin} = 2.06\text{dB}$;当分段数目取为最优分段数目的两倍,即 $N = 18$ 时,处理损耗 $L_c = 2.50\text{dB}$,与最小处理损耗相比,增量小于 0.5dB 。

3.2 检测性能指标给定

由式(8)可知,检测性能指标 (P_f 、 P_d) 给定相当于等效理想检测能力因子 D_0 给定。这种情况下需要搜索不同 T 时的最优中频积累时间和相应的最大等效理想检测能力因子,找到满足检测性能指标的最小的 T 。由式(10)、(11)可知,在 f_d , C/N_0 , P_f 一定时,对于每个给定的 T ,处理损耗与等效理想检测能力因子成反比关系,处理损耗最小等价于等效理想检测能力因子最大。因而,对于每个给定的 T ,可以采用3.1的分析方法,在最大处理损耗最小化准则^[11]下,利用数值方法求得最优中频积累时间和相应的最大等效理想检测能力因子。

假定 $f_d = 500\text{Hz}$, $C/N_0 = 45\text{dBHz}$, 检测性能指标为 $P_f = 10^{-6}$, $P_d = 0.99$,即等效理想检测能力因子 $D_0 = 13.99\text{dB}$ 。对于相干检测,此时需要的总积累时间 $T_{ideal} = 0.4424\text{ms}$ 。分段-相关视频积累方法需要的总积累时间 T 要大于 T_{ideal} 。

图5给出了 T 在 $T_{ideal} \sim 4T_{ideal}$ 范围内的最优分段数目、最优中频积累时间、最小处理损耗和最大等效理想检测能力因子的变化曲线。

由于分段数目只能离散地变化,由图5(a)可见,随着 T

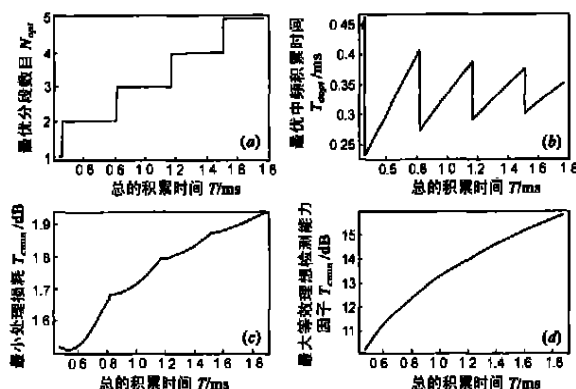


图5 (a)最优分段数目随总积累时间变化的曲线; (b)最优中频积累时间随总积累时间变化的曲线; (c)最小处理损耗随总积累时间变化的曲线; (d)最大等效理想检测能力因子随总积累时间变化的曲线

的增加,最优分段数目呈“阶跃式”变化。由于最优分段数目的“阶跃式”变化,导致最优中频积累时间、最小处理损耗和最大等效理想检测能力因子的变化曲线相应地存在“波折点”。

最优中频积累时间曲线随着 T 的增加,呈“振荡”收敛的趋势。相邻“波折点”之间的部分随着 T 的增加线性变化,这是由 $T_a = T/N$ 决定的。最小处理损耗曲线虽然存在“波折点”,但整体上呈上升趋势。最大等效理想检测能力因子曲线的“波折点”不明显,随着 T 的增加单调上升。

此时,只要求得满足检测性能指标的最小的 T 即可。通过解方程,得到 $T = 1.20\text{ms}$ 。相应的最大等效理想检测能力因子 $D_{0max} = 14.00\text{dB}$,刚好满足检测性能指标。相应的最优分段数目 $N_{opt} = 4$,最优中频积累时间 $T_{opt} = 0.300\text{ms}$,最小处理损耗 $L_{cmin} = 1.796\text{dB}$ 。

4 两种检波方式的比较

文献[1]研究了基于包络检波器的分段相关-视频积累方法的最优中频积累时间和对应的最小处理损耗,并给出了如表4所示的结果。

表4 最优中频积累时间和对应的最小处理损耗

多普勒 (f_d) (Hz)		500		2000	
载噪比 (C/N_0) (dBHz)		45	60	45	60
最优中频积累时间 $T_{opt}(\text{ms})$	包络检波	0.316	0.111	0.106	0.043
	平方律检波	0.333	0.188	0.103	0.041
最小处理损耗 $L_c(\text{dB})$	包络检波	1.33	0.14	3.20	0.34
	平方律检波	2.06	0.59	3.88	0.52

对表4的结果进行分析,可以得出如下结论:

(1) 两种检波器的最优中频积累时间相差不大。多普勒为 500Hz 时,平方律检波器的最优中频积累时间大一些;多普勒为 2000Hz 时,包络检波器的最优中频积累时间大一些。

(2) 平方律检波器的最小处理损耗大于包络检波器的最小处理损耗。载噪比为 45dBHz 时,最大偏差接近 1dB ;载噪比为 60dBHz 时,最大偏差不超过 0.5dB 。

5 结束语

本文对基于平方律检波的二相编码信号分段相关-视频

积累方法的研究表明:最优中频积累时间随着总积累时间的变化而变化.对于总积累时间给定的情况,随着多普勒容限的增大,最优中频积累时间减小,最小处理损耗增大;随着载噪比的提高,最优中频积累时间减小,最小处理损耗减小;随着虚警率的增大,最小处理损耗增大,最优中频积累时间基本不变.最后,对平方律检波和包络检波进行了对比,在分段相关-视频积累方法中,包络检波器的性能略优于平方律检波器.

工程应用中需要注意如下两点:

(1)通常中频积累时间为码元宽度 T_c 的整数倍,当最优中频积累时间 T_{opt} 不是 T_c 的整数倍时,可以将其取为 $\text{Round}(T_{\text{opt}}/T_c) \times T_c$,其中 $\text{Round}(x)$ 表示取离 x 最近的整数.由此带来的处理损耗增加可以忽略.

(2)当存在数据码元符号调制时,中频积累时间不应超过单个数据码元长度.在数据码元速率不高的场合,这种影响通常可以忽略.比如 GPS 系统,数据码元速率为 50Hz,即单个数据码元长度为 20ms,中频积累时间 T_a 通常不会超过该长度.当然,经过非相干检波后,多个数据码元之间也可以进行视频积累,以便进一步提高检测性能.

本文的研究结果可用于精密测距雷达、扩频通信和导航定位等领域.目前已用于指导“北斗一号”卫星定位系统接收机的设计.

参考文献:

- [1] 王飞雪,郭桂蓉.二相编码信号分段相关-视频积累的最优中频积累时间[J].国防科技大学学报,1999,21(1):71-75.
- [2] Marcum J I. A statistical theory of target detection by pulsed radar[J]. IRE Trans on Information Theory,1960,IT-6(2):59-144.
- [3] 梁泰基.统计无线电理论[M].长沙:国防科技大学出版社,1988.158-161.
- [4] 刘有恒.信号检测与估计[M].北京:人民邮电出版社,1989.632.
- [5] 王飞雪.直接序列扩频信号的全数字式快速捕获[D].长沙:国防科技大学研究生院,1998.33.
- [6] Barton D K. Modern radar system analysis[M]. Norwood:Artech House Inc,1988.65.

作者简介:



朱祥维 男,1980年2月出生于山东日照,国防科技大学电子科学与工程学院2004级博士生,目前主要研究方向为卫星导航定位系统、扩频通信中的伪码快速捕获技术等. E-mail:zxwhudt@xinhuanet.com

王飞雪 男,1971年1月生于福建长汀,博士,教授,博士生导师,IEEE会员,目前从事卫星导航定位、扩频信号处理、电子系统抗干扰、全数字接收机领域的研究,已发表国内外期刊论文20余篇,曾获国家科技进步二等奖1项,部委级科技进步一等奖2项,二等奖1项. E-mail:fxwang@nudt.edu.cn