

相位编码信号的多普勒补偿

孙东延, 陶建锋, 付全喜

(空军工程大学 导弹学院制导雷达工程系, 陕西 三原 713800)

摘要: 在相位编码脉冲压缩技术中,各种码都存在着多普勒失配问题。在分析产生多普勒失配原因的基础上,提出了一种新的处理方法。该方法可以从根本上改变相位编码对多普勒频移的敏感性,与传统的脉压方法相比,有较大的多普勒容限带宽。

关键词: 相位编码;脉冲压缩;多普勒频率;合成码

分类号: TN958.3 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2000)01-0047-03

面对雷达发射机峰值功率的限制和想获得高的距离分辨力,或者为了让雷达波形对于某种特定情况为最佳而使雷达的检测性能最好,通常要采用编码脉冲压缩信号。雷达的相位编码脉冲压缩信号在时域通过信号和相位调制来获得很大的等效带宽,从而提高雷达的距离分辨力。

脉冲压缩编码通常分为二相码和多相码。多相码有 Frand 码、P₃ 码等,二相码有 Barker 码、m-序列码等。无论是二相码还是多相码,其应用均受到多普勒敏感或失配的严重限制。

脉冲压缩通常采用匹配滤波或相关处理来实现。当不存在多普勒频移和噪声时,其输出为理想的自相关函数,在相对时延为零处具有类似冲击函数的大峰值,而其它处的旁瓣较小。当发射信号碰到一个动目标时,反射回来的信号含有一个线性相移,其斜率与多普勒频移成正比。由于这个多普勒调制频率减小了压缩脉冲的峰值,引起失配损失,因而旁瓣结构也发生变化,表现为匹配滤波器输出主峰加宽,旁瓣抬起,从而影响了距离分辨力,增加了虚警率。相位编码信号都存在多普勒失配的敏感性问题,因此,解决多普勒敏感问题是改善脉冲压缩性能的一个主要途径。

已有许多学者对相位编码信号脉冲压缩性能的改善进行了研究,但都局限于降低旁瓣电平的抑制滤波器方面,对多普勒失配敏感性问题的解决仍很不理想。本文在分析直接匹配处理结构对多普勒失配敏感性影响的基础上,提出了一种新的处理结构,可以抑制调制的多普勒频移,结果大大地扩展了相位编码信号的多普勒容限带宽。

1 编码信号直接匹配(或相关处理)的多普勒失配性能分析

相位编码信号的脉冲压缩可以采用匹配滤波或相关处理技术来实现。两种处理结构的本质是一致的。图1为延时匹配滤波器的结构图,包含I、Q两个正交通道。

在延时匹配滤波器和相关处理结构中,多普勒频率失配的补偿主要依靠本振补偿来实现,即在中频 f_0 基础上补偿多普勒频率 f_d (即本振为 $f_0 \pm f_d$),从而消除多普勒频移失配。但当多普勒频率 f_d 未知或不能精确得到时,多普勒失配的补偿主要取决于匹配滤波器对该码信号的多普勒容限带宽。然而,直接匹配滤波或相关处理结构的多普勒容限太窄。

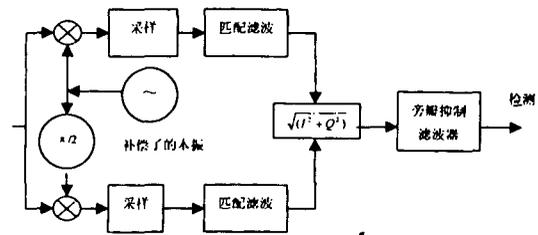


图1 处理器 I

采样离散后的零中频处理过程如图2所示。下面我们就来分析多普勒失配性能。

设具有多普勒失配的零中频信号为

$$S_d(t) = A \cdot \cos(\omega_d t + \theta_n + \varphi) \quad (1)$$

其中： ω_d 为多普勒频移角频率； φ 是回波初始随机相位； θ_n 为第 n 个脉冲的相位。

具有多普勒频移的正交双通道中的零中频编码调制信号为

$$X_i(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left[t - mT - n\tau - \frac{\tau}{2}\right] \cdot A \cdot \cos(\omega_d \cdot t + \theta_n + \varphi_m) \quad (2)$$

$$X_q(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left[t - mT - n\tau - \frac{\tau}{2}\right] \cdot A \cdot \sin(\omega_d \cdot t + \theta_n + \varphi_m) \quad (3)$$

这里
$$\text{rect}[\cdot] = \begin{cases} 1 & -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

其中： T 表示码序列的重复周期； τ 是子码宽度； N 是码的位数。

由(2)、(3)式得正交双通道的输入离散序列为

$$X_i(m, n) = A \cdot \cos(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n + \varphi_m) \quad (4)$$

$$X_q(m, n) = A \cdot \sin(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n + \varphi_m) \quad (5)$$

其中： $n=1, 2, \dots, N$ ； $m=0, 1, 2, \dots$ ； θ_n 为第 m 个周期第 n 个脉冲的相位。

设相位码匹配滤波器的冲击响应序列为 h_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$)，则匹配滤波器输出的第 k 个相关峰为

$$\begin{aligned} X'_i(m, n) &= \sum_{n=1}^k [A \cdot \cos(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n + \varphi_m)] \cdot h_{k-n} \\ &= \cos\varphi_m \sum_{n=1}^k [A \cdot \cos(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n)] \cdot h_{k-n} - \sin\varphi_m \sum_{n=1}^k [A \cdot \sin(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n)] \cdot h_{k-n} \\ &= A_i \cdot \cos(\varphi_m + \alpha_k) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} X'_q(m, n) &= \sum_{n=1}^k [A \cdot \sin(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n + \varphi_m)] \cdot h_{k-n} \\ &= \cos\varphi_m \sum_{n=1}^k [A \cdot \sin(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n)] \cdot h_{k-n} - \sin\varphi_m \sum_{n=1}^k [A \cdot \cos(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n)] \cdot h_{k-n} \\ &= A_i \cdot \sin(\varphi_m + \alpha_k) \end{aligned} \quad (7)$$

$$k=1, 2, \dots, 2N-1; \quad m=1, 2, 3, \dots$$

令
$$c = \sum_{n=1}^k [A \cdot \cos(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n)] h_{k-n}$$

$$b = \sum_{n=1}^k [A \cdot \sin(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n)] h_{k-n}$$

则
$$A_i = 1 / \sqrt{c^2 + b^2}$$

$$\alpha_k = \cos^{-1}[c / \sqrt{c^2 + b^2}]$$

从(6)、(7)两式中可以看出，双通道匹配滤波器输出的相关性已受多普勒频率的调制。这是一种内调制，已无法从根本上消除这种多普勒失配的影响。

从(4)、(5)两式中可以看出，若在零中频信号进行匹配滤波之前就对正交双通道的零中频信号进行补偿，则有可能消除多普勒调制的影响。本文就是根据这一思想设计的一种新型处理结构。

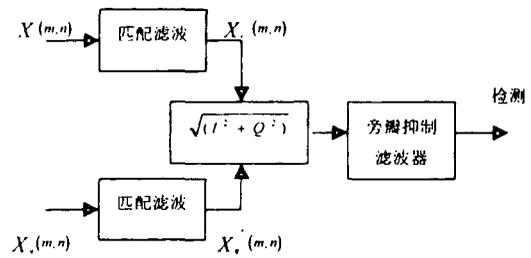


图2 中频处理器

2 相位编码信号的多普勒补偿原理及实现方法

2.1 理论分析

由图 2 及(4)、(5)式得到正交双通道离散的多普勒调制零中频信号。第 m 重复周期在 n 时刻的零中频信号为

$$X_i(m, n) = A \cdot \cos(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n + \varphi_m)$$

$$X_q(m, n) = A \cdot \sin(\omega_d \cdot n\tau + \theta_n + \varphi_m)$$

另外,如果在图 1 中本振信号用 $S_i(t) = \cos(2\pi f_i \cdot t + \theta_n)$,则输出的正交双通道离散的零中频信号为

$$X'_i(m, n) = A' \cdot \cos(\omega_d \cdot n\tau + \varphi_m) \tag{8}$$

$$X'_q(m, n) = A' \cdot \sin(\omega_d \cdot n\tau + \varphi_m) \tag{9}$$

令 $X''_i(m, n) = X_i(m, n) \cdot X'_i(m, n) + X_q(m, n) \cdot X'_q(m, n) = A \cdot A' \cdot \cos(\theta_n) \tag{10}$

$$X''_q(m, n) = X_i(m, n) \cdot X'_q(m, n) + X_q(m, n) \cdot X'_i(m, n) = A \cdot A' \cdot \sin(\theta_n) \tag{11}$$

从(10)、(11)式可以看出,经过相乘处理后的 $X''_i(m, n)$ 和 $X''_q(m, n)$ 中就没有多普勒调制了,并且消除了回波初相的影响,这样,多普勒失配的问题就解决了。

2.2 处理结构的实现

根据以上推导设计出的处理结构见图 3。

在图 3 所示的处理结构中,采用了两路相同的正交双通道处理。其本振信号分别用 $\cos\omega_i \cdot t$ 与 $\cos(\omega_i \cdot t + \theta_n)$,其中 $\cos(\omega_i \cdot t + \theta_n)$ 为发射信号经延时获得,在得到零中频采样信号后,再进行三角变换,最后得到不含有多普勒调制的零中频信号 $A \cdot A' \cos(\theta_n)$ 和 $A \cdot A' \sin(\theta_n)$,并且消除了回波初相的影响。

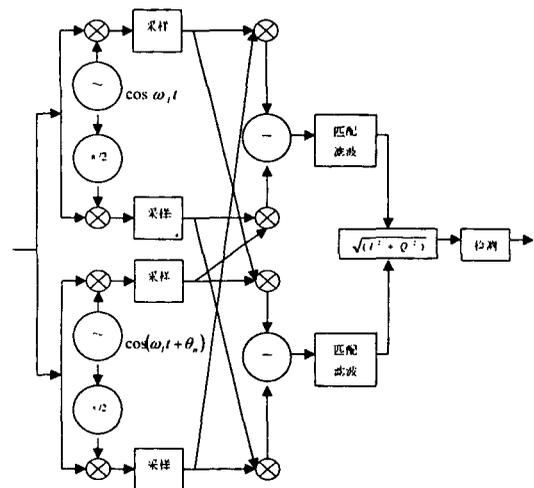


图 3 具有多普勒补偿的处理器

3 结论

本文介绍了一种相位编码信号的压缩技术,从理论上证明了采用该方法可以从根本上消除相位编码信号对多普勒频移的敏感性。这一技术可以适用于任何相位编码信号,特别是对于象 Frank 码、E 序列四相码、P 相码等多普勒容限较小的信号,采用该方法后,可以得相对较大的多普勒容限。同直接匹配滤波技术与副瓣压缩技术相比,该方法的硬件设备复杂,实时处理数据量大,如果采用专用的数字信号处理器件,以上问题将会得到有效解决。

参 考 文 献

[1] 程玉平. 二相码信号的多普勒补偿[J]. 现代雷达,1992(5).
 [2] Augnst W · Rihaczek, Roger M · Gdden. Range sidelobe suppression for barker codes[J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic systems,1971,7(11).
 [3] 栾旭明.P 相码旁瓣抑制[J]. 雷达与对抗,1990(3).

The Doppler Compensation for Phase-coded Waveforms

SUN Dong-yan, TAO Jian-feng, FU Quan-xi

(Dept. of Guided Radar Engineering of the Missile Institute, AFEU. ,Sanyuan 713800,China)

Abstract. There lies Doppler mismatch in every code of phase-coded pulse compression techniques. Based on the analysis of the causes of Doppler mismatch of phase-coded waveforms, a new processing method is proposed. This method attenuates the sidelobe sensitivity to Doppler mismatch and has larger permissive bandwidth of Doppler mismatch than the customary method by direct match filtering and correlating.

Key words: Phase-coding; Pulse compression; Doppler frequency; Component code