

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*

王飞雪 郭桂蓉

(国防科技大学 ATR 重点实验室 长沙 410073)

摘要 载波多普勒下的二相编码连续波信号可以采用检波前中频积累加检波后视频积累的方法进行检测。本文对此方法进行了详细分析,提出了最优中频积累时间的选取准则。

关键词 多普勒, 二相编码, 连续波, 中频积累

分类号 TN957. 51

The Optimum IF Integration Time Length for Binary Phase-coded Signals Detection Based on Segment Correlation-Video Integration Method

Wang Feixue Guo Guirong

(ATR Lab. NUDT, Changsha, 410073)

Abstract When binary phase-coded continuous waveforms are to be detected under carrier Doppler, we may employ the method in which the signal is successively IF integrated, envelop detected and video integrated. This method is analyzed in detail and the criterion to choose the optimum IF integration time length is proposed in this paper.

Key words Doppler, binary phase-coded, continuous waveform, IF integration

相位编码脉冲压缩信号在精确测距雷达中有着广泛的应用,其中二相编码连续波信号以其实现简单、灵活的特点而受到重视。脉冲压缩通常采用匹配滤波或相关技术来实现^[1]。载波多普勒的存在将使相关峰降低,旁瓣抬起,导致失配损耗。对旁瓣的抑制问题已有大量研究结果报道^[2,3,4],本文着重研究多普勒对相关峰的影响。

在载波多普勒存在的情况下,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,用如下的假设检验模型来表示:

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

$$r(t|H_1) = AS(t) \cos[(\omega + \omega_d)t + \theta] + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

其中 A 是信号振幅, $S(t) = \pm 1$ 是二相码波形, θ 是均匀分布随机变量, ω_0 、 ω_d 分别为本振频率和多普勒频率。 $n(t)$ 是双边功率谱为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。仿照文献 [5] 的方法容易证明^[6],相应的最佳接收机由 M 个并行的接收通道构成,如图 1 所示。它将多普勒频率可能的分布范围 M 等分,每个通道以一个等分区间的中点频率作为多普勒频率进行匹配滤波。图中 $I_0(\cdot)$ 是零阶修正贝塞尔函数, $P(\omega)$ 是多普勒频率落在第 i 个取值区间内的先验概率。

考虑到硬件规模及实现成本等因素,常常希望在系统性能下降不大的前提下尽量减小接收机复杂度。一种常用的方法是采用一路相关接收通道和一路多普勒测量通道。多普勒测量通道估计出载波多普勒值用于控制相关接收通道的本振,如图 2 所示。但这种方法需要实时获得多普勒频率,这在许多应用场合是不实用的。采用检波前中频积累加检波后视频积累的方法(以下称为分段相关视频积累法)是一种实现简单、应用面广的方法,如图 3 所示。这种方法将整个信号持续时间 T 均匀划分为 N 段,在每一段内进行长度为 T/N 的检波前中频积累,各段的相关值经包络检波后进一步作非相关的视

* 国家重点型号研制项目资助及国防科技大学重点预研基金
1998年5月15日收稿,1998年11月23日修改
第一作者:王飞雪,男,1971年生,博士

频积累。在中频积累中，本地载波采用无多普勒频偏的 ω_0 。由于中频积累长度减少，扩大了多普勒频率的容限。此外，这种方法在规模上仅相当于图 1 所示最优接收机的一条通道，复杂度和成本都大大下降了。

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视频积累次数的问题。下面我们首先计算分段相关-视频积累方法相对相干检测方法的处理损耗，然后通过分析该处理损耗随信号持续时间 T 、视频积累次数 N 、多普勒频率 f_d 及输入载噪比变化的规律，确定最优的中频积累时间。由于在雷达检测理论中信噪比通常定义在中频上^[7]，本文中所有信噪比也均在中频上定义。

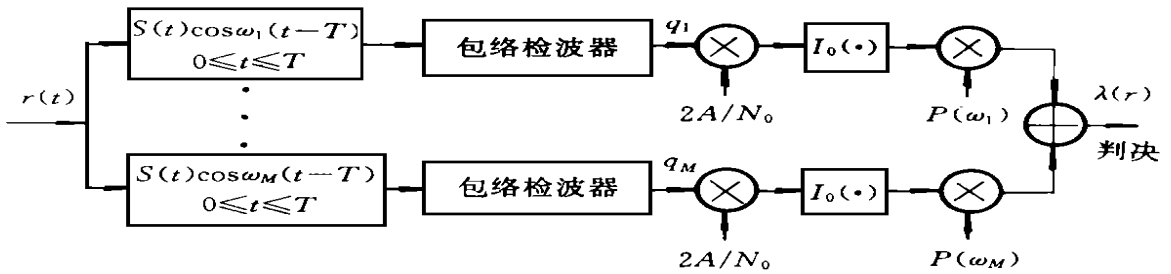


图 1 随机相位和频率信号的最优接收机

Fig. 1 Optimal receiver for signals with random phase and frequency

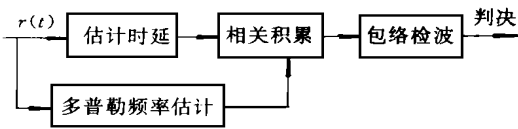


图 2 通过多普勒频率估计实现相关积累

Fig. 2 Perform coherent integration using Doppler frequency estimation

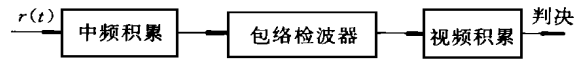


图 3 分段相关-视频积累法扩大多普勒容限

Fig. 3 Using segment correlation-video integration method to widen the Doppler limit

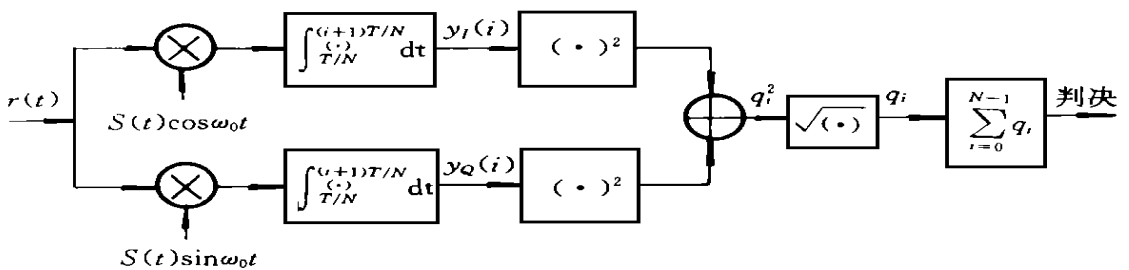


图 4 采用正交双通道实现分段相关-视频积累

Fig. Perform segment correlation-video integration using quadrature channels

1 处理损耗

将图 3 中的中频积累及包络检波采用图 4 所示的零中频方法实现，在图 4 中， $r(t H_0)$ 和 $r(t H_1)$ 通过积分器的输出分别为

$$y_I(i H_0) = \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} r(t H_0) S(t) \cos(\omega t) dt = \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} n(t) S(t) \cos(\omega t) dt \quad (3)$$

$$y_Q(i H_0) = \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} r(t H_0) S(t) \sin(\omega t) dt = \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} n(t) S(t) \sin(\omega t) dt \quad (4)$$

$$\begin{aligned} y_I(i H_1) &= \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} r(t H_1) S(t) \cos(\omega t) dt \\ &= \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} A S^2(t) \cos[(\omega + \omega)t + \Theta] \cos(\omega t) dt + y_I(i H_0) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} y_Q(i H_1) &= \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} r(t H_1) S(t) \sin(\omega t) dt \\ &= \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} A S^2(t) \cos[(\omega + \omega)t + \Theta] \sin(\omega t) dt + y_Q(i H_0) \end{aligned} \quad (6)$$

记

$$m_I(i H_1) = \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} A S^2(t) \cos[(\omega + \omega)t + \Theta] \cos(\omega t) dt \quad (7)$$

$$m_Q(i H_1) = \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} A S^2(t) \cos[(\omega + \omega)t + \Theta] \sin(\omega t) dt \quad (8)$$

(7) 式可简化为

$$m_I(i H_1) = \frac{A}{2} \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} \{ \cos[(2\omega + \omega)t + \Theta] + \cos(\omega t + \Theta) \} dt$$

当 $2\omega \frac{T}{N} \gg 1$ 时, 上面积分式中第一项可忽略不计, 于是

$$\begin{aligned} m_I(i H_1) &= \frac{A}{2} \int_{iT/N}^{(i+1)T/N} \cos(\omega t + \Theta) dt \\ &= \frac{1}{2\omega} \left\{ \sin\left[\frac{(i+1)\omega T}{N} + \Theta\right] - \sin\left[\frac{i\omega T}{N} + \Theta\right] \right\} \\ &= \frac{AT}{2N} S_a\left(\frac{\omega T}{2N}\right) \cos\left[\frac{(i+0.5)\omega T}{N} + \Theta\right] \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $S_a(x) = \sin(x)/x$ 。类似可证

$$m_Q(i H_1) = -\frac{AT}{2N} S_a\left(\frac{\omega T}{2N}\right) \sin\left[\frac{(i+0.5)\omega T}{N} + \Theta\right] \quad (10)$$

(9)、(10) 式说明, 载波多普勒频率使得信号幅度下降为无多普勒时的 $\left| S_a\left(\frac{\omega T}{2N}\right) \right|$ 倍。

容易证明 $y_I(i H_0)$ 和 $y_Q(i H_0)$ 是两个相互独立的高斯白序列, 且

$$E[y_I(i H_0)] = E[y_Q(i H_0)] = 0 \quad (11)$$

$$D[y_I(i H_0)] = D[y_Q(i H_0)] = \frac{N_0 T}{4N} \quad (12)$$

于是包络检波器输入端中频信噪比为

$$\text{SNR}_B = \frac{1}{2} \left[\frac{AT}{2N} S_a\left(\frac{\omega T}{2N}\right) \right]^2 \left/ \left(\frac{N_0 T}{4N} \right) \right. = \frac{A^2}{2N_0} \frac{T}{N} S_a^2\left(\frac{\omega T}{2N}\right) \quad (13)$$

考虑包络检波损耗^[7] $C_x = \frac{\text{SNR}_B + 2.3}{\text{SNR}_B}$ 以及视频积累增益 N , 输出信噪比为

$$\text{SNR}_O = \text{SNR}_B / C_x \quad N = \frac{N \text{SNR}_B^2}{\text{SNR}_B + 2.3} \quad (14)$$

若采用理想的相干接收机, 可获得的输出信噪比是

$$\text{SNR}_C = \frac{A^2 T}{2N_0} \quad (15)$$

因此分段相关-视频积累方法相对相干接收机的处理损耗为

$$L_c = \frac{\text{SNR}_C}{\text{SNR}_O} = \frac{A^2}{2N_0} \frac{T}{N} \frac{\text{SNR}_B + 2.3}{\text{SNR}_B^2} \quad (16)$$

2 最优中频积累时间

(13) 式及 (16) 式可分别改写为

$$\text{SNR}_B = T_a \frac{c}{n_0} S a^2 (\pi f_d T_a) \quad (17)$$

$$L_c = T_a \frac{c}{n_0} \frac{\text{SNR}_B + 2.3}{\text{SNR}_B^2} \quad (18)$$

其中 $\frac{c}{n_0} = \frac{A^2}{2N_0}$ 是载噪比, $T_a = \frac{T}{N}$ 是检波前的中频积累时间。

由 (17) 式及 (18) 式可知, 处理损耗 L_c 是输入载噪比 c/n_0 、多普勒频率 f_d 及包络检波前的中频积累时间 T_a 的函数。在输入载噪比、多普勒频率给定的条件下, 存在一个最优的中频积累时间, 使得处理损耗最小。这里多普勒频率值取为系统所要求的最大多普勒容限, 相当于采用最大损耗最小化的优化准则。由于很难获得最优中频积累时间与输入载噪比及多普勒频率之间的简明的显式关系, 我们借助数值计算和图示的方法进行分析选取。

图 5 给出了不同多普勒频率下处理损耗 L_c 随中频积累时间 T_a 变化的曲线, 其中输入载噪比为 45dBHz。由图中可以看出, 处理损耗随中频积累时间变化的规律较为复杂, 存在类似振荡的现象。每个“振荡”周期的边界为损耗极大点, 对应的中频积累时间为 $T_a = k/f_d$ (k 为整数)。在每个“振荡”周期内存在一个局部最优解; 全局最优解所在区间为 $(0, 1/f_d)$ 。由图中可以看出, 处理损耗与中频积累时间有很大的关系, 中频积累时间选择不合适可能导致很大的检测损耗。图 5 还表明, 多普勒频率越小, 最优中频积累时间越长, 相应的处理损耗也越小。当无多普勒频偏而仅有随机相位时, $L_c = 1 + \frac{2.3}{T_a c/n_0}$, 中频积累时间越长越好, 无需检波后积累。

图 6 给出了在最优中频积累取值区间 $(0, 1/f_d)$ 内不同输入载噪比下处理损耗随中频积累时间变化的曲线, 其中多普勒频偏为 500Hz。从图中可以看到, 最优中频积累时间与输入载噪比有关, 输入载噪比越高, 最优中频积累时间越短, 相应的处理损耗也越小。

表 1 给出了不同多普勒频偏及载噪比下, 根据最大损耗最小化准则得出的最优中频积累时间及对应的检测损耗。表中结果也验证了上面的分析。

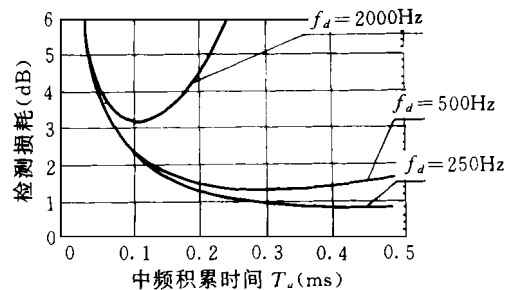
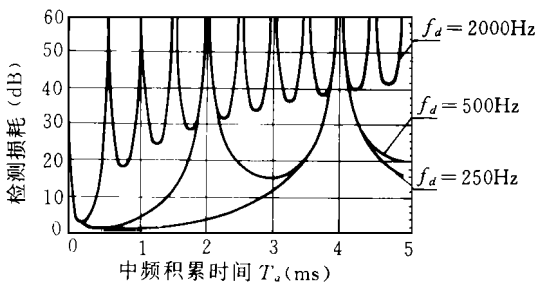


图 5 (a)

图 5 (b) 不同多普勒频率下检测损耗 L_c 随中频积累时间 T_a 变化的曲线

(图 5 (b) 为图 5 (a) 的局部放大图)

Fig. 5 Detection loss L_c versus IF integration time length under different Doppler frequency

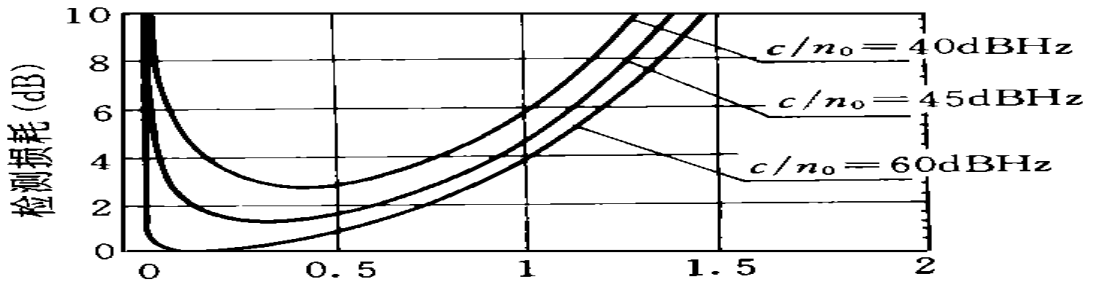


图6 不同输入载噪比下检测损耗随中频积累时间变化的曲线
(多普勒频偏为 500Hz)

Fig. 6 Detection loss versus IF integration time length under different c/n_0

表1 最优中频积累时间及对应的检测损耗

Tab. 1 optimum IF integration time length and detection loss

多普勒频率 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_a (ms)	0.316	0.111	0.106	0.043
检测损耗 L_c (dB)	1.33	0.14	3.20	0.34

此外, 在低信噪比、大多普勒频偏的情况下, 分段相关-视频积累的方法也可能因为损耗太大而不能满足要求。在此情况下, 可以考虑多通道法与分段相关-视频积累法相结合, 适当增加通道数量, 减少每一通道所需实现的多普勒容限带宽, 而每个通道仍采用分段相关-视频积累法抑制残余多普勒频偏。这种方法在系统规模和性能间进行折衷, 通道数增加不多而多普勒容限可以有较大的提升。

3 结论

本文针对载波多普勒下二相编码连续波信号的检测, 推导了分段相关-视频积累方法相对理想相干检测方法的处理损耗, 在此基础上提出了检波前中频积累时间的优选准则并给出了优选的方法。该方法对二相编码连续波信号接收机及扩频通信中长伪随机码的快捕接收机的设计均具有很强的指导作用。本文结论已应用于若干实际系统的设计与研制, 取得了预期的效果。

参考文献

- 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论. 北京: 国防工业出版社, 1984: 175~176
- Zoraster. Minimum peak range sidelobe filters for binary phase-coded waveforms. IEEE T-AES, Jan 1980, 16 (1): 112~115
- Abbasi A. Iterative method for range sidelobe suppression for binary codes. Electronics Letters, July 1988, 24 (14): 889~890
- Rao D., Sridhar G. Improving performance in pulse radar detection using neural networks. IEEE T-AES, July 1995, 31 (3): 1193~1198
- 刘有恒. 信号检测与估计. 北京: 人民邮电出版社, 1989: 150~153
- 王飞雪. 直接序列扩频信号的全数字式快速捕获. 国防科技大学 [博士论文], 1998, 11
- Barton D K. Modern radar system analysis. Artech House, Inc., Norwood, MA, 1988: 64