

# 二相编码雷达信号的旁瓣抑制和扩展多普勒容限研究

刘强 向敬成 顾德仁

(电子科技大学电子工程系, 成都 610054)

**摘要** 着重研究二相编码长码长雷达信号的距离旁瓣抑制加权处理问题, 阐述了一种从频域结构分析入手、适用于各种码长信号的设计最小峰值旁瓣滤波器的方法, 并给出了190位码的计算机模拟结果。针对相位编码信号的多普勒频移灵敏问题, 提出了频率分集处理和非相干型旁瓣抑制滤波器相结合的方法, 以改善多普勒性能。模拟结果表明, 频域分析法结合非相干加权方式设计出的最小峰值旁瓣滤波器, 较好地满足了现代雷达系统的要求。

**关键词** 雷达信号; 相位编码信号; 旁瓣抑制滤波器; 多普勒容限

## 一、引言

在脉压雷达中, 二元伪随机(PN)序列相位调制是常用的信号形式之一<sup>[1]</sup>。相位编码信号的距离旁瓣偏高和多普勒频移灵敏问题限制了其应用。在兼顾多普勒容限的情况下, 尽可能地提高信号脉压输出的主副比(RMS), 一直是雷达波形设计者追求的目标。

通常, 利用波形捷变码组的(相参、非相参)积累特性<sup>[2]</sup>, 可以提高RMS, 并扩展多普勒容限。但在某些雷达应用场合, 例如PD雷达, 不希望在相干处理间隔内进行脉间码型捷变, 因此设计旁瓣抑制滤波器(SSF)成为必需。

SSF的研究已有很长时间, 几乎从脉冲压缩技术提出时即已开始。文献[3]等立足于从脉压信号的时域特性构造出SSF模型。这类方法通用性强, 并取得了许多成果, 但在码长和SSF存储器长度很长时, 计算量相当大, 且精度欠佳。文献[4]等从13位Barker码的频域结构出发, 推出一个简单的频域表达式, 并据此设计和优化出了SSF。但对于更长的码组, 就没有那么简单的频域表达式了。尤其是码长大于40位时, 要推导其简单的频域表达式是不可能的。因此, 目前几乎还未见涉及长码加权处理问题的报道。

值得指出的是, 已发表的大部分著作主要是立足于降低自相关函数的旁瓣, 而对多普勒效应这一重要因素考虑甚少。G. Galati 和 M. Orsini<sup>[5]</sup>研究了13位Barker码的非相干型SSF, 指出了非相干处理是解决多普勒灵敏的一种有效途径。

本文以子脉冲宽度为 $0.3\mu\text{s}$ 、码长190位的二相码为例, 阐述了适用于长码的SSF

1992.02.09收到, 1993.06.14定稿。

刘强 男, 1966年生, 博士生, 信号与信息处理专业。

向敬成 男, 1939年生, 教授, 现从事信号处理和雷达系统工程方面的教学和研究工作。

顾德仁 男, 1926年生, 教授, 博士生导师, 现从事信号和信息处理方面的教学和研究工作。

设计方法——频域结构分析法,并结合长、短码频率分集和非相干加权处理方式,解决了码长较长的二相编码信号的旁瓣抑制和扩展多普勒容限问题。

## 二、二相编码信号的频域结构分析

理想情况下,相位编码信号回波的复数表达式为

$$s(t) = a(t) \cdot \exp[j\varphi(t)] \cdot \exp[j2\pi f_c t]$$

其复包络函数为

$$u(t) = a(t) \exp[j\varphi(t)]$$

$\varphi(t)$  为相位调制函数,对于二相编码信号来说,可用二进制序列  $\{\varphi_k = 0, \pi\}$  表示,或用  $\{C_k = \exp[j\varphi_k] = +1, -1\}$  表示。设  $u_1(t)$  为子脉冲函数,在矩形子脉冲情况下有

$$u_1(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T}, & 0 < t < T \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

其中  $T$  为子脉冲宽度。则

$$u(t) = u_1(t) * u_2(t) \quad (1)$$

其中  $u_2(t) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} C_k \delta(t - kT)$ ,  $\delta$  为冲激函数,  $P$  为码长。

应用傅里叶变换对

$$\begin{aligned} \text{rect}(t/T) &\Longleftrightarrow \text{sinc}(fT) \\ \delta(t - kT) &\Longleftrightarrow \exp(-j2\pi f kT) \end{aligned}$$

不难得到二相编码信号的频谱表达式:

$$U(f) = U_1(f) \cdot U_2(f) \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} U_1(f) &= \sqrt{T/P} \text{sinc}(fT) \exp(j\pi f T) \\ U_2(f) &= \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} C_k \exp(-j2\pi f kT) \end{aligned}$$

其能量谱密度(即二相编码信号自相关函数的频谱)表达式可写成

$$|U(f)|^2 = |U_1(f)|^2 \cdot |U_2(f)|^2 \quad (3)$$

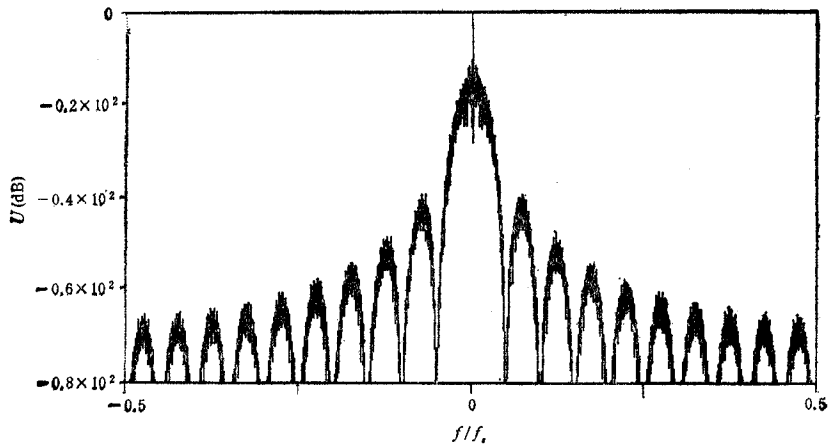
其中

$$\begin{aligned} |U_2(f)|^2 &= U_2(f) \cdot U_2^*(f) \\ &= \frac{1}{\sqrt{P}} \left[ \sum_{k=0}^{P-1} C_k \exp(-j2\pi f kT) \right] \left[ \sum_{k=0}^{P-1} C_k \exp(j2\pi f kT) \right] \\ &= \frac{1}{P} \left[ P + 2 \sum_{m=1}^{P-1} X_b(m) \cos(2\pi m f T) \right] \end{aligned} \quad (4)$$

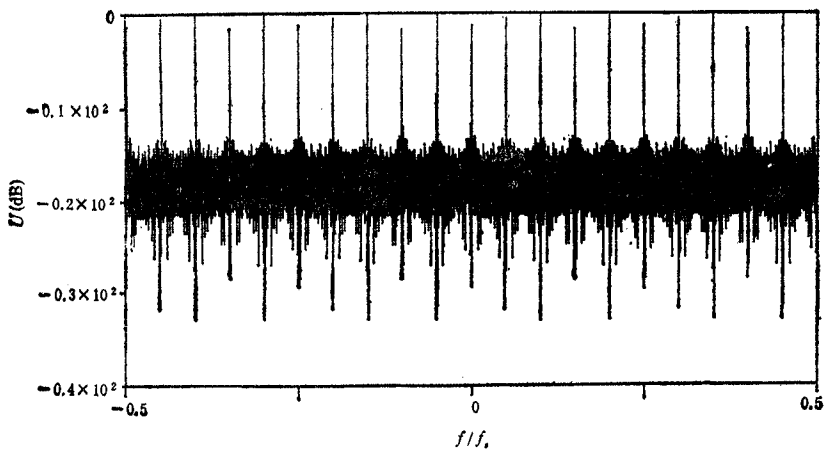
式中  $X_b(m) = \sum_{k=0}^{P-1-m} C_k C_{k+m}$  为编码序列的非周期自相关函数。

(4) 式即是脉压输出中与距离旁瓣有关的波纹谱函数,图 1 示出了 190 位二相码的

$|U(f)|^2$  和  $|U_2(f)|^2$ .



(a) 190位码的能量谱密度



(b) 190位码的旁瓣波纹谱函数

图1 190位码的  $|U(f)|^2$  和  $|U_2(f)|^2$   
(采样频率: 66.67MHz, FFT 点数: 32768)

### 三、由频域结构设计 SSF

理想情况下,雷达在接收到编码信号的回波,经过 A/D 变换和脉压后,输出即是原信号的自相关函数。(3)式即其频谱表达式。为此,我们就  $|U_2(f)|^2$  设计其逆滤波器,即是所需的 SSF。

我们可对(4)式进行数字逼近。令

$$f = nf_s/N = 1/(NT_s), \quad n = 0, 1, \dots, N$$

其中  $f_s$  为采样频率,  $T_s$  为采样间隔,  $N$  为 FFT 长度。则

$$|U_2(n)|^2 = 1 + \frac{2}{P} \sum_{m=1}^{P-1} X_b(m) \cos\left(2\pi n \frac{mT}{NT_s}\right)$$

此即  $|U_2(f)|^2$  的数字频率表达式, 求其倒数的 IFFT (得到的时间序列严格说并非理想逆滤波器的冲激响应; 当  $N$  足够大,  $T_s$  足够小时, 可以近似认为它就是逆滤波器的冲激响应), 对得到的时间序列再进行抽点 (以便与子脉冲间隔匹配)、截短和优化, 就得到了 FIR 形式的 SSF 的权系数。我们对子脉冲宽度为  $0.3 \mu\text{s}$  的 190 位码按上述过程设计了 SSF。该码组, 在加权前,  $f_d = 0$  时,  $\text{RMS} = 25.6 \text{dB}$ ;  $f_d = 10 \text{kHz}$  时,  $\text{RMS} = 12.9 \text{dB}$ 。选取不同的  $N$  和  $T_s$ , 通过优化得到的最好的 SSF 性能如下 ( $T_s = 0.03 \mu\text{s}$ ,  $N = 32768$ ):  $f_d = 0$  时,  $\text{RMS} = 55.8 \text{dB}$ , 主峰损失  $0.06 \text{dB}$ ;  $f_d = 10 \text{kHz}$  时,  $\text{RMS} = 13.6 \text{dB}$ , 主峰损失  $1.6 \text{dB}$ 。其加权前后的输出波形如图 2 所示。当然, 加权(或逆滤波)处理会带来一定的信噪比损失(一般表现为主峰衰减损失)。我们设计的 SSF, 主峰损失在多普勒容限内不超过  $2 \text{dB}$ 。

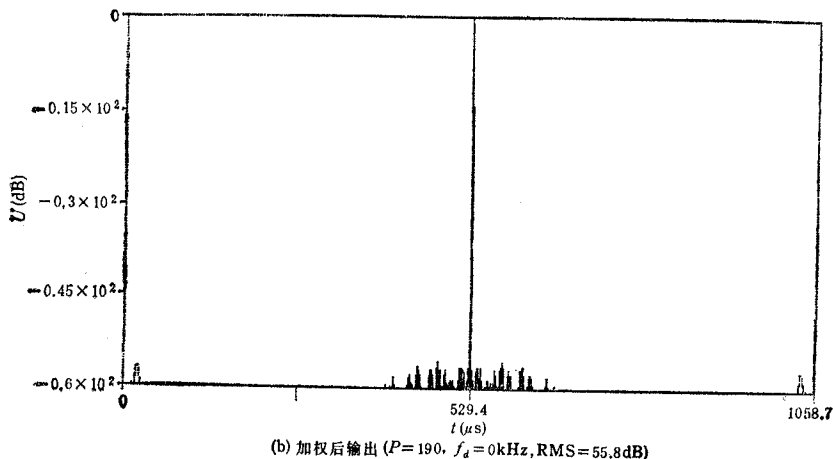
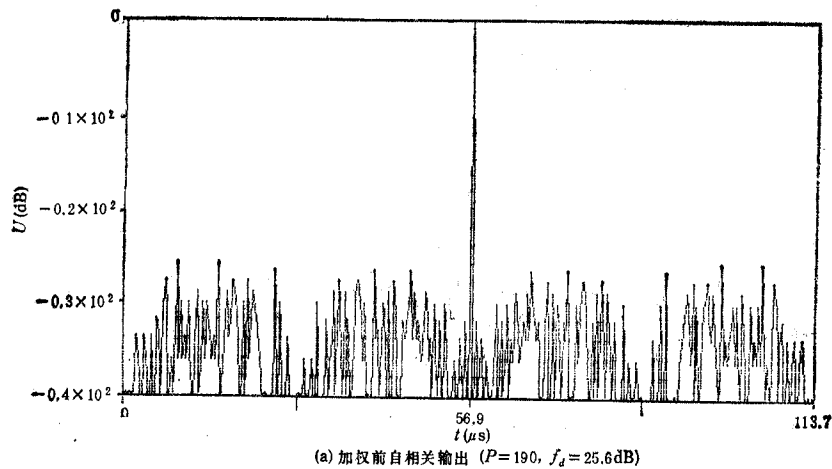


图 2 190 位码加权前、后输出波形  
(图(a)中的  $f_d = 0$ ,  $\text{RMS} = 25.6 \text{dB}$ )

## 四、多普勒容限的扩展

用前述方法设计 SSF 时,没有考虑多普勒频移的影响,从模拟结果来看,其对多普勒性能改善不大。对于  $0.3\mu\text{s}$  子脉冲宽度的 190 位码,在  $f_d = 10\text{kHz}$  时,  $Pf_dT = 0.57 > 0.5$ ,即跨越整个脉冲 ( $190 \cdot 0.3\mu\text{s}$ ) 的相移超过了  $180^\circ$ ,此时多普勒灵敏问题是不容忽视的。

文献[2]研究了长、短码频率分集的处理方式,即用不同频率发射两个长短不一的  $P_1, P_2$  码组,在接收端合成为  $P = P_1 + P_2$  的码。由于码长越长,对多普勒频移越敏感,所以采用长、短码频率分集处理后,整个系统受  $f_d$  的影响就小于单独用一个很长的码组。我们将 190 位的码分为  $127 + 63$  位的码组,当  $f_d$  从 0 变到  $10\text{kHz}$  时, RMS 由  $25.6\text{dB}$  降到  $21.5\text{dB}$ ,仅下降约  $4\text{dB}$ ,而 190 位的码要下降  $12\text{dB}$ ,从这里可以看出采用频率分集长、短码处理方式使  $f_d$  响应能力得到了改善。当然这样作将导致硬件设备量增加。

为了进一步扩展多普勒容限,可以采用非相干型的 SSF 方案<sup>[3]</sup>。相干和非相干两种加权处理方式如图 3 所示。文献[5]分析了 13 位 Barker 码非相干处理方式所得到的改善。本文将这一思路推广到了长码的旁瓣抑制。从直观上分析,由于求模提前到匹配滤波器(MF)之后,原来调制在 SSF 输入端信号上的多普勒频率消失了。此时多普勒频率对 SSF 的影响是由于 MF 失配使其输出包络发生变化而引起的。与相干型加权处理比较,多普勒频移变化对非相干型 SSF 的性能影响要小很多,且硬件设备量少一半。我们将该方法推广应用到了  $127 + 63$  频率分集式的加权处理方案中,使得  $f_d = 10\text{kHz}$  时的 RMS 达到  $27.09\text{dB}$ ,提高了近  $6\text{dB}$ 。

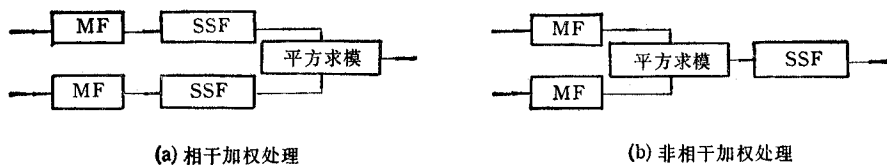


图 3 相干、非相干加权处理方案

非相干加权处理方式提供了另一种扩展多普勒容限的途径。因为对非相干型 SSF,正负多普勒频移的影响是一样的,我们可以在非零  $f_d$  上设计 SSF。如果要求的多普勒容限较大时,我们以该容限的  $1/3$  或  $1/2$  频率点为中心设计 SSF,这样虽然损失了  $f_d=0$  时的 RMS,但  $f_d$  较大时的 RMS 却得到了大大提高。

## 五、一个完整的实例

我们根据现代监视雷达的具体要求,研究设计了一个完整的 190 位二相编码处理方案。框图如图 4 所示。

该方案采用  $127 + 63$  位长、短码频率分集方式,并结合了非相干 SSF 技术。我们以

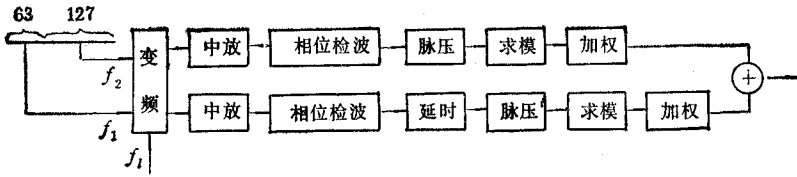


图4 190位码频率分集式加权处理框图

$f_d = 3\text{kHz}$  为中心, 用频域结构分析法分别设计了127和63位码的SSF(分别为253和249级), 可分别用8片IMS-A100级联实现。其RMS在 $f_d = 0$ 时为32.3dB(主峰损失0.006dB), 在 $f_d = 10\text{kHz}$ 时为27.09dB(主峰损失1.88dB)。与不采用频率分集和非相干SSF时比较,  $f_d = 10\text{kHz}$ 处的RMS提高了13.6dB。图5、图6示出了加权输出的模拟结果曲线, 图7示出了RMS随 $f_d$ 变化曲线, 多普勒容限、主峰衰减等指标均满足实用要求。

### 六、结 论

频域结构分析法设计的SSF, 仍是最小峰值旁瓣滤波器。由前述过程可以看出它仅

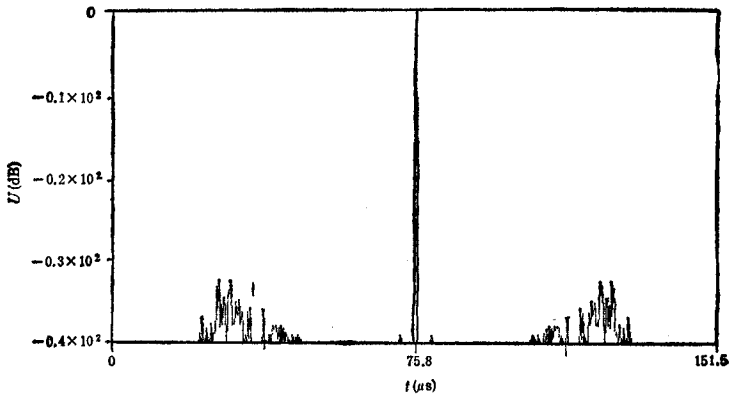


图5 长短码分集和非相干加权后输出波形  
( $P = 127 + 63, f_d = 0, \text{RMS} = 32.3\text{dB}$ )

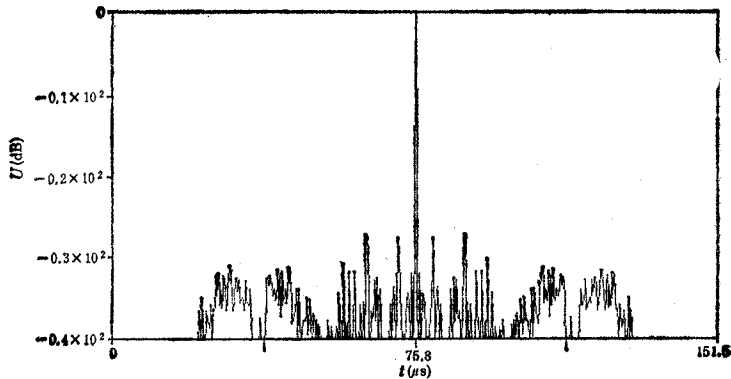


图6 长短码分集和非相干加权后输出波形  
( $P = 127 + 63, f_d = 10\text{kHz}, \text{RMS} = 27.09\text{dB}$ )

依赖于码组的非周期自相关函数,只要给定码组,就可用此法设计 SSF,因而通用性强.由模拟结果可以得出结论,在兼顾多普勒频移的情况下,综合采用频率分集和非相干处理方式,可以设计出性能优良的 SSF,以满足现代雷达的工程实用要求.

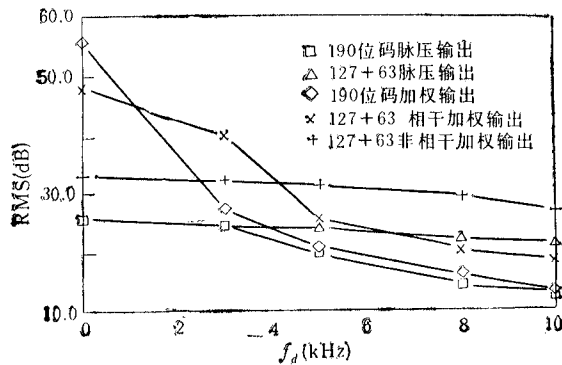


图7 RMS 随  $f_d$  变化曲线

### 参 考 文 献

- [1] 林茂庸,柯有安,雷达信号理论,国防工业出版社,北京,1984年,第153—160页.
- [2] 向敬成,邱万智,陈辅新,非相参积累雷达大压缩比二相编码信号的研究,电路与系统学报,1(1989)4,389—396.
- [3] E.L.Key, E.N. Fowle, R.D. Hargarty, A Method of Sidelobe Suppression in Phase-Coded Pulse Compression Systems, MIT Lincoln Lab. Tech. Rept. 209, Aug, 1959.
- [4] A.W. Ribaczek, K.M. Golden, *IEEE Trans. on AES*, AES-7(1971)6 1087—1092.
- [5] G. Galati, M. Orsini, Doppler-Tolerant Digital Pulse Compression with Minimized Hardware, International Radar Conference, Paris, 1984, pp. 22—27.

## SIDELobe SUPPRESSION AND DOPPLER-TOLERANCE IMPROVEMENT OF BIPHASE CODED SIGNAL

Liu Qiang Xiang Jingcheng Gu Deren

(University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054)

**Abstract** The issue of range sidelobe suppression filters for biphas coded signals is investigated. By analysing the characteristic in frequency domain, a design method for minimized peak sidelobe filters, which is suited for various code length is suggested. The computer simulation of sidelobe suppression is made based on 190-bit biphas coded signals. This paper presents a method to improve the Doppler-tolerance by combining the frequency diversity and non-coherent sidelobe reduction filters. The simulation results show that the peak sidelobe reduction filters meet the requirements of modern radar systems.

**Key words** Radar signal; Phase-coded signal; Sidelobe suppression filter; Doppler-tolerance