

# 恒增益处理损失的最佳编码旁瓣抑制滤波器

王飞雪, 欧钢

(国防科技大学电子科学与工程学院卫星导航定位研发中心, 湖南长沙 410073)

**摘要:** 雷达距离/时间旁瓣抑制滤波器的设计通常以旁瓣电平最低为设计目标, 未考虑增益处理损失的控制, 在某些情况下会导致输出信噪比损失过大, 影响弱信号的检测. 本文研究增益处理损失任意给定条件下的旁瓣抑制滤波器的设计, 并以巴克码为例具体设计了恒增益处理损失的最佳积累旁瓣电平滤波器和最佳峰值旁瓣电平滤波器.

**关键词:** 距离旁瓣; 时间旁瓣; 旁瓣抑制; 增益处理损失; 二相编码雷达

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 09-1418-04

## Optimal Code Sidelobe Suppression Filters with Constant Loss in Process Gain

WANG Fei-xue, OU Gang

(Satellite Navigation and Positioning R&D Center, School of Electronic Science and Engineering,  
National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

**Abstract:** Radar range/time sidelobe suppression filters are usually designed only to reduce the sidelobe to the level as low as possible, and the loss in process gain (LPG) is not specially considered. In some cases the LPG is large enough to influence the detection of weak signals. The sidelobe suppression filters with LPG arbitrarily given are proposed, and the design approach of optimal integrated sidelobe level filter and optimal peak sidelobe level filter both with constant LPG is given.

**Key words:** range sidelobe; time sidelobe; sidelobe suppression; loss of process gain; binary phase-coded radar

## 1 引言

二相编码雷达的距离/时间旁瓣问题一直受到关注, 优良的旁瓣特性对于减少检测虚警、提高弱信号检测能力、改善系统的动态范围等都具有重要的意义. 改善旁瓣特性的方法可分为两大类: 编码优选和旁瓣抑制. 前者通过选择具有优良自相关特性的编码序列如巴克码、m 序列等以获取低的脉压旁瓣, 后者通过旁瓣抑制滤波器进一步提高主-旁瓣比. 在编码形式确定而主-旁瓣比仍然无法满足要求时, 旁瓣抑制就成为主要的措施. 衡量旁瓣抑制滤波器性能的指标主要有三项: 峰值旁瓣电平 (PSL: Peak Sidelobe Level)、积累旁瓣电平 (ISL: Integrated Sidelobe Level) 以及增益处理损失 (LPG: Loss in Process Gain)<sup>[1]</sup>. 它们分别定义为最大旁瓣功率与峰值响应的比值、旁瓣总功率与峰值响应的比值以及与匹配滤波器相比, 失配引起的信噪比损失. 其中峰值响应是指实际旁瓣抑制滤波器输出的峰值能量. 在旁瓣抑制问题上, Key (1967 年) 及其合作者最早提出了采用抽头延迟线技术的旁瓣抑制方法<sup>[2]</sup>, 其研究对象是 13 位巴克码. 随后 Rikaczek 及 Golden (1970 年) 在频域设计 13 位巴克码的逆滤波器, 通过级数展开的方法简化滤波器设计<sup>[3]</sup>, 该方法所设计的滤波器硬件实现简单, 具有一定的旁瓣抑制能力, 但不适用于具有负旁瓣的巴克码的旁瓣抑制. Ackroyd (1973 年) 采用最小均方法逼近巴克码的理想逆

滤波器<sup>[4]</sup>, 其所获滤波器是 ISL 最小的最佳积累旁瓣电平滤波器. Ackroyd (1982 年) 进一步将这种方法应用于组合编码的旁瓣抑制<sup>[5]</sup>. Zoraster (1980 年) 采用线性规划的方法设计 PSL 最小的最佳峰值旁瓣电平滤波器<sup>[6]</sup>. Chen (1990 年) 综合文献 [3] 和 [6] 方法的优点, 将旁瓣抑制滤波器的传递函数在频域展开成有限项的多项式级数, 然后逆傅里叶变换至时域, 在时域采用线性规划的方法优化多项式级数的系数<sup>[7]</sup>. 该方法在保持文献 [3] 方法硬件实现简单优点的同时, 改善了峰值旁瓣电平, 并适用于具有负旁瓣的巴克码.

在上述各种旁瓣抑制滤波器的设计中, 所考虑的因素主要是旁瓣电平和实现复杂度, 未考虑对增益处理损失的控制, 在某些情况下增益处理损失可能过大, 影响弱信号的检测. 下面, 我们研究增益处理损失值给定条件下的旁瓣抑制滤波器设计, 并以巴克码为例具体给出设计结果及讨论.

## 2 增益处理损失

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<sup>[2,3,7]</sup>, 另一种是直接设计失配滤波器代替匹配滤波器<sup>[4~6]</sup>. 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.

我们知道, 匹配滤波器可以获得最大的输出峰值信噪比.

由于采用失配滤波器代替匹配滤波器,在获取旁瓣抑制能力的同时将引起信噪比的损耗,这种失配损耗就是增益处理损失.表 1 列出了 6 种重要巴克码的最佳积累旁瓣电平滤波器和最佳峰值旁瓣电平滤波器的性能.与匹配滤波器的性能(见文献[8]的表 7.2)相比,两种旁瓣抑制滤波器的 PSL 和 ISL 均有明显改善,但处理增益有所降低.对码长为 13 的巴克码,

LPG 为 0.2 dB,在实际应用中可以忽略;但对码长为 3、4、7、11 的巴克码,LPG 分别接近或超过 1 dB,在许多应用场合中将影响到系统的性能.在其他编码的旁瓣抑制中,LPG 可能更高.造成增益处理损失的原因主要是由于这些滤波器设计中均以旁瓣抑制及实现复杂度为设计的目标函数,未考虑增益处理损失的控制.

表 1 最佳积累旁瓣电平滤波器及最佳峰值旁瓣电平滤波器的特性

巴克码长度	滤波器长度	最佳积累旁瓣电平滤波器			最佳峰值旁瓣电平滤波器		
		峰值旁瓣电平 (PSL/ dB)	积累旁瓣电平 (ISL/ dB)	增益处理损失 (LPG/ dB)	峰值旁瓣电平 (PSL/ dB)	积累旁瓣电平 (ISL/ dB)	增益处理损失 (LPG/ dB)
3	11	- 29.2	- 24.1	1.2	- 32.9	- 22.1	1.1
4	18	- 30.1	- 28.2	1.6	- 34.7	- 21.9	1.3
5	19	- 39.8	- 34.9	0.6	- 43.5	- 30.5	0.6
7	31	- 31.4	- 22.5	1.3	- 35.9	- 20.8	1.1
11	39	- 30.5	- 19.4	0.9	- 34.4	- 18.1	0.8
13	35	- 37.0	- 29.1	0.2	- 41.4	- 25.6	0.2

针对旁瓣抑制滤波器增益处理损失过大的情况,可以在滤波器设计的目标函数中对增益处理损失进行约束,在增益处理损失给定条件下设计最优的旁瓣抑制滤波器.下面我们称这种滤波器为恒增益处理损失 (CLPG: Constant LPG) 滤波器.

### 3 CLPG 最佳积累旁瓣电平滤波器<sup>[9]</sup>

记编码序列为  $\{c_n\}$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ , 滤波器系数为  $\{w(n)\}$ ,  $n=0, 1, \dots, M-1$ , 其中  $N$  为码长,  $M$  为滤波器阶数,  $M \geq N$ . 滤波器输出为

$$y_n = \sum_{i=0}^{M-1} w(i) c_{n-i}, \quad n=0, 1, \dots, M+N-2 \quad (1)$$

上式中当  $n-i < 0$  及  $n-i \geq N$  时  $c_{n-i} = 0$ . 式(1)用向量表示为

$$Y = AW \quad (2)$$

其中

$$Y = (y_0, y_1, \dots, y_{M+N-2})^T \quad (3)$$

$$W = (w(0), w(1), \dots, w(M-1))^T \quad (4)$$

$$A = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \dots & 0 \\ c_1 & c_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & c_{N-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

我们设定  $n_c = \lfloor (M+N)/2 \rfloor - 1$  为滤波器输出的峰值的位置, 滤波器  $W$  的输出峰值为  $y_{n_c}$ , 其中  $\lfloor x \rfloor$  表示不大于  $x$  的最大整数. 记矩阵  $A$  的第  $n_c$  个行向量为  $B$ , 则  $y_{n_c}$  可记为

$$y_{n_c} = BW \quad (6)$$

滤波器增益处理损失为

$$L = \frac{N \cdot W^T W}{y_{n_c}^2} \quad (7)$$

滤波器输出的积累旁瓣电平为

$$ISL = \frac{Y^T Y - y_{n_c}^2}{y_{n_c}^2} = \frac{W^T A^T A W}{y_{n_c}^2} - 1 \quad (8)$$

CLPG 最佳积累旁瓣电平滤波器的设计可以视为在  $L = L_d$  约束下使  $ISL$  最小化, 其中  $L_d$  是设定的增益处理损失. 采用拉格朗日乘数法, 有

$$F = \frac{W^T A^T A W}{y_{n_c}^2} - 1 + \left[ \frac{\lambda W^T W}{y_{n_c}^2} - L_d \right] \quad (9)$$

由于  $W$  乘以非零系数后不改变增益处理损失和旁瓣电平, 因此 CLPG 最佳积累旁瓣电平滤波器系数非唯一但性能等价. 为求解简单起见, 我们不妨进一步约束滤波器输出峰值为 1, 即  $y_{n_c} = 1$ . 式(9)改写为

$$F = W^T A^T A W - 1 + \lambda_1 (N W^T W - L_d) + \lambda_2 (B W - 1) \quad (10)$$

令  $F$  对  $W$ 、 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  的偏导数为 0, 有

$$W = -\frac{1}{2} (A A^T + \lambda_1 N \cdot I)^{-1} B^T \quad (11)$$

$$N W^T W = L_d \quad (12)$$

$$B W = 1 \quad (13)$$

由式(11)和式(13)消去变量  $W$ , 得到

$$W = \frac{A A^T + \lambda_1 N \cdot I)^{-1} B^T}{B (A A^T + \lambda_1 N \cdot I)^{-1} B^T} \quad (14)$$

将式(14)代入式(12)得到只含未知数  $\lambda_1$  的方程,

$$\frac{B (A A^T + \lambda_1 N \cdot I)^{-1} (A A^T + \lambda_1 N \cdot I)^{-1} B^T}{B (A A^T + \lambda_1 N \cdot I)^{-1} B^T B (A A^T + \lambda_1 N \cdot I)^{-1} B^T} = \frac{L_d}{N} \quad (15)$$

式(15)没有解析解, 但由于只含一个未知数  $\lambda_1$ , 因而采用数值搜索方法如对分法等容易求解. 得到  $\lambda_1$  后代入式(14)即可解出  $W$ .

### 4 CLPG 最佳峰值旁瓣电平滤波器<sup>[9]</sup>

普通最佳峰值旁瓣电平滤波器的设计方法是: 在旁瓣峰值给定(不失一般性取为 1)的约束下使输出峰值最大化. 在

此基础上增加对 LPG 的约束就可得到 CLPG 最佳峰值旁瓣电平滤波器, 如式 (16) 所示:

$$\begin{cases} \max y_{n_c} & (16) \\ 1 - y_i \leq 1, i = 0, 1, \dots, n_c - 1, n_c + 1, \dots, M + N - 2 \\ L = L_d \end{cases}$$

其中  $y_{n_c}$  是滤波器 W 的输出峰值,  $y_i (i = 0, 1, \dots, n_c - 1, n_c + 1, \dots, M + N - 2)$  是滤波器 W 的输出旁瓣,  $L_d$  是给定的 LPG  $y_{n_c}$ 、 $y_i$ 、 $L$  和  $n_c$  的定义同上一小节。

式 (16) 给出的是一个非线性规划问题, 目前尚无解析的求解方法. 这里利用 MATLAB 语言提供的多变量约束优化函数 CONSTR( ) 进行数值求解. 需要说明以下几点: (1) CONSTR( ) 函数不能从理论上保证对上述问题获取最优解, 因此本文用该方法所求得解为目前已知的最优解; (2) CONSTR( ) 函数在应用于上述问题时需要一定的应用技巧, 否则对优化初始值敏感且可能导致不收敛. 大量试验表明, 采用匹配滤波器的权值作为迭代的初始值可以保证有效收敛。

## 5 CPLG 滤波器性能及讨论

采用上述方法可以设计不同 LPG 设定下的 CLPG 最佳积累旁瓣电平滤波器和 CLPG 最佳峰值旁瓣电平滤波器, 这里 LPG 可以任意设定在匹配滤波器的增益处理损失值 (即 0dB) 和最佳积累旁瓣电平滤波器的增益处理损失值之间. 以巴克码为例, 表 2 列出了 4 种巴克码在不同 LPG 设定下的 CLPG 最佳积累旁瓣电平滤波器和 CLPG 最佳积累峰值电平滤波器的旁瓣电平, 其中每种巴克码的最上一栏和最下一栏数据分别对应最佳积累/峰值旁瓣电平滤波器和匹配滤波器. 表 3 以码长为 4 的巴克码为例给出了所对应的各种滤波器参数. 由表 2 数据可以得出结论:

- (1) 增益处理损失得到了准确的控制;
- (2) 旁瓣电平与增益处理损失是一对矛盾, 降低增益处理损失是以旁瓣电平的上升为代价的. 应根据应用背景确定增益处理损失设定值.

表 2 CLPG 旁瓣电平滤波器特性

巴克码长度	滤波器长度	CLPG 最佳积累旁瓣电平滤波器			CLPG 最佳峰值旁瓣电平滤波器		
		增益处理损失 (LPG/ dB)	峰值旁瓣电平 (PSL/ dB)	积累旁瓣电平 (ISL/ dB)	增益处理损失 (LPG/ dB)	峰值旁瓣电平 (PSL/ dB)	积累旁瓣电平 (ISL/ dB)
3	11	1.2	- 29.2	- 24.1	1.1	- 32.9	- 22.1
		1.0	- 29.4	- 22.5	1.0	- 30.3	- 22.2
		0.5	- 18.2	- 14.8	0.5	- 18.7	- 13.6
		0.2	- 14.0	- 10.9	0.2	- 14.1	- 10.7
		0.0	- 9.5	- 6.5	0.0	- 9.5	- 6.5
4	18	1.6	- 30.1	- 28.2	1.3	- 34.7	- 21.9
		1.0	- 25.2	- 18.7	1.0	- 27.5	- 16.6
		0.5	- 19.1	- 12.9	0.5	- 20.1	- 11.6
		0.2	- 15.9	- 9.8	0.2	- 16.1	- 9.6
		0.0	- 12.0	- 6.0	0.0	- 12.0	- 6.0
7	31	1.3	- 31.4	- 22.5	1.1	- 35.9	- 20.8
		1.0	- 32.7	- 21.4	1.0	- 34.0	- 21.1
		0.5	- 24.5	- 16.5	0.5	- 26.0	- 15.4
		0.2	- 20.7	- 13.2	0.2	- 21.5	- 12.8
		0.0	- 16.9	- 9.1	0.0	- 16.9	- 9.1
11	39	0.9	- 30.5	- 19.4	0.8	- 34.4	- 18.1
		0.5	- 29.5	- 17.9	0.5	- 30.8	- 17.3
		0.2	- 25.0	- 15.1	0.2	- 26.0	- 14.5
		0.0	- 20.8	- 10.8	0.0	- 20.8	- 10.8

## 6 结束语

为解决旁瓣抑制滤波器处理增益损失过大的问题, 本文提出了 CLPG 滤波器的概念, 并具体给出了 CLPG 最佳积累旁瓣电平滤波器和 CLPG 最佳峰值旁瓣电平滤波器的设计方法. 表 2 所示的设计实例证明了本文所提方法的有效性.

最后需要说明的是:

(1) 本文方法适用于任意的非周期序列, 包括任意二相编码序列和多相编码序列, 并不仅限于巴克码;

(2) CLPG 滤波器的设计方法同样可推广至周期序列的情形, 但周期序列的情形更为复杂一些, 特别是考虑符号调制的时候<sup>[10]</sup>, 有关研究结果将另文给出;

(3) 从表 2 可以看出, LPG 的降低必须以旁瓣电平的增大为代价. 当设计指标对旁瓣电平和 LPG 均提出很高要求时, 就必须突破线性滤波器的局限, 寻求非线性的旁瓣抑制方法. 非线性旁瓣抑制方法包括神经网络法<sup>[9,11,12]</sup>、基于线性滤波器组和非线性逻辑综合的非线性滤波器<sup>[19]</sup>等.

表 3 码长为 4 的巴克码(1,1,1,-1)所对应的各种滤波器参数(表示精度为小数点后 4 位)

滤波器	滤波器阶数	增益处理损失/dB	滤波器系数
匹配滤波器	4	0	1,1,1,-1
最佳积累旁瓣电 平滤波器	18	1.6	0.0310,-0.0490,0.0162,0.0751,-0.1489,0.0910,0.1368,-0.3804,0.3356, 0.1827,0.0998,0.0538,0.0293,0.0161,0.0087,0.0045,0.0025,0.0015
最佳峰值旁瓣电 平滤波器	18	1.3	1.0000,-2.0000,0.2322,3.7678,-7.0000,4.4644,7.3034,-19.7678,17.9288, 10.1425,6.7441,2.0422,2.3562,1.3456,-0.6596,0.6702,0.3351,-0.6649
CLPG 最佳积累 旁瓣电平滤波器	18	1.0	0.0144,-0.0247,0.0092,0.0412,-0.0901,0.0586,0.0941,-0.2895,0.2642, 0.1604,0.1187,0.0260,0.0257,0.0211,-0.0001,0.0048,0.0037,-0.0008
		0.5	0.0045,-0.0090,0.0040,0.0170,-0.0442,0.0315,0.0544,-0.2009,0.1901, 0.1313,0.1158,0.0092,0.0184,0.0175,-0.0021,0.0031,0.0026,-0.0008
		0.2	0.0008,-0.0022,0.0013,0.0049,-0.0171,0.0135,0.0249,-0.1254,0.1223, 0.0960,0.0920,0.0023,0.0100,0.0098,-0.0011,0.0012,0.0010,-0.0002
CLPG 最佳峰值 旁瓣电平滤波器	18	1.0	0.0000,-0.2592,0.2592,0.9953,-2.5138,1.5601,2.9490,-8.0228,7.6340, 4.3378,3.6897,0.6064,1.0416,1.0416,-0.4768,0.2592,0.2592,0.0000
		0.5	0.0000,0.0000,0.0000,0.0063,-0.5190,0.5063,1.0190,-3.0443,3.0443, 2.0190,2.0190,0.0063,0.5063,0.5063,-0.0063,0.0000,0.0000,0.0000
		0.2	0.0000,-0.0000,-0.0000,-0.0000,-0.2009,0.2009,0.4017,-1.8035,1.8035, 1.4017,1.4017,0.0000,0.2009,0.2009,0.0000,-0.0000,-0.0000,-0.0000

## 参考文献:

- [1] 杰里 L 伊伏斯, 爱德华 K 里迪. 现代雷达原理[M]. 卓邦荣, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 1991. 482.
- [2] Key EL et al. A Method of Side-lobe Suppression in Phase-coded Pulse Compression Systems [R]. M I T Lincoln Lab, Lexington: Tech Rep 209, August 1959.
- [3] Rihaczek A W, Golden R M. Range sidelobe suppression for Barker codes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1971, 7(6): 1087 - 1092.
- [4] Ackroyd M H, Ghani F. Optimum mismatched filters for sidelobe suppression[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973, 9(2): 214 - 218.
- [5] Ackroyd M A. Economical filters for range sidelobe reduction with combined codes [J]. The Radio and Electronic Engineer, 1982, 52(6): 309 - 310.
- [6] Zoraster S. Minimum peak range sidelobe filters for binary phase-coded waveforms[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1980, 16(1): 112 - 115.
- [7] Chen XiaoHua, Juhani Oksman. A new algorithm to optimize Barker code sidelobe suppression filters[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1990, 26(4): 673 - 677.
- [8] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1984. 163.
- [9] 王飞雪. 直接序列扩频信号的全数字式快速捕获[D]. 长沙: 国防科技大学研究生院, 1998.
- [10] 王涛, 王飞雪. 受符号调制的 m 序列旁瓣特性研究[J]. 国防科技大学学报, 2002, 24(3): 55 - 59.
- [11] Hbn Keung Kwan, Chi Kin Lee. A neural network approach to pulse radar detection[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29(1): 9 - 21.
- [12] Rao K D, Sridhar G. Improving performance in pulse radar detection using neural networks[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(3): 1193 - 1198.

## 作者简介:

王飞雪 男, 1971 年 1 月出生于福建长汀, 博士, 教授, IEEE 会员, 目前从事卫星导航定位、扩频信号处理、全数字接收机领域的研究, 获部委级科技进步一等奖 2 项, 二等奖 1 项。

欧 钢 男, 1969 年 7 月生于湖南株洲, 博士, 副教授, 目前从事卫星导航定位、全数字接收机、EDA 领域的研究, 获国家科技进步三等奖 1 项, 部委级科技进步一等奖 2 项。