

文章编号:1004-9037(2012)04-0602-05

线性调频信号数字脉压滤波器优化设计

丁淑娟 刘子龙 孙广俊 张曙光

(中国电波传播研究所,青岛,266107)

摘要:针对线性调频(LFM)信号的高脉压旁瓣问题,提出了一种基于二阶锥规化的数字脉压旁瓣抑制滤波器设计方法。该方法以期望的压缩脉冲波形主瓣为参考,对脉压旁瓣进行控制,将脉压滤波器的设计转化为二阶锥规化问题进行求解。与已有方法相比,所提方法可以兼顾峰值旁瓣、主瓣宽度、处理增益损失等指标,具有设计灵活的优点。仿真结果验证了该方法的有效性,与常用的频域加窗方法相比,该方法的旁瓣抑制效果得到了改善,在归一化多普勒频移为0.005时,脉压主副比仍在44 dB以上,并且脉压信号的相位与参考响应基本一致,较好地满足了现代雷达系统的要求。

关键词:线性调频信号;二阶锥规划;脉冲压缩;旁瓣抑制

中图分类号:TN911.72

文献标识码:A

Digital Pulse Compression Filter Optimization Design for LFM Signal

Ding Shujuan, Liu Zilong, Sun Guangjun, Zhang Shuguang

(China Research Institute of Radiowave Propagation, Qingdao, 266107, China)

Abstract: A digital pulse compression filter design method based on second-order cone programming (SOCP) is proposed to control the high side-lobe level in LFM signal pulse compression. The design of pulse compression filter is converted to a SOCP problem, with a specific main-lobe shape being selected as expected and the sidelobe level being controlled. Compared with those existing methods, the method obtains a flexible compromise among the peak-side lobe (PSL), the main-lobe width, and the loss in process gain. Simulation results suggest that the proposed method takes an advantage of side-lobe control over conventional window methods. The PSL is still more than 44 dB when the unitary Doppler is 0.005. And the pulse compression signal phase is coherent with reference response. They meet the requirements of modern radar systems.

Key words: linear frequency modulated signal; second-order cone programming; pulse compression; side-lobe suppression

引 言

在现代雷达中普遍采用脉冲压缩技术来同时扩大作用距离和提高距离分辨力,而线性调频(LFM)信号是研究较早,应用范围较广的一种脉冲压缩信号。该信号的突出优点是匹配滤波器对回波信号的多普勒频移不敏感,但是由于线性调频信号具有近似矩形特性的频谱,经匹配滤波器后产生的脉冲信号近似为 $\text{sinc}(x)$ 形状,其中最大的第一

对旁瓣电平比主瓣电平低13.5 dB(简称主副比)。在多目标环境中,旁瓣会埋没附近较小目标信号,导致目标信息难以提取,所以必须进行脉压旁瓣抑制。抑制旁瓣的处理措施可以从分析信号本身的旁瓣结构规律性方面着手^[1],但目前得到的结论十分有限,普遍采用的方法是引入失配加权滤波处理来压低旁瓣,而付出的代价是信噪比损失和分辨力下降^[2-3],因此,对失配滤波器系数的设计方法一直都是研究的重点^[4-5]。此外,机动目标的多普勒频移对压缩处理结果的影响也是必须加以考虑的重要因

素。文献[6]采用谱修正的方法,在脉冲压缩处理过程中,将线性调频信号的频谱修正为矩形特征,再引入加权网络,输出主副比改善了3~6 dB。文献[7]通过时域滑窗的方法实现了对旁瓣的抑制,但该方法只适用于脉压后的旁瓣具有逐点倒相特性的情况,从试验结果可以看到,这种方法脉压的副瓣仍旧很高。文献[8,9]基于最小二乘准则,为得到最小峰值旁瓣的滤波器进行多次迭代处理,但迭代系数和收敛性难以控制。文献[10]利用特征子空间投影的方法对距离旁瓣进行抑制,但该方法受雷达工作环境的影响很大,并且实际应用时,计算量很大。

旁瓣抑制滤波器的设计其实是在多个脉压波形指标之间折中取优的过程,但一般的滤波器形式都不具备可以灵活调节的参数(如Hamming窗滤波器、Hanning窗等),或者虽然有可调节的参数,但是参数本身不具备明确的物理意义(如Taylor窗等)。本文给出的脉压旁瓣抑制滤波器设计方法,可以根据设计者的期望综合考虑主瓣宽度、主副比、信噪比损失等因素,选择不同的主瓣作为参考,将峰值旁瓣滤波器设计问题转化为二阶锥规划问题进行求解。与传统加权失配滤波相比,在相同的主瓣宽度下,脉压后主副比改善了10 dB左右,并且滤波器对多普勒也不敏感。

1 脉压旁瓣抑制滤波器

1.1 信号模型

具有矩形包络的线性调频基带信号可表达为^[11,12]

$$s(t) = A_0 \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(j2\pi(f_0 t + \mu t^2/2)) \quad |t| \leq \frac{T_p}{2} \quad (1)$$

式中: A_0 为发射信号振幅, f_0 为中心频率, T_p 为调频脉冲宽度, $\mu = \frac{B}{T_p}$ 为调频斜率, B 为信号带宽。对线性调频信号进行离散化,且假设采样速率为 f_s ,总的采样点数为 $N = f_s T_p$,则得到长度为 N 的复序 $\{a_n\} (n=0,1,2,\dots,N-1)$ 。

脉冲压缩是通过对接收信号与接收滤波器进行卷积来实现的。接收滤波器既可以选择匹配滤波器,也可以选择失配滤波器,匹配滤波器是以信噪比最大化为准则,其冲激响应由所要匹配的信号唯一确定,是该信号的共轭镜像,即: $h_n = a_{N-n}^*$,匹配滤波器的输出为

$$d_i = \sum_k a_{i+1-k} h_k \quad i = 0,1,2,\dots,2N-2 \quad (2)$$

匹配滤波器输出没有信噪比损失,但其距离旁瓣较高,在实际工程应用中,需要对距离旁瓣进行抑制。旁瓣抑制通常有两种方式:一种是在匹配滤波器之后级联一个旁瓣抑制滤波器,另一种是直接设计失配滤波器代替匹配滤波器。事实上,若将前一种方法中的匹配滤波器和与之级联的旁瓣抑制滤波器等效为一个滤波器,则该滤波器相对输入信号也是一个失配滤波器,本文以后一种方式来设计滤波器。

假设失配滤波器的系数为 $\{x_n\}$,则失配滤波器的输出为

$$b_i = \sum_k a_{i+1-k} x_k \quad i = 0,1,2,\dots,2N-2 \quad (3)$$

脉冲压缩输出可以表示成矩阵形式

$$\mathbf{b} = \mathbf{A}_F \mathbf{x} \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{b} = [b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{2N-2}]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{x} = [x_0 \quad x_1 \quad \dots \quad x_{N-1}]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{A}_F = \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & \dots & a_{N-1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_0 & a_1 & \dots & a_{N-1} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & a_0 & a_1 & a_2 & \dots & a_{N-1} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & a_0 & a_1 & a_2 & \dots & a_{N-1} \end{bmatrix}_{(2N-1) \times N} \quad (7)$$

式中 \mathbf{A}_F 为完整的卷积矩阵。

该设计保持脉压主瓣响应与某参考响应一致,而旁瓣低于某一旁瓣级。设计者可以根据实际需求分别对脉压后的主瓣和旁瓣进行约束,即把卷积矩阵分成两部分,一部分对应主瓣响应,另一部分对应旁瓣响应。假设主瓣区域内包含 M 个点, M 为奇数,则对应主瓣内的卷积矩阵为

$$\mathbf{A}_m = \mathbf{A}_F(N - (M - 1)/2 : N + (M - 1)/2, :) \quad (8)$$

矩阵 \mathbf{A}_F 中的剩余部分为旁瓣卷积矩阵 \mathbf{A}_s 。以理想匹配滤波后的脉压波形为参考,对脉压旁瓣进行优化设计,设参考脉压波形的主瓣区域为

$$\mathbf{d}_m = [d_0, d_1, \dots, d_{M-1}]^T \quad (9)$$

则失配滤波器系数的求解问题可表述为

$$\min \delta_{\text{obj}} \quad (10)$$

$$\text{s. t. } \|\mathbf{A}_m \mathbf{x} - \mathbf{d}_m\| \leq \delta_1 \quad (11)$$

$$\|\mathbf{A}_s \mathbf{x}\| \leq \delta_2 \quad (12)$$

$$\|\mathbf{x}\| \leq \delta_3 \quad (13)$$

式中, δ_{obj} 为目标函数。式(11)的作用是把脉压主瓣上的响应向参考模板进行拟合,式(12)是对脉压旁瓣进行控制,式(13)是对失配滤波器系数的范数进

行约束,目的是对增益损失进行控制。可以选取某一 $\delta_i (i=1,2,3)$ 作为目标函数 δ_{obj} , 并把其他控制值 $\delta_j (j=1,2,3; j \neq i)$ 设置好,便可以方便地把这些问题转换为二阶锥问题进行求解,但有几点需要注意:

(1) 目标函数可以任意选取,这比文献[10, 11]提到的方法都更为灵活,并且目标函数选取不同,求解的结果不同;

(2) 约束条件中各个不等式之间是相互制约的,因此各个控制值 $\delta_i (i=1,2,3)$ 是相互影响的,在求解过程中要对这些值进行折中考虑,合理设置,以确保求解的结果满足要求;

(3) 参考脉压主瓣选取不同求解结果有所差异。

为了抑制脉压后的峰值旁瓣电平,可以选择旁瓣的无穷范数作为目标函数,其他控制条件不变,即: $\min_x \|A_s^T x\|_\infty$, 式中 $\|\cdot\|_\infty$ 中表示求向量的 Chebyshev 范数。

在式(10~13)中的 $A_m x$ 和 d_m 都包括相位信息,所以利用此方法求出的失配滤波系数只要在脉压主瓣上的响应是与参考响应一致的,那么其相位也必然是一致的,这对于在实际雷达应用中关心的目标相位信息没有影响,仍可以利用多个脉冲进行高精度测量。

1.2 问题的求解

式(10~13)并不是典型的二阶锥规划问题,因为要求解的失配滤波器系数 x 和目标函数并没有直接联系起来,此时,可以通过变量转换的方法把式(10~13)转化为二阶锥问题。二阶锥规划问题是半定规划问题的一个子集,可以用半定规划的方法进行求解。但直接用内点算法求解比用半定规划方法(SDP)求解要快得多,因此,二阶锥规划方法的应用越来越普遍^[13]。

二阶锥规划的标准形式为

$$\begin{aligned} & \min_y f^T y \\ & \text{s. t. } \|A_i y + b_i\| \leq c_i^T y + d_i \\ & \quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned}$$

式中, $y \in \mathbf{R}^{m \times 1}$ 是优化变量, $f \in \mathbf{R}^{m \times 1}$, $A_i \in \mathbf{R}^{(n_i-1) \times m}$, $b_i \in \mathbf{R}^{(n_i-1) \times 1}$, $c_i \in \mathbf{R}^{m \times 1}$, $c_i^H y \in \mathbf{R}$, $d_i \in \mathbf{R}$, $\mathbf{R}^{p \times q}$ 表示 $p \times q$ 维实数矩阵, N 是二阶锥不等式约束个数, $\|\cdot\|$ 表示欧几里德(Euclidean)范数。令

$$A_{mr} = \text{Re}(A_m), A_{mi} = \text{Im}(A_m) \quad (14)$$

$$x_r = \text{Re}(x), x_i = \text{Im}(x) \quad (15)$$

$$d_{mr} = \text{Re}(d_m), d_{mi} = \text{Im}(d_m) \quad (16)$$

$$A_{sr} = \text{Re}(A_s), A_{si} = \text{Im}(A_s) \quad (17)$$

以脉压旁瓣为目标函数,令

$$f = [0_{1 \times 2N}, 1]^T \quad (18)$$

$$y = [x_r, x_i, \delta_2]^T \quad (19)$$

则式(10~13)可以写成

$$\left\| \begin{bmatrix} A_{mr} & -A_{mi} & 0 \\ A_{mi} & A_{mr} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ x_i \\ \delta_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{mr} \\ d_{mi} \end{bmatrix} \right\| \leq \delta_1 \quad (20)$$

即

$$\left\| \begin{bmatrix} A_{mr} & -A_{mi} & 0 \\ A_{mi} & A_{mr} & 0 \end{bmatrix} y - \begin{bmatrix} d_{mr} \\ d_{mi} \end{bmatrix} \right\| \leq \delta_1 \quad (21)$$

式(21)是一个 $2M+1$ 维的二阶锥。

$$\left\| \begin{bmatrix} A_{sr} & -A_{si} & 0 \\ A_{si} & A_{sr} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ x_i \\ \delta_2 \end{bmatrix} \right\| \leq \delta_2 \quad (22)$$

即

$$\left\| \begin{bmatrix} A_{sr} & -A_{si} & 0 \\ A_{si} & A_{sr} & 0 \end{bmatrix} y \right\| \leq f^T y \quad (23)$$

式(23)是一个 $2(2N-1-M)+1$ 维的二阶锥。

$$\left\| [1 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} x_r \\ x_i \\ \delta_2 \end{bmatrix} \right\| \leq \delta_3 \quad (24)$$

即

$$\| [1 \ 1 \ 0] y \| \leq \delta_3 \quad (25)$$

式(25)是一个 $2N+1$ 维的二阶锥。可见,脉压旁瓣的优化问题都可以转化为二阶锥规划问题进行求解。

二阶锥规划问题除了可以采用成熟的内点算法进行求解外,离线时也可以利用现有的优化工具箱进行计算,在 MATLAB 中,较常用的优化工具箱有 Sedumi, SDPT3 等。

2 仿真分析

仿真条件:线性调频信号带宽为 40 kHz,调频宽度为 10 ms。采样速率为 100 kHz,离散信号的采样点数为 1 000,此时设失配滤波器的长度等于信号长度。

2.1 零多普勒下的仿真结果

在进行优化设计时,先以理想匹配滤波器输出波形的主瓣为参考,对主瓣内 5 个点进行逼近,如图 1 所示。在主瓣没有展宽的情况下,峰值旁瓣由 -13.5 dB 降为 -28.69 dB。可见经旁瓣抑制滤波后脉压输出的峰值旁瓣得到了很好的抑制,并且信噪比没有损失。采用本文提出的设计方法,以 Hamming 窗的脉压输出波形主瓣为参考,滤波器输出

结果如图2所示。在主瓣宽度和信噪比损失相同的情况下,本文设计方法得到的脉压峰值旁瓣-53.74 dB,而加Hamming窗的脉压峰值旁瓣为-41.2 dB。

从图1和图2可以看出,利用本文的优化算法可以根据工程需要在脉压峰值旁瓣和主瓣宽度之间进行折中选择,可以设计出不同主瓣宽度和峰值旁瓣电平的失配滤波器。

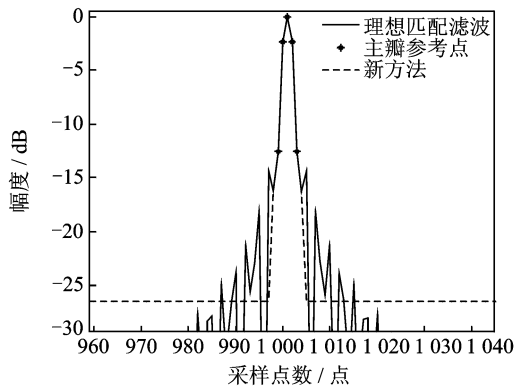


图1 理想匹配滤波与新方法的比较(局部放大)

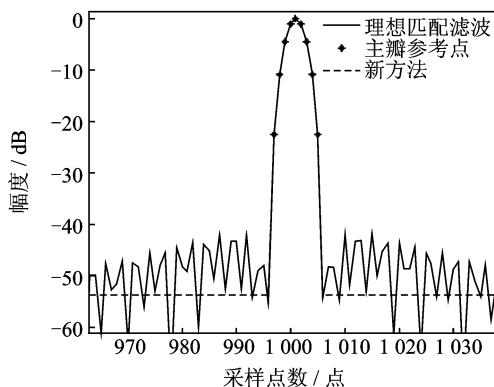


图2 Hamming窗失配滤波与新方法的比较(局部放大)

图3为脉压后主副比随信噪比的变化情况,从图中可以看出随着信噪比的增大,本文设计方法得到的脉压主副比越高。

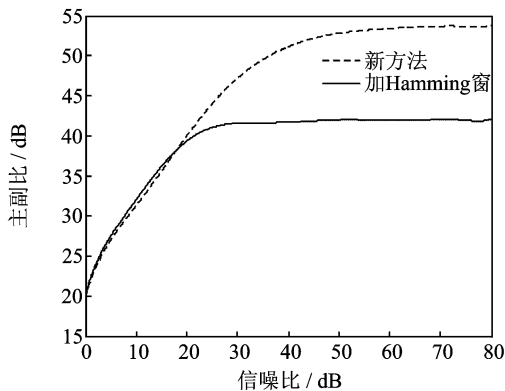


图3 脉压后主副比随信噪比的变化

2.2 有多普勒频移的滤波器响应

图4为脉压后主副比随多普勒的变化情况,在归一化多普勒频率(多普勒频率/信号带宽)为0.005时,脉压后的主副比仍大于44.0 dB,可见本文设计出的失配滤波器对多普勒不敏感。图5给出了模糊函数图,它表明了失配滤波器的时延多普勒响应,在这幅图中最大多普勒频移为0.025,随着多普勒的增加,峰值旁瓣抬高,但最大峰值旁瓣仍在-39 dB以下。

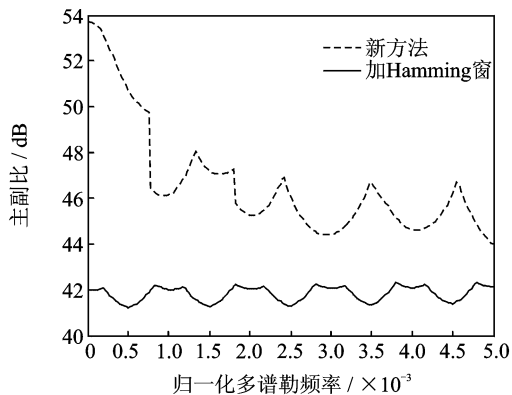


图4 脉压后主副比随多普勒的变化

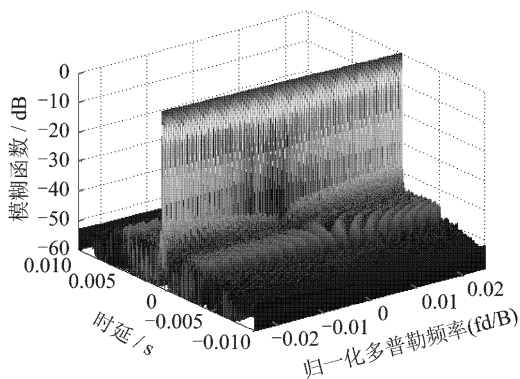


图5 新方法获得的模糊函数图

2.3 多个脉冲下脉压信号的相位变化

图6给出了信噪比为10 dB时,多个脉冲信号经脉压后的峰值相位变化。从图6中可以看出,利用本文提出的方法得到的脉压相位信息与参考滤波器的基本一致。

3 结束语

本文提出了一种新的线性调频脉冲压缩旁瓣抑制滤波器的设计方法,它主要是以脉压旁瓣的无穷范数为目标函数,选择合适的主瓣为参考条件,

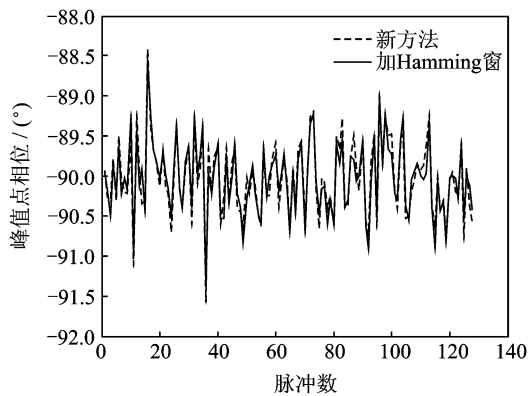


图 6 多个脉冲下脉压后的峰值相位变化

并对处理增益损失进行约束,将滤波器的求解问题转化为二阶锥规划问题,利用 MATLAB 中的 Se-dumi 进行滤波器的求解。该方法可以同时兼顾脉压峰值旁瓣、主瓣宽度等指标。仿真结果表明,利用本文提出的失配滤波器设计方法,在主瓣宽度和信噪比损失相同的情况下,与匹配滤波器和加 Hamming 窗进行旁瓣抑制的方法相比,可以达到更低的距离旁瓣。并且,本文给出了线性调频信号经失配滤波后的时延-多普勒响应,在归一化多普勒频率为 0.025 时,脉压后的主副比仍在 39 dB 以上。在多个脉冲下,利用新方法得到的脉压相位信息与参考滤波器得到的基本一致,保留了目标的相位信息,可应用于雷达的测速、测距中。

参考文献:

- [1] 杨光正. 脉压码时间旁瓣的理论研究[J]. 电子学报, 1994, 22(4): 59-65.
Yang Guangzheng. The theoretical research on time-sidelobe of pulse compression codes [J]. ACTA Electronic Sinica, 1994, 22(4): 59-65.
- [2] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1984: 128-147.
Lin Maoyong, Ke You'an. Radar signal theory[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1984: 128-147.
- [3] Kowatsch M, Stocker H R. Effect of Fresnel ripples on sidelobe suppression in low time-bandwidth product linear FM pulse compression [J]. IEEE Pro, 1982, 129(1): 41-44.
- [4] Baden J M, Cohen M N. Optimal peak sidelobe filters for biphasic pulse compression [C] // Proc of IEEE International Radar Conference. [S.l.]: IEEE Press, 1990: 249-252.
- [5] Blinichikoff H J. Range sidelobe reduction for the quadriphase codes [J]. IEEE Trans Aerospace and

Electronic System, 1996, 32(2): 668-675.

- [6] 杨斌, 武剑辉, 向敬成. 谱修正数字旁瓣抑制滤波器设计[J]. 系统工程与电子技术, 2000, 22(9): 90-94.
Yang Bin, Wu Jianhui, Xiang Jingcheng. A range sidelobe reduction technique based on modifications to signal spectrum [J]. Systems Engineering and Electronics, 2000, 22(9): 90-94.
- [7] 张砾坪, 彭应宁, 王秀坛, 等. 滑窗式线性调频及衍生多相码旁瓣抑制滤波器[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2001, 41(1): 20-23.
Zhang Liping, Peng Yingning, Wang Xiutan, et al. Slide-window sidelobe suppression filter for LFM and LFM-derived polyphase coded waveforms [J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2001, 41(1): 20-23.
- [8] Zrnic B, Zejak A. Range sidelobe suppression for pulse compression radars utilizing modified RLS algorithm [J]. IEEE Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998, 3: 1008-1010.
- [9] 杨斌, 向敬成, 刘晟. 一种数字脉压旁瓣抑制滤波器设计方法[J]. 电子科学学报, 2000, 1(22): 124-129.
Yang Bin, Xiang Jingcheng, Liu Sheng. A method to design digital pulse compression filters for sidelobe suppression [J]. Journal of Electronics, 2000, 1(22): 124-129.
- [10] 金淑芳, 顾红, 盛剑锋, 等. 基于子空间投影的相位编码雷达旁瓣抑制方法[J]. 数据采集与处理, 2004, 19(4): 361-364.
Jin Shufang, Gu Hong, Sheng Jianfeng, et al. Method for sidelobe suppression in phase-coded radar based on feature subspace projection [J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2004, 19(4): 361-364.
- [11] Cilliers J E, Smit J C. Pulse compression sidelobe reduction by minimization of Lp norms [J]. IEEE Trans Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(3): 1238-1247.
- [12] Sato R, Shinriki M. Simple mismatched filter for binary pulse compression code with small PSL and small S/N loss [J]. IEEE Trans Aerospace and Electronic Systems, 2003, 2(39): 711-718.
- [13] Boyd S, Enberghe L V. Convex optimization [M]. UK: Cambridge University Press, 2008.

作者简介: 丁淑娟(1980-), 女, 工程师, 研究方向: 雷达信号波形设计、阵列信号处理, E-mail: bixi1980@126.com; 刘子龙(1979-), 男, 工程师, 研究方向: 数字信号处理; 孙广俊(1968-), 男, 高级工程师, 研究方向: 雷达系统设计、信号处理; 张曙光(1973-), 男, 高级工程师, 研究方向: 数字信号处理。