

# 频域处理的二相编码信号旁瓣抑制技术研究<sup>1</sup>

武剑辉 贺知明 向敬成

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**摘要** 该文从二相编码信号的频谱结构分析入手,采用频域数字处理方法,研究了二相编码长码雷达信号距离旁瓣频域抑制加权技术,提出一种适用于各种码长不同码序列的编码信号旁瓣抑制滤波器(SSF)频域设计方法,并以127位二相编码信号为例,对SSF处理的性能进行仿真分析和实验测试.当 $f_d=0$ 时,仿真与实测结果的主副比分别达到50dB和43dB.这表明采用这种方法所设计的二相码信号SSF可以应用于现代雷达系统,并得到满意的性能指标.

**关键词** 二相编码信号,旁瓣抑制,主副比,FFT

**中图分类号** TN911.31

## 1 引言

在现代雷达系统中,广泛采用长的编码脉冲在保证探测距离的同时,通过脉冲压缩处理技术来获得窄脉冲较高的测距精度和分辨率.二元伪随机(PN)序列相位调制是常用的脉压信号形式之一,且由于其信号波形的随机性和易实现捷变,对提高雷达系统的抗截获能力很有利.但二相编码信号用匹配滤波器进行脉压处理时,其压缩输出的峰值旁瓣电平PSL(Peak Sidelobe Level)较高<sup>[1]</sup>.因此,如何设计二相码旁瓣抑制滤波器(SSF),在一定的多普勒容限内,尽力提高二相码信号的主副比(RMS),一直是雷达系统设计的重要课题.

对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,但对长码信号的频域处理研究却很少见到.文献[2]讨论了13位Barker码的频域结构,推出了简单的频域表达式,并由此设计和优化出了SSF,但最终还是回到了时域实现.文献[3]分析了14~34位码经时域加权失配处理的旁瓣抑制性能.文献[4]研究了190位码的SSF设计,也只是在时域里实现的.因此,目前少有涉及长码频域旁瓣抑制加权处理问题的研究报道.

本文研究了频域SSF的设计方法,推出了适用于任意二相码频域SSF的传递函数.并基于FFT(快速傅里叶变换)器件,以子脉冲宽度 $0.2\mu\text{s}$ 、码长127位的二相码为例,用5MHz的低采样率,仿真分析了SSF的性能.完成了二相码信号频域脉压系统的设计及其实验测试,较好地实现了二相码长码雷达信号低旁瓣频域脉压处理.

## 2 二相编码信号及其频谱

一般相位编码信号的复包络表达式为

$$u(t) = \sum_{k=0}^{P-1} \exp[j\theta(t)]u_1(t-kT), \quad 0 \leq t \leq PT \quad (1)$$

其中 $\theta(t)$ 为相位调制函数,对二相码信号来说, $\theta(t)$ 只有0或 $\pi$ 两个取值,可用二进制序列 $\{C_k = \exp(j\theta_k) = +1, -1\}$ 来表示. $u_1(t)$ 为子脉冲函数,普遍使用脉宽为 $T$ 的矩形脉冲函数,

<sup>1</sup> 2000-11-24收到, 2002-04-15定稿

$P$  为码长, 则二相编码信号的复包络可写为

$$u(t) = \sum_{k=0}^{P-1} C_k u_1(t - kT), \quad 0 \leq t \leq PT \quad (2)$$

利用  $\delta$ -函数的性质上式可写成:  $u(t) = u_1(t) \otimes u_2(t)$ , 其中

$$u_1(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect} \left[ \frac{t - T/2}{T} \right], \quad u_2(t) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} C_k \delta(t - kT)$$

对  $u_1(t)$  和  $u_2(t)$  分别进行傅里叶变换得

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

则二相编码信号的频谱为

$$\begin{aligned} U(f) &= U_1(f) \cdot U_2(f) \\ &= \sqrt{\frac{T}{P}} \text{sinc}(fT) \left\{ \sum_{k=0}^{P-1} C_k \exp \left[ -j2\pi f \left( kT + \frac{T}{2} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

而其功率谱可写为

$$|U(f)|^2 = |U_1(f)|^2 \cdot |U_2(f)|^2 \quad (4)$$

$$|U_1(f)|^2 = U_1(f) \cdot U_1^*(f) = T \text{sinc}^2(fT)$$

$$|U_2(f)|^2 = U_2(f) \cdot U_2^*(f)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{P} \left[ \sum_{k=0}^{P-1} C_k \exp(-j2\pi f kT) \right] \left[ \sum_{i=0}^{P-1} C_i \exp(j2\pi f iT) \right] \\ &= \frac{1}{P} \left[ \sum_{i=0}^{P-1} C_i^2 + 2 \sum_{m=1}^{P-1} \sum_{k=0}^{P-m-1} C_k C_{k+m} \cos(2\pi f mT) \right] \\ &= \frac{1}{P} \left[ P + 2 \sum_{m=1}^{P-1} \chi_c(m) \cos 2\pi f mT \right], \quad m = i - k \end{aligned} \quad (5)$$

这里

$$\chi_c(m) = \sum_{k=0}^{P-m-1} C_k C_{k+m} \quad (6)$$

是二进制序列  $\{C_k\}$  的非周期自相关函数, 且对于一般的二元随机序列有

$$\chi_c(m) = \begin{cases} P, & m = 0 \\ a \ll P, & m = 1, \dots, P-1 \end{cases}$$

因此可得

$$|U(f)|^2 = \left[ 1 + \frac{2}{P} \sum_{m=1}^{P-1} \chi_c(m) \cos(2\pi f mT) \right] \cdot |U_1(f)|^2 \approx K_1 |U_1(f)|^2 \quad (7)$$

其中  $K_1$  为一常数。这表明二相编码信号的频谱形状主要取决于子脉冲频谱  $U_1(f)$ , 而附加因子  $K_1$  的作用则与所选择的编码序列  $\{C_k\}$  有关。

### 3 二相码信号旁瓣频域抑制加权技术

#### 3.1 二相编码信号频域匹配滤波处理

图 1 为二相编码信号频域脉压处理系统框图, 这里只完成了频域匹配滤波处理, 由 (3) 式可得二相编码信号匹配滤波器的传递函数应为

$$H_m(f) = U^*(f) = U_1^*(f) \sum_{k=0}^{P-1} C_k \exp[-j2\pi f(P-k)T] \quad (8)$$

可见, 二相编码信号的匹配滤波器也是由两部分组成, 一部分是对子脉冲  $u_1(t)$  匹配的网络, 另一部分是一个横向滤波器, 其系数即原二元伪随机序列, 则匹配滤波器的输出为

$$Y(f) = U^*(f) \cdot U(f) = |U(f)|^2 \quad (9)$$

二相编码信号由 A/D 变换为数字信号  $u(n)$ , 经 FFT 处理器变为频域数字信号  $U(K)$ , 与匹配滤波器的传递函数  $H_m(K)$  相乘得到:  $Y(K) = |U(K)|^2$ , 再经 IFFT 处理器把  $Y(K)$  变为时域脉压输出信号  $y(n)$ , 最后由 D/A 变换输出为脉压后的连续时间信号  $y(t)$ 。

#### 3.2 二相编码信号旁瓣频域抑制加权处理

上述处理系统完成脉压的匹配处理, 其输出主副比仅有 22dB 左右, 还不能满足实际应用的要求, 必须采取措施抑制旁瓣, 进一步提高主副比以满足实际需要。图 2 为二相编码信号旁瓣频域抑制加权处理系统, 即频域脉压失配加权处理系统框图。



图 1 二相编码信号频域脉压匹配处理系统

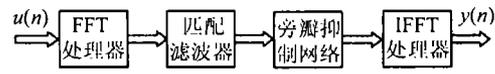


图 2 二相编码信号频域脉压失配处理系统

从 (4) 和 (9) 式可知脉压输出信号的频谱就是发射信号的功率谱:

$$Y(f) = |U(f)|^2 = |U_1(f)|^2 \cdot |U_2(f)|^2 \quad (10)$$

由此可见, 脉压输出信号的频谱包括了子脉冲功率谱  $|U_1(f)|^2$  和与距离旁瓣有关的纹波谱  $|U_2(f)|^2$ , 为了抑制旁瓣, 应对  $|U_2(f)|^2$  设计其逆滤波器。

$$\begin{aligned} |U_2(f)|^2 &= U_2(f) \cdot U_2^*(f) \\ &= \left[ \sum_{k=0}^{P-1} C_k \exp(-j2\pi f k T) \right] \left[ \sum_{i=0}^{P-1} C_i \exp(j2\pi f i T) \right] \end{aligned}$$

因其是离散序列的功率谱, 可将它变换到  $Z$  域:

$$|U_2(Z)|^2 = \left[ \sum_{k=0}^{P-1} C_k Z^k \right] \left[ \sum_{i=0}^{P-1} C_i Z^{-i} \right] \quad (11)$$

其逆滤波器的传递函数为:  $W(Z) = \frac{1}{|U_2(Z)|^2} = \frac{1}{\left[\sum_{k=0}^{P-1} C_k Z^k\right] \left[\sum_{i=0}^{P-1} C_i Z^{-i}\right]}$ 。将上式代入 (5) 式, 可得

$$\begin{aligned} W(Z) &= \frac{1}{P + \sum_{m=1}^{P-1} \chi_c(m)(Z^{-m} + Z^m)} \\ &= \frac{Z^{1-P}}{\sum_{m=1-P}^0 \chi_c(m)Z^{-P+1+m} + \sum_{m=0}^{P-1} \chi_c(m)Z^{-P+1-m}} \\ &= \frac{Z^{1-P}}{\sum_{m=1-P}^{P-1} \chi_c(m)Z^{-P+1-m}} \end{aligned} \quad (12)$$

上式推导中利用了  $\chi_c(m)$  的对称性质, 该传递函数的极点 (即 (11) 式的零点) 也是关于单位圆成对出现的, 所以一般说来 (12) 式定义的  $2P - 1$  阶 IIR 滤波器是不稳定的。事实上, 如果这样的滤波器可实现, 则旁瓣将全部被抑制, 这是不可能的, 但可以以该式为基础用可实现的滤波器逼近它。因此令,

$$f = K \cdot f_s / N = K / NT_s, \quad K = 0, 1, \dots, N - 1$$

其中  $f_s$  为采样频率,  $T_s$  为采样间隔,  $N$  为 FFT 的长度, (5) 式变为

$$|U_2(K)|^2 = 1 + \frac{2}{P} \sum_{m=1}^{P-1} \chi_c(m) \cos(2\pi mKT / NT_s), \quad K = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (13)$$

所以旁瓣抑制加权滤波器的频域离散传递函数为

$$W(k) = \frac{1}{|U_2(K)|^2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{P} \sum_{m=1}^{P-1} \chi_c(m) \cos(2\pi mKT / NT_s)}, \quad K = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (14)$$

由上式可求出频域加权滤波器的系数, 式中参数  $N$ ,  $T_s$  的选取以及数据量化位数的选取对滤波器的性能均有影响, 当  $N$  足够大,  $T_s$  足够小, 可以认为它就是该滤波器的冲击响应。但在实际系统设计中是难以实现的, 只能做有限的逼近, 对各种参数的选择应视滤波器抑制旁瓣的效果和系统的复杂性折衷考虑。

#### 4 127 位码旁瓣抑制性能的仿真分析及实验结果

现代雷达信号设计中, 许多具体环境都要求采用码长大于 100 位的相位编码信号。因此, 这里我们根据上述频域设计 SSF 的方法, 对  $0.2\mu\text{s}$  子脉冲宽度的 127 位二相编码信号 (该码是用特征码做基码用自相关最佳准则优化而得) 以 5MHz 的采样率, 进行计算机仿真分析, 通过我们所设计的频域脉压系统测出相应的实验结果。图 3 为匹配滤波后输出的脉压波形, 其中图 3(a) 为计算机仿真结果, 主副比  $\text{RMS}=22.99\text{dB}$ ; 图 3(b) 为系统实验测试结果, 其主副比  $\text{RMS}=21.87\text{dB}$ 。

图 4 为匹配滤波后再经频域加权处理输出的脉压波形。其中图 4(a) 为计算机仿真结果, 主副比  $\text{RMS}=50.64\text{dB}$ ; 图 4(b) 为系统实验测试结果, 其主副比  $\text{RMS}=43.38\text{dB}$ 。可见, 127 位二相编码信号经频域 SSF 加权处理后, 输出的 RMS 得到了很大的提高。同时也可以看出, 实验测试结果与仿真分析结果是一致的, 只是指标有所下降, 却是可以接受的。

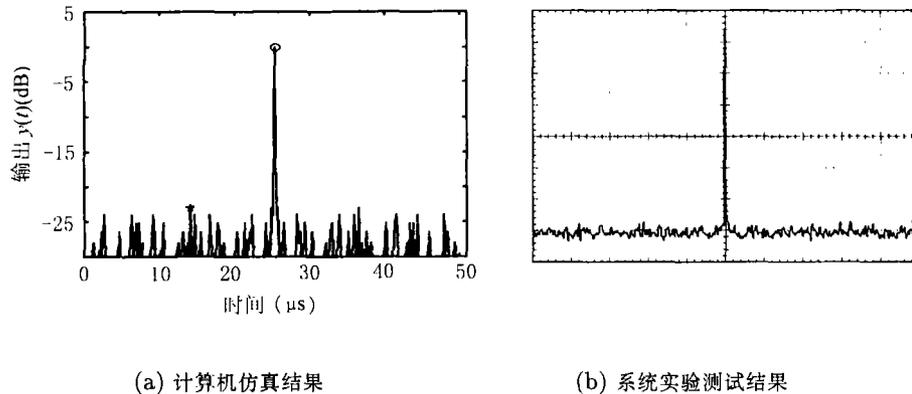


图3 127位二相编码信号频域匹配滤波输出波形

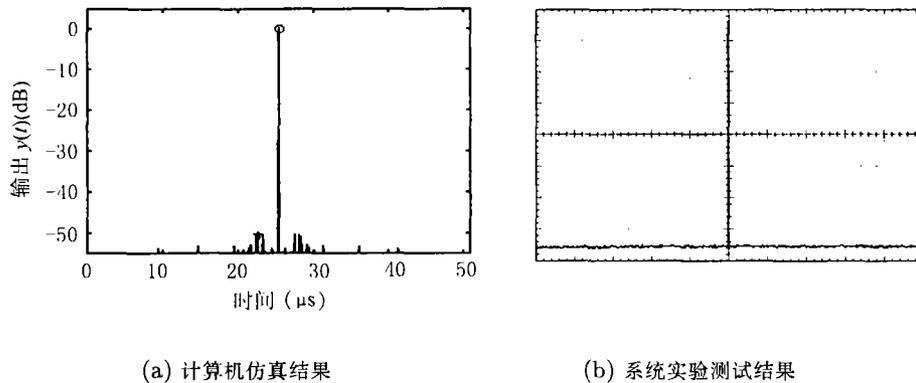
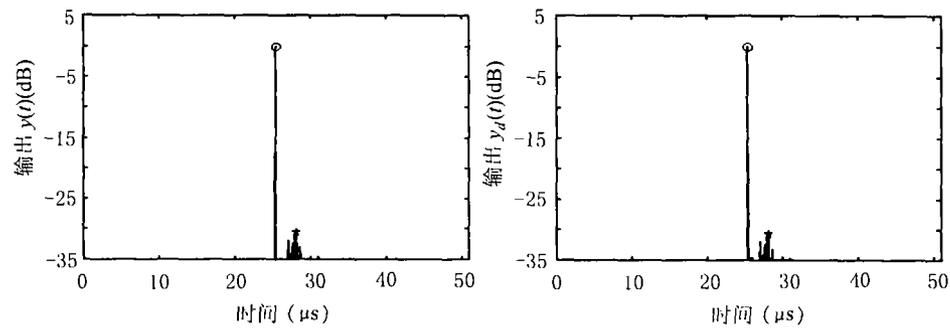


图4 127位二相编码信号频域加权输出波形

以上是假设多普勒频移  $f_d = 0$  的情况下进行仿真分析和实验测试的。由于二相编码信号的模糊图为图钉型，因而对多普勒频移很敏感，即随着目标多普勒频率的增大，压缩后输出信号的旁瓣急剧上升，主副瓣比下降，严重时甚至会使用雷达不能正常检测。所以在设计二相码系统时，系统的多普勒容限是不容忽视的问题。由上述仿真分析加权后输出响应，在  $f_d = 0$  时，RMS 为 50.64dB，而  $f_d = 10\text{kHz}$ ，RMS 为 17.72dB。这里我们采用补偿式旁瓣频域抑制滤波器来扩展多普勒容限，即在非零  $f_d$  上设计 SSF。根据所要求的多普勒容限，以该容限的  $1/3$  处或  $1/2$  频率点为中心设计 SSF，这样虽然损失了  $f_d = 0$  时的 RMS(在满足系统要求的情况下)，但  $f_d$  较大时的 RMS 却得到了大大的提高。图 5 是以多普勒容限的  $1/2$  处频率点为中心设计 SSF， $f_d = 0$  和  $f_d = 10\text{kHz}$  系统仿真输出结果， $f_d = 10\text{kHz}$  时，RMS = 30.62dB，即 RMS 提高了 12.9dB。同时我们注意到，编码长度和系统的多普勒容限之间存在着矛盾，在设计中可以根据系统的实际需要对此折衷考虑。

## 5 结束语

基于频域处理二相编码信号脉压系统，SSF 的设计是在频域里完成，它仅依赖码组的非周期自相关函数，适合于任意的二相码，通用性较强。通过对系统进行仿真分析和实验测试，其结果表明：采用频域设计 SSF 在兼顾多普勒频移的情况下，127 位二相编码信号脉压处理系统输出响应的  $\text{RMS} \geq 30\text{dB}$ ，满足了现代雷达的实际需要。当然，我们在这里仅讨论了二相码信号，对于四相码信号频域旁瓣抑制滤波器的分析设计，我们将以此为基础作进一步的研究。



(a)  $f_d=0$  (b)  $f_d=10\text{kHz}$   
图 5 以  $f_d=5\text{kHz}$  为中心设计 SSF 的脉压输出波形

### 参 考 文 献

- [1] 林茂庸, 雷达信号理论, 北京, 国防工业出版社, 1984, 153-178.
- [2] Chen Xiaohua, J. Oksman, A new algorithm to optimize barker code sidelobe suppression filters, IEEE Trans. on AES, 1990, 29(4), 673-677.
- [3] M. N. Cohen, J. M. Baden, P. E. Cohen, Biphasic codes with minimum peak sidelobes, Proc. of IEEE National Radar Conference, 1989, Dallas, Texas, 62-66.
- [4] 刘强, 雷达脉压信号优化设计及数字处理研究, [博士学位论文], 成都, 电子科技大学, 1993.

## STUDY ON RANGE SIDELobe SUPPRESSION TECHNIQUES OF BIPHASE CODED SIGNALS BASED ON THE PROCESSING IN FREQUENCY DOMAIN

Wu Jianhui He Zhiming Xiang Jingcheng

(College of Electron. Eng., UEST of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract** This paper studies the range sidelobe suppression techniques for long-biphase coded signals by applying digital processing in frequency domain. By analyzing the spectrum characteristics, a design method in frequency domain for Sidelobe Suppression Filters (SSF), which is suitable for various code lengths and different code sequences, is presented. As an example, computer simulations and experimental results of 127-bit biphase coded signals processed by the SSF are also given. When  $f_d=0$ , RMS are achieved to 50dB and 43dB for simulations and experiments respectively. These show that biphase coded signal SSF designed by this method can be applied in modern radar systems, and the satisfactory performances are achieved.

**Key words** Biphase coded signals, Sidelobe suppression, RMS, FFT

武剑辉, 男, 1964年生, 博士生, 现从事雷达信号处理、数字信号处理方法及其应用的研究工作。  
贺知明, 男, 1972年生, 在职博士生, 讲师, 现从事高速雷达信号处理及波形设计等相关研究工作。  
向敬成, 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 国家教育部科技委委员, 四川省电子学会信号处理专业委员会主任委员, 长期从事雷达系统、信号处理等领域的研究工作, 发表多篇学术论文。