

一种数字脉压旁瓣抑制滤波器设计方法¹

杨 斌 向敬成 刘 晟

(电子科技大学电子工程系 成都 610054)

摘 要 本文使用迭代加权最小二乘法设计脉冲压缩滤波器,适用于二相码和多相码, LFM 和 NLFM 等各种信号。由于重新定义了目标函数和约束条件,本文方法较之常用的频域加窗法性能有很大提高。多普勒频移 $f_d=0$ 时,在保持 4dB 主瓣展宽系数为 1,且压缩比较低、滤波器抽头数有限条件下,峰值旁瓣电平低于 -40dB。

关键词 脉冲压缩,旁瓣抑制,最小二乘法

中图分类号 TN951, TN713

1 引 言

脉冲压缩技术是雷达在发射机峰值功率受限条件下提高目标探测距离并保持较高的距离分辨力的有效措施,同时也是雷达反隐身、抗电子干扰以及对抗反辐射导弹的重要手段,因此脉冲压缩技术在现代雷达系统中有着广泛的应用。

脉压技术是大时带积 (TB) 信号经匹配滤波实现的^[1],信号由调频或相位编码获得,不同的信号形式具有不同的压缩性能。遗憾的是压缩输出并非理想的单一窄脉冲,同时还存在一些不希望的小峰,即距离旁瓣。在多目标环境中,强回波旁瓣电平过高会淹没弱小回波的主峰,影响系统检测目标的动态范围,因此抑制脉压旁瓣一直是研究人员关注的课题。一方面人们致力于波形综合和编码方法的研究,寻求具有优良的非周期自相关性能的信号,如对 Barker 码到多相码的研究,另一方面鉴于目前的信号设计不能满足实际需要的情况,引入失配滤波器抑制旁瓣,研究这种滤波器的设计方法很有实际意义。

现有文献中旁瓣抑制滤波器设计相当多的是围绕 Barker 码这一类实序列二相码进行的。除常用的频域加窗法外, Richaczek^[2] 对 Barker 码的频谱表示式分析变换,综合出抑制旁瓣谱成分的滤波器。陈瑶琴等^[3] 则在文献 [2] 的基础上用线性规划法 (LP) 进行滤波器优化设计,这是一类有代表性的方法。Ackroyd^[4] 用积分旁瓣电平 (ISL) 作为目标函数,作最小均方逼近导出的最小二乘设计方法 (LS) 是另一类方法,其中 Baden^[5] 进一步用加权迭代来优化峰值旁瓣电平 (PSL)。由于脉压信号的多样性,LP 法有其局限,如对多相码复序列而言难用线性方程描述目标函数和约束。本文总结使用 LS 法的经验,改变目标函数和约束条件,导出了新的求解方法,并用以设计 P3、P4 多相码,线性调频 (LFM),非线性调频 (NLFM) 信号的 FIR 数字脉压滤波器,在 $f_d = 0$ 时,限制 4dB 主瓣展宽系数为 1,控制信号能量损失在 1.5dB 以内,并使用实际压缩系统允许的较短的 FIR 长度等条件下,PSL 低于 -40dB,经实验证明效果良好。

2 问题描述和求解

本节我们给出问题的数学描述并进行求解。不失一般性设回波信号是码长为 N 的复序列,压缩处理用长度为 $P(\geq N)$ 的数字 FIR 滤波器实现。输入和滤波器系数可用向量表示:

$$\mathbf{s}^T = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}, 0, \dots, 0], \quad (1)$$

$$\mathbf{h}^T = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}, h_N, \dots, h_{P-1}]. \quad (2)$$

¹ 1998-05-28 收到, 1998-11-26 定稿

引入矩阵 \mathbf{X}

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & s_0 s_1 & \cdots & s_{P-2} s_{P-1} \\ 0 & \cdots & s_0 s_1 s_2 & \cdots & s_{P-1} 0, \\ & & & \cdots & & \\ s_0 & \cdots & s_{P-2} s_{P-1} & 0 & \cdots & 0 0 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

则有输出 \mathbf{y}

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}^H \mathbf{h} = [y_1 y_2 \cdots y_{P-1} y_P \cdots y_{2P-1}]^T, \quad (4)$$

其中除主瓣峰值 y_P 外均为不希望的旁瓣, $[\cdot]^H$ 指共轭转置. ISL(Integrated Sidelobe Level) 如下式定义:

$$\text{ISL} = |y_1|^2 + |y_2|^2 + \cdots + |y_{P-1}|^2 + |y_{P+1}|^2 + \cdots + |y_{2P-1}|^2. \quad (5)$$

PSL(Peak Sidelobe Level) 亦即主副比则定义为

$$\text{PSL} = 10 \log \left\{ \max_{\substack{k=1 \cdots 2P-1 \\ k \neq P}} |y_k|^2 / |y_P|^2 \right\}. \quad (6)$$

我们的期待是保持主峰值的同时使 PSL 尽可能小, 但是旁瓣最大峰位置不确定, 因此以优化 ISL 为目标, 成为带约束的最小二乘问题. 通常使用的约束是

$$y_P = \mathbf{S}^H \mathbf{h} = N. \quad (7)$$

条件 (7) 式是比较强的, 考虑到实际中允许一定的主峰值损失以获得好的 PSL, 我们将目标改为使 ISL 极小的同时使 $|y_P|^2$ 极大 (等效于 $-|y_P|^2$ 极小), 从而去掉了该约束. 目标函数 J 写成矩阵形式

$$J = \mathbf{y}^H \mathbf{W} \mathbf{y} - |\mathbf{S}^H \mathbf{h}|^2 = \mathbf{h}^H (\mathbf{X} \mathbf{W} \mathbf{X}^H) \mathbf{h} - \mathbf{h}^H (\mathbf{S} \mathbf{S}^H) \mathbf{h}, \quad (8)$$

式中 \mathbf{W} 为加权对角阵. 下式给出了其与 (5) 式一致的一种取值

$$\mathbf{W} = \text{diag}(w_1, \cdots, w_{P-1} w_P w_{P+1} \cdots w_{2P-1}) = \text{diag}[1, \cdots, 101 \cdots 1]. \quad (9)$$

在综合 \mathbf{h} 的过程中还必须考虑一个内容, 即所谓滤波器能量 E_h :

$$E_h = \sum_{k=0}^{P-1} |h_k|^2 = \mathbf{h}^H \mathbf{h} = 1, \quad (10)$$

因为噪声输出与之成正比. 我们使用 (10) 式作为约束, 可以避免 J 的平凡解 $\mathbf{h} = 0$, 于是得到:

$$J_\lambda = \mathbf{h}^H (\mathbf{X} \mathbf{W} \mathbf{X}^H) \mathbf{h} - \mathbf{h}^H (\mathbf{S} \mathbf{S}^H) \mathbf{h} + \lambda(1 - \mathbf{h}^H \mathbf{h}). \quad (11)$$

求 (11) 式的极小值应满足:

$$\partial J_\lambda / \partial \mathbf{h} = 2(\mathbf{X} \mathbf{W} \mathbf{X}^H) \mathbf{h} - 2(\mathbf{S} \mathbf{S}^H) \mathbf{h} - 2\lambda \mathbf{h} = 0,$$

即有

$$\mathbf{A} \mathbf{h} = \lambda \mathbf{h}, \quad (12)$$

其中 $\mathbf{A} = \mathbf{X}\mathbf{W}\mathbf{X}^H - \mathbf{S}\mathbf{S}^H$, (12) 式表明 λ 为 \mathbf{A} 的特征值, \mathbf{A} 的特征矢量即问题的一组解, 将 (12) 式代入 (11) 式有 $J_\lambda = \lambda$. 记 $\lambda_{\min} = \min\{\text{eig}(\mathbf{A})\}$, $\text{eig}(\mathbf{A})$ 表示 \mathbf{A} 的特征值, 则对给定的 \mathbf{W} 权系数 (11) 式的解 \mathbf{h}_{opt} 由 (13) 式给出:

$$\mathbf{A}\mathbf{h}_{\text{opt}} = \lambda_{\min}\mathbf{h}_{\text{opt}}, \quad (13)$$

求解 (13) 式可采用计算特征向量的成熟算法. 需要说明的是 (13) 式所谓最优解是对 ISL 而言的, 旁瓣抑制的主要目标是 PSL, 使用加权迭代搜索可寻求恰当的权矢量 \mathbf{W} , 获得优化的 PSL 解. \mathbf{W} 的构成策略应当是对高的旁瓣值 y_k 赋以大的权 w_k , 使得在 ISL 优化中对 y_k 的抑制受到重视. 我们正是以 y_k 来调整 w_k 进行迭代寻优的, 事实表明恰当的选择是可以有效地降低 PSL 的.

3 计算机模拟和实验结果

我们按照第 2 节讨论的算法分别对 Barker 码, P3、P4 多相码, LFM 和 NLFM 信号进行了相应的旁瓣抑制数字脉压滤波器设计, 并模拟分析了不同码长和滤波器长度的情况. 这里给出几个有代表性的例子.

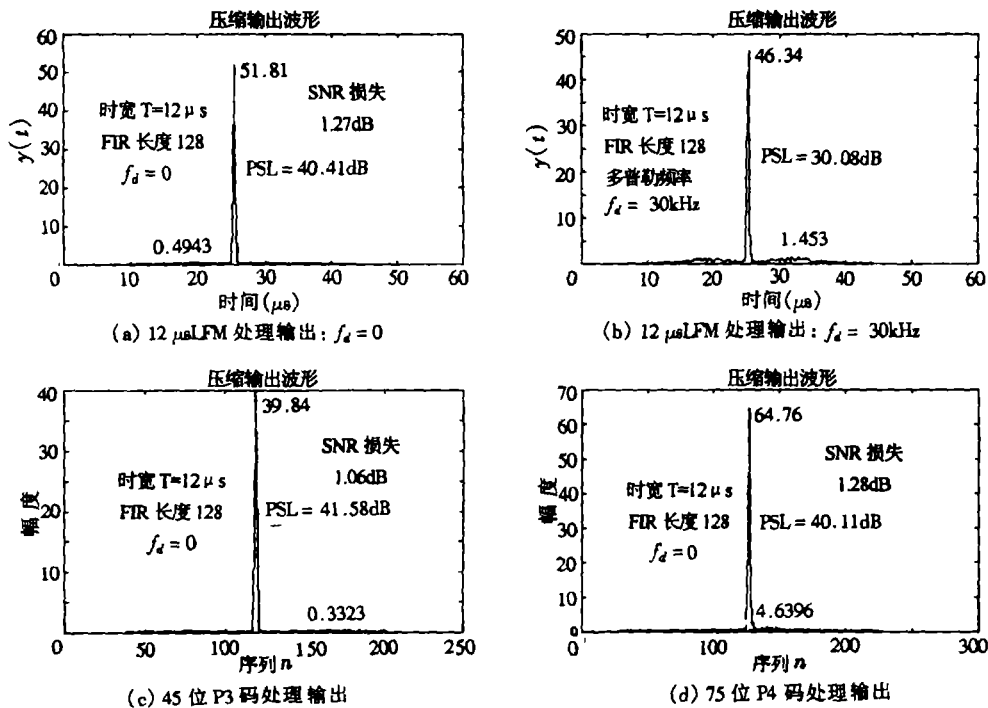
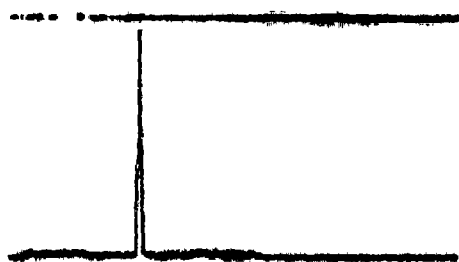


图 1 滤波器设计例: 采样率 $f_s = B$ (信号带宽)

图 1 为针对带宽 $B=5\text{MHz}$ 信号计算机模拟的结果, 其中 (a)(c)(d) 主副比达 40dB 以上 ($f_d = 0$), 是允许主瓣有所展宽且主峰值有所下降获得的. 主瓣展宽通过权系数控制, 例中二倍码元宽度处幅值衰减在 8dB 以上, 使通常采用的 4dB 定义距离分辨力保持码元宽度, 即主瓣展宽系数为 1. 主峰值电平比匹配滤波损失在 1.5dB 以内. 放宽这些条件还可以得到更高的 PSL. 应根据具体情况综合平衡.

图 2 12 μ s LFM 系统实验输出波形照片

针对我们研制成功的多信号体制数字脉压系统的实际情况,设计 FIR 长度限制在 128 以内,部分设计经该系统实验,效果良好.例如 5MHz 12 μ s LFM 波形的处理 $f_d = 0$ 时,频域加 Hamming 窗设计模拟 (Nyquist 采样率、256 点 FFT 计算截取 128 个 FIR 处理系数) 主副比 30.35dB,作频谱修正处理后达到 34.81dB,数字输入系统实验结果为 33.88dB,同样条件下本

文方法的模拟和实验结果分别为 40.41dB 和 37.99dB,明显改善了性能.图 2 为本例的系统实验输出照片.

4 滤波器性能分析

与文献 [2] 分析频谱的方法相比,LS 方法较少物理直观性.我们对所设计滤波器的性能进行模拟分析,包括其频谱特性,多普勒响应能力以及选用长度的影响.正如第 1 节所介绍的,脉冲压缩的完成是信号的内在性质 (可用模糊函数描述^[1]) 决定的,因此我们认为脉压信号形式本身直接影响着滤波器性能,例如二相码的多普勒性能就比 LFM 差得多.时域旁瓣与信号谱的带内起伏和边缘跃变紧密相关,于是抑制旁瓣脉压滤波器的频谱大致具有窗的形状,模拟结果

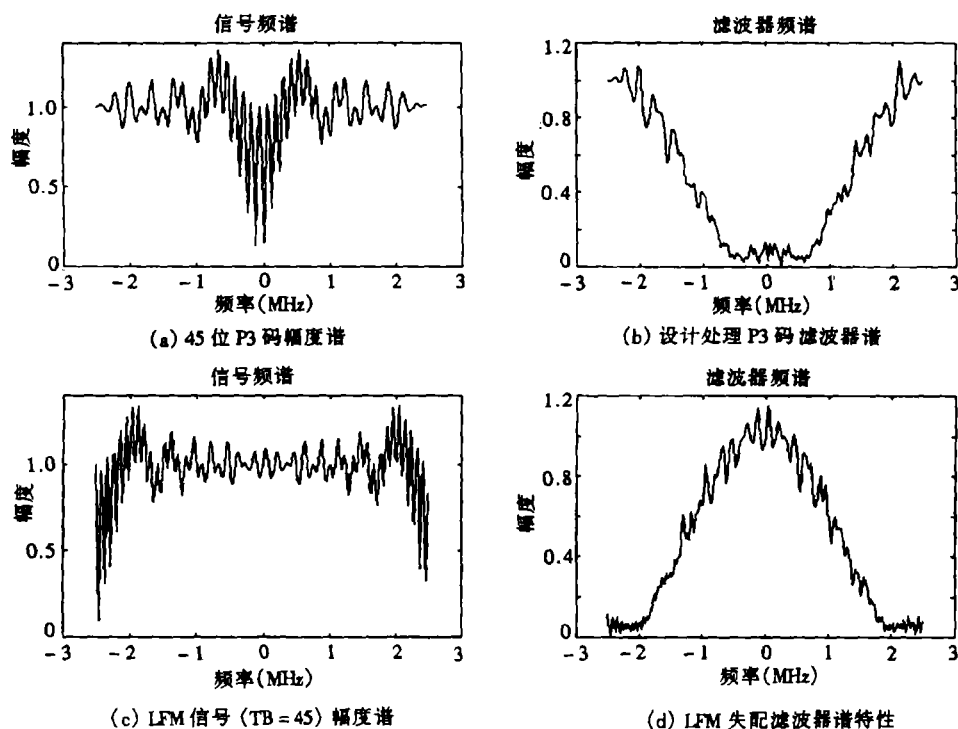


图 3 本文设计压缩滤波器频谱

是支持这一结论的。图 3(a), 3(c) 分别是对 P3 码和同压缩比 LFM 信号 (按 Nyquist 率采样) 复序列作 FFT 计算得到的信号幅度谱, 图 3(b), 3(d) 则是本文设计的相应处理系数的 FFT 谱特性。图 3(b), 3(d) 说明抑制旁瓣滤波器的频谱必然平滑信号的突变边缘, 因而对矩形形状谱的 LFM 的处理器谱近乎窗形。我们将本文设计的滤波器与传统的频域加窗方法作了对比, 发现放宽主瓣约束, 二者有相似处, 但加窗缺乏具体信号的针对性, 因此同等条件下, 即主瓣展宽系数和主峰值电平损失相当时, 本文方法主副比将高出 6 到 10dB。

图 4 是 P4 码两个码长按不同滤波器长度设计时 PSL 的变化趋势曲线, 显而易见 PSL 随滤波器长度增加而下降, 但 FIR 抽头数不可能不受限制。

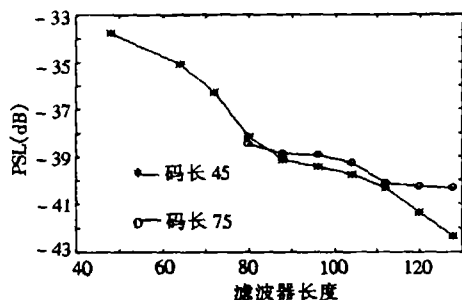


图 4 滤波器长度的影响

多普勒响应能力关系到雷达对快速移动目标的检测性能, 是脉压处理重要的技术指标。图 1(b) 是图 1(a) 设计在 $f_d = 30\text{kHz}$ 时的响应输出, 与图 1(a) 比较主副比降低较多 (约 10dB), 这是因为 LS 方法对信号变化更敏感, 即便如此, 其 PSL 也可比拟其它方法如频域加窗处理的结果, 这是由 LFM 信号的特点决定的。

一种改善多普勒性能的简单方法是以一定的频偏为基准进行设计, 这样虽然对 $f_d = 0$ 回波主副比稍差, 但可使一定范围 f_d 内的 PSL 改善。图 5 是说明性的例子, 当 $f_d = 0$ 时主副比降低到 36.44dB, 但 $f_d = 30\text{kHz}$ 时增加为 32.51dB, 在设计基准邻近则保持较高水平 ($\sim 40\text{dB}$), 使对 f_d 在 $0\sim 30\text{kHz}$ (一般应用范围) 内的回波响应的主副比变化控制在一定范围之内 (高于端点的响应水平)。更进一步的措施可以从算法上考虑, 例如研究应用总体最小二乘法改进设计鲁棒性的方法。

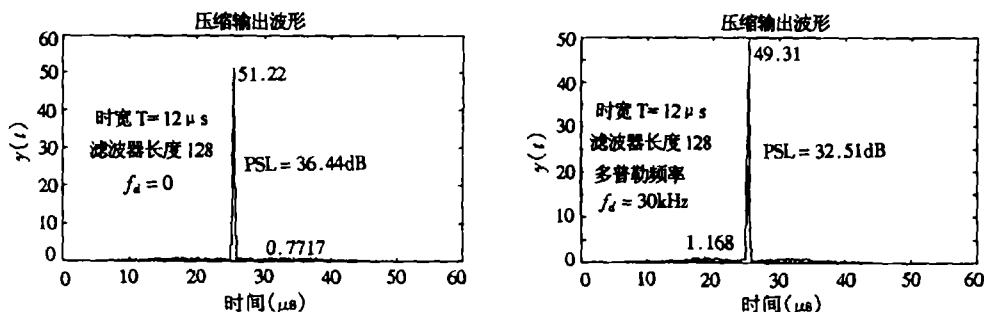


图 5 改善多普勒响应的设计例

5 结 论

抑制脉压旁瓣是脉冲压缩技术的重要课题, 特别对于短码而言要获得实用的主副比更是必要。本文提出的方法具有一定的广泛性, 它既适合于二相码, 也适合于多相码和 LFM, NLFM 等不同信号波形, 其效果也是很不错的。设计中我们主要使用较短的码组, 压缩比 25 到 75, 而且限制 FIR 长度 (≤ 128), 并控制主瓣展宽和失配能量损失 ($\leq 1.5\text{dB}$), 在 $f_d = 0$ 时旁瓣电

平低于 -40dB , 较之频域加窗法改善了 6 到 10dB 。对大压缩比信号且主瓣展宽要求稍宽松的情况, 主副比还可望有较大幅度提高。

参 考 文 献

- [1] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论. 北京: 国防工业出版社, 1984.
- [2] Richaczek A W, Golden R M. Range sidelobe suppression for Barker codes. IEEE Trans on AES, 1971, AES-7(6): 1087-1092.
- [3] 陈瑶琴, 陈晓华. Barker 码脉压滤波器优化设计及性能研究. 电子学报, 1986, 14(6): 91-98.
- [4] Ackroyd M H, Ghani F. Optimum mismatched filters for sidelobe suppression. IEEE Trans on AES, 1973, AES-9(2): 214-217.
- [5] Baden J M, Cohen M N. Optimal peak sidelobe filters for biphasic pulse compression. Proc of IEEE International Radar Conference, New York: 1990, 249-252.
- [6] Griep K R, Ritchy J A, Burlingame J J. Poly-phase codes and optimal filters for multiple user ranging. IEEE Trans on AES, 1995, AES-31(2): 752-767.

A METHOD TO DESIGN DIGITAL PULSE COMPRESSION FILTERS FOR SIDELobe SUPPRESSION

Yang Bin Xiang Jingcheng Liu Sheng

(Dept. of Electron. Eng., UESTC, Chengdu 610054)

Abstract This paper uses iteratively reweighted least square method to design pulse compression filters, which is applicable to biphasic code, polyphase code, LFM and NLFM signals. As we redefine the object function and constraint condition, the performance of this method is superior to that of the conventional frequency domain weighted window method. When the Doppler frequency shift $f_d=0$ and the coefficient of 4dB mainlobe width is kept to be 1 and the compression ratio is not high and the tap number of FIR filter is limited, the peak sidelobe level is less than -40dB .

Key words Pulse compression, Sidelobe suppression, Least square method

- 杨 斌: 男, 1963 年生, 讲师, 博士生, 现从事雷达信号处理、数字信号处理方法及其应用研究工作。
向敬成: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 现从事雷达信号处理、雷达系统分析和设计, 统计信号处理等领域的研究工作。
刘 晟: 男, 1971 年生, 博士, 现从事统计信号处理、小波分析与应用、CDMA 通信系统开发等研究工作。