

文章编号: 1001 - 2486(2011)02 - 0068 - 05

基于编码序列随机移位的 MCPC 雷达信号设计方法研究*

邓 斌, 魏玺章, 黎 湘

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:多载频相位编码信号(MCPC)是近年来备受关注的一种新体制宽带雷达信号,其灵活的信号结构使其具备性能均衡、可调的特点,与此同时对参数设计的要求也相应提高。现有设计方法难以在模糊图和包络控制方面同时取得令人满意的性能,且大多只研究了载频数量较少的情况。针对此问题提出了一种编码序列随机移位的 MCPC 信号,具备理想的图钉状模糊图。针对这种信号包络起伏较大的问题,采用时频域限幅迭代方法降低其包络峰均功率比;迭代后进一步通过优化方法降低自相关旁瓣水平。仿真实验表明,经迭代优化后的信号同时具有理想的模糊图和包络峰均比,子载频上的自相关性能也保持良好,相比现有的 MCPC 信号更适于雷达实际应用的需求。

关键词:多载频相位编码信号;参数设计;包络峰均功率比;模糊图

中图分类号: TP951 文献标识码: A

Parameter Designing of Random Shifted Phase-coded MCPC Radar Signal

DENG Bin, WEI Xi-zhang, LI Xiang

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Multi-Carrier Phase-Coded Signal (MCPC) has caught much attention of researchers recently. The flexible structure enables its balanced and adjustable performance, while enhancing the demand of parameter designing. Current designing methods can hardly achieve satisfied ambiguity diagram and envelope control simultaneity, and they mostly perform the research with less sub carriers. This research proposed a random shifted phase-coded MCPC signal, whose ambiguity diagram is ideal thumbtack shaped. To deal with its fluctuating envelope time-frequency clipping iteration was brought forward, after which optimizing method was used to further reduce the side lobes of auto cross function (ACF). Simulation results show that the designed signal keeps ideal ambiguity diagram and low PMEPR at the same time, while maintaining good ACF on sub carriers. Compared with reported MCPC at present, this signal is more suitable for practical use in radar.

Key words: MCPC (Multi-Carrier Phase-Coded Signal); parameter designing; PMEPR (Peak to Mean Envelope Power Ratio); ambiguity diagram

多载频相位编码信号(MCPC)是由 Levanon 于 2000 年提出的^[1],其在多载频正交频复用信号基础上引入相位编码,使其在频谱利用率、模糊函数主旁瓣比以及包络起伏控制三个方面达到了较为均衡的性能。虽然 MCPC 信号拥有众多吸引人的优点,但采用该信号的雷达并未步入实用阶段,信号设计尚不成熟是其中一个重要原因。

现有的 MCPC 信号设计方法主要通过选择合适的子载频上加权因子和相位编码方式达到降低模糊函数旁瓣^[2-3]、控制信号包络起伏的目的^[4],虽容易实现但难以在模糊图和包络控制方面同时取得令人满意的性能。Sebt 等采用经典的波形综

合法对 MCPC 信号参数进行迭代寻优,使其对应的模糊图与理想模糊函数之间的最小二乘误差尽可能小^[5]。这种方法的理论基础并未完备,且运算量过大,只适用于载频数较少的情况。针对现有方法的不足,提出一种编码序列随机移位的 MCPC 信号,通过迭代和优化方法对其参数进行优化设计,使其更适用于雷达实际应用。

1 MCPC 信号特性

MCPC 信号一般为如式(1)的形式。

* 收稿日期: 2010 - 08 - 31

基金项目: 国家杰出青年科学基金资助项目(60025102); 国家部委基金资助项目(112010404)

作者简介: 邓斌(1981 -),男,博士生。

$$s(t) = \sum_{p=0}^{P-1} w_p \exp[j2\pi p \Delta f t] \times \sum_{m=0}^{M-1} a_{p,m} u(t - mt_b) \\ = \sum_{m=0}^{M-1} s_m(t) = \sum_{p=0}^{P-1} u_p(t) \quad (1)$$

其中 P 为子载频个数, w_p 为第 p 个载频上的归一化复加权因子, 满足 $\sum_{p=0}^{P-1} |w_p|^2 = 1$ 。 M 为码元个数, $a_{p,m}$ 为第 p 个子载频上的相位编码序列在第 m 个码元内的相位编码, t_b 为各码元的持续时间。

$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < t_b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$ 为各码元信号的包络, Δf 为载频间隔。为了最小限度地保证各个载频之间的正交性, Δf 通常取为 $1/t_b$, 即子载频相位编码信号的带宽。

MCPC 虽然在频谱利用率、模糊函数主旁瓣比以及包络起伏控制三个方面达到了较为均衡的性能, 但这种均衡的性能也给雷达实际应用带来了问题。采用单通道合成发射时, 较大的包络起伏会使得前端的功率放大器和混频器等器件发生饱和, 非线性效应使得有效发射功率难以提高, 造成不必要的能量浪费, 直接影响整个系统的运行成本和效率。

在通信中通常用包络的峰值功率与平均功率之比来衡量信号的包络起伏, 其定义为

$$PMEPR = \frac{P_{\text{peak}}}{P_{\text{Mean}}} = \frac{\left\{ \max_{t \in [0, T]} [|\tilde{s}(t)|] \right\}^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |\tilde{s}(t)|^2 dt} \quad (2)$$

其中, $\tilde{s}(t)$ 为信号复包络。线性调频和相位编码等单载频信号的包络为恒值, 对应的 $PMEPR$ 为理想值 1。MCPC 第 m 个码元内的信号为

$$|s_m(t)| = \left| \sum_{p=0}^{P-1} w_p a_{p,m} \exp(j2\pi p \Delta f t) \right| \quad (3)$$

可以看做 $w_p a_{p,m}$ 的傅里叶变换结果。当各载频采用相同的相位编码序列时, 加权因子唯一决定了包络的形状, 可以采用幅度窗函数和 Newman、Schroeder 等二次相位加权来降低 $PMEPR$ 。载频加权因子与相位编码序列共同影响信号的模糊函数。特别地, 相位编码序列的自相关性能直接决定了信号自相关函数(ACF)在整数倍码元延迟处的旁瓣, 也因此决定了其整体旁瓣水平。

用这种思路设计的采用 Huffman 编码的 14×14 MCPC 信号 $PMEPR$ 可以控制在 2.5 左右, 自相关函数的峰值旁瓣水平(PSLL)为 -15dB, 但其模糊图不够理想, 整个平面内的旁瓣较高, 如图 1 所示。为了保证模糊函数具备图钉形状, Sebt 等跳出这种设计思路, 以萨斯曼等的波形综合法为基

础对信号参数进行迭代寻优, 设计的 (7×7) 信号的 $PMEPR$ 降至 1.7 左右, $PSLL$ 控制在 19.8dB 以下。但由于运算过于复杂, 很难在载频数较大时进行信号设计。

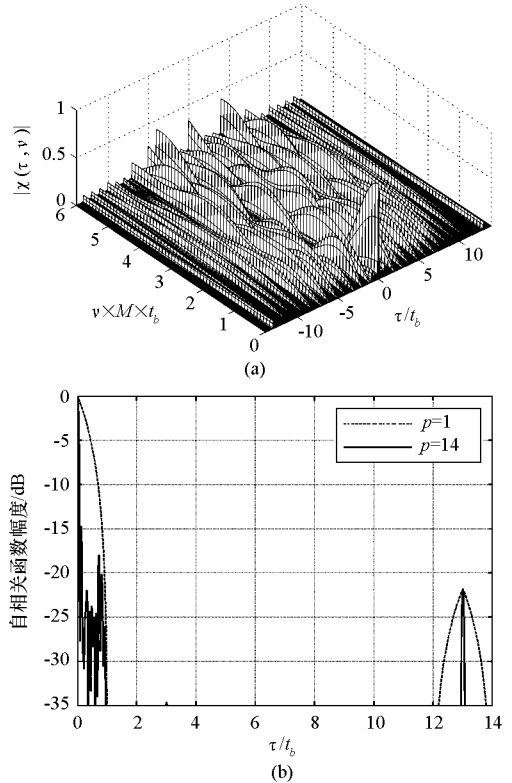


图1 14×14 Huffman-MCPC 模糊图及其距离切面(ACF) (采用 Schroeder 相位加权)

Fig.1 Ambiguity diagram and ACF of 14×14 Huffman-MCPC signal (Schroeder phase weighting used)

2 基于编码序列随机移位的 MCPC 信号设计

多载频信号应用于雷达中必须在控制包络峰均比的前提下尽量降低模糊图平面内的旁瓣, 尤其是 $PSLL$ 值。这就需要对载频数、加权方式及相位编码方式进行综合设计和优化。考虑到波形综合法的局限性, 本文采用的波形设计思路是选定自相关函数较为理想的相位编码序列, 对信号参数进行优化设计以最大限度地降低 $PMEPR$ 和 $PSLL$, 更贴近于实际应用需求。但若各载频采用相同的相位编码序列, 或序列之间用规则约束构成互补集合^[2], 则这种规律性势必会在模糊图上体现为距离-多普勒耦合和较高的旁瓣。

联想到理想模糊函数的图钉形状是由信号随机性保证的, 比如噪声信号, 因此可以考虑将随机性引入 MCPC 中。在选定一个自相关较为理想的相位编码序列的前提下, 可以令各载频上的编码序列相对于原始序列都有个循环移位, 且移位的

位数是个随机数,称这种信号为编码序列随机移位的 MCPC,其信号结构如图 2(a)所示。仍以 Huffman 编码为例,其非周期自相关函数在时间轴上几乎没有旁瓣,除了在 $\pm (M-1)t_b$ 处有一对很小的旁瓣,约 -22dB (见图 1(b)中虚线)。

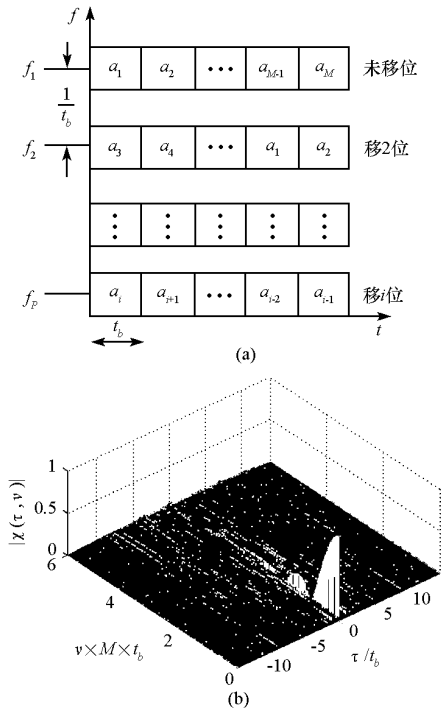


图 2 随机移位 Huffman-MCPC 信号结构图及模糊图
Fig.2 Signal structure and ambiguity diagram of random-shifted Huffman-MCPC

该信号的模糊图如图 2(b)所示,已经可以认为是理想的图钉状了,随机性的引入对消除距离-多普勒耦合现象的效果还是很显著的。但此种信号的一个较大问题在于其 $PMEPR$ 较高,即使各载频采用 Schroeder 初相加权,仍有 $PMEPR \geq 8$ 。而且在一个码元内部,各载频上随机移位的相位编码表现为幅度的随机加权,此时加入 Schroeder 相位对于降低 $PMEPR$ 的效果并不比随机相位的效果好。

在初相加权效果不明显的情况下,只有采用时频域限幅迭代法降低这种信号的 $PMEPR$ 。通过迭代的傅里叶变换进行信号恢复与重构是较为成熟的技术^[6],尤其在信号本身是谐波信号的时候。设以 L 倍带宽的采样率离散后的 MCPC 信号为 $x(n)$,则在码元 m 持续时间内的采样点数为 $t_b \times LP/t_b = LP$,且有

$$x_m(n) = \sum_{p=0}^{P-1} a_{p,m} w_p \exp(j2\pi \frac{np}{LP}) \quad , n = 1, \dots, LP \quad (4)$$

因此可得

$$X_m(p) = a_{p,m} w_p$$

$$= \sum_{n=0}^{LP-1} x_m(n) \exp[-j2\pi \frac{np}{LP}] \quad , p = 1, \dots, P \quad (5)$$

将 $x_m(n)$ 与 $X_m(p)$ 看作 LP 维向量空间中的一个点,记 $x_m(n), X_m(p) \in A$,定义变换 T 和 F_g 如下所示:

$$T[X_m(p)] = \begin{cases} \sum_{n=0}^{LP-1} x_m(n) \exp[-j2\pi \frac{np}{LP}] & , p = 1, \dots, P \\ 0 & , p = P+1, \dots, LP \end{cases} \quad (6)$$

$$F_g = WBW^{-1}, \text{其中 } B[X_m(n)] = \begin{cases} Thd_{low} \cdot \exp\{j\arg\{x_m(n)\}\} & , |x_m(n)| < Thd_{low} \\ x_m(n) & , Thd_{low} \leq |x_m(n)| \leq Thd_{up} \\ Thd_{up} \cdot \exp\{j\arg\{x_m(n)\}\} & , |x_m(n)| > Thd_{up} \end{cases} \quad (7)$$

其中 W 和 W^{-1} 分别代表傅里叶变换和逆变换, Thd_{low} 和 Thd_{up} 分别为下限幅和上限幅阈值,可取为峰值的 $60\% \sim 80\%$ 。则子空间 A 上的变换 TF_g 将 $X_m(p)$ 映射为 A 中的另一个元素 $X'_m(p)$,若写成迭代的形式,则有

$$X_m^{k+1}(p) = TF_g[X_m^k(p)] \quad (8)$$

迭代起始点 $X_m^0(p)$ 由 $a_{p,m} w_p$ 直接产生,对应信号记为 $x_m^0(n)$ 。 w_p 采用余弦窗幅度加权以控制近主瓣旁瓣水平,用 Schroeder 初相加权来控制 $PMEPR$ 。 $X_m^k(p)$ 则由 $x_m^k(n)$ 经式(5)的傅里叶变换得到。

可以证明 TF_g 是一个压缩映射^[7],即对于 A 中的两个元素 X, Y ,始终有

$$d(TF_g X, TF_g Y) < d(X, Y) \quad (9)$$

因此迭代式(8)必收敛于一个不动点 $H_m(p)$,对应信号记为 $h_m(n)$ 。由于变换 B 的限幅作用, $h_m(n)$ 的 $PMEPR$ 相比于 $x_m^0(n)$ 将大大降低。 $h_0(n), \dots, h_{M-1}(n)$ 时间上拼接起来即得到最终信号 $h(n)$ 。

为了在获得较低 $PMEPR$ 的同时尽量降低 $PSLL$,注意到若在式(3)中加入一个线性相位,则体现在傅里叶变换的结果上仅仅有个循环移位,其 $PMEPR$ 不受影响,但自相关函数却会有改变,因此可以在每个码元内部各载频上加入一个线性相位项:

$$h'_m(n) = \sum_{p=0}^{P-1} H_m(p) \exp(j2\pi \frac{np}{LP}) \cdot \exp(j2\pi \frac{\lambda_m p}{P}) \quad , n = 1, \dots, LP \quad (10)$$

考虑到 λ_m 可在 $[0, P]$ 范围内自由取值,可以用遗

传算法寻找 λ_m 的最优值, 目标函数取为全码元信号 $h'(n)$ 的 $PSLL$ 。该优化问题可以写为

$$\begin{aligned} \min PSLL \{ ACF [h'(n)] \}, \\ \text{s.t. } 0 \leq \lambda_m < P, m = 0, \dots, M - 1 \end{aligned} \quad (11)$$

整个过程的流程图如图 3 所示。

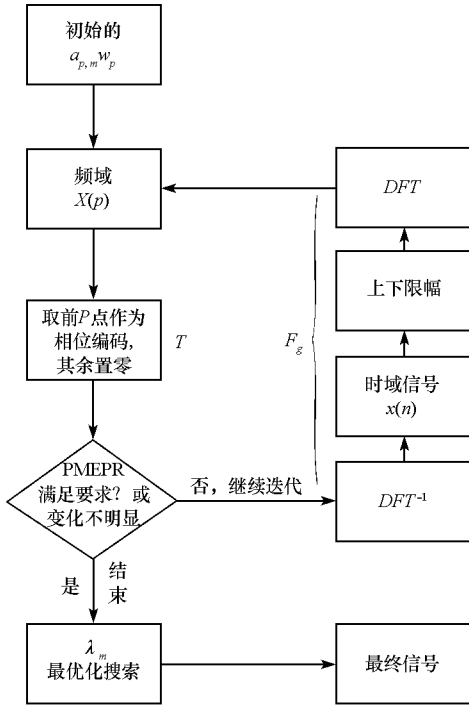


图 3 迭代优化过程流程图
Fig.3 Flow chart of the whole process

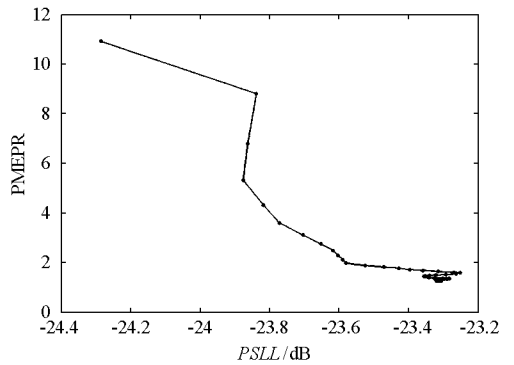
3 仿真结果与分析

设置雷达中心载频为 10GHz, MCPC 的相位编码序列为 14 位 Huffman 码: $[-0.57 \ 0.27 \ -0.56 \ 0.55 \ -0.14 \ -0.28 \ -0.34 \ -1 \ -0.43 \ 0.5 \ 0.037 \ -0.34 \ 0.22 \ 0.43]$, 码元时宽 $0.2\mu\text{s}$, 信号脉宽 $T = 2.8\mu\text{s}$ 。为贴近实际应用, 载频数取为 128, 合成带宽 $B = 640\text{MHz}$, 对应距离分辨率为 0.23m 。迭代过程中的 $PMEPR$ 及 $PSLL$ 值如图 4 所示。

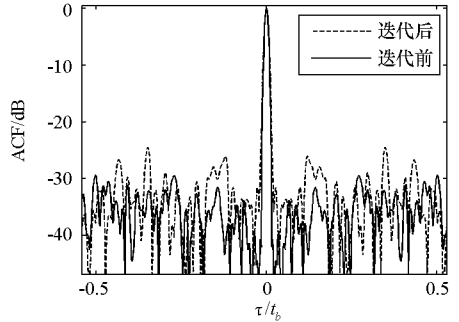
由图可见, 迭代的起始阶段 $PMEPR$ 下降较快, $PSLL$ 有所升高; 在 $PMEPR$ 降到 2 以下后, 下降趋势变慢, 逐渐趋近于 1.31, $PSLL$ 有小幅振荡。因此可根据实际需要确定迭代的终止条件。

进一步地, 利用 Matlab 中的遗传算法工具箱, 可以较容易求得 λ_m 的局部最优值。对应的 $h'(n)$ 包络主体比较平坦, 与优化前保持一致, 仍是 1.31, 如图 5(a)。值得说明的是, 若式(7)中只采用传统的上限幅“截断”阈值, 则包络中可能会出现下探幅度较大的采样点。

优化后的 $PSLL$ 降低至 -26.02dB , 相比优化前的 -23.3dB 降低了 2.72dB 。信号模糊图与迭



(a) 迭代 50 次 PMEPR 的降低过程



(b) 迭代前后自相关函数对比

图 4 随机移位 Huffman-MCPC 迭代过程及前后对比
Fig.4 Iterative process and comparison of random-shifted Huffman-MCPC

代前(图 2)几乎相同, 由于原本的相位编码序列在迭代、优化过程中已经发生变化, 子载频上的自相关函数不如 Huffman 码理想, $PSLL$ 上升了约 7dB , 达到 -15dB 。但相比于其他设计方法(如文献[5]中平均 -5dB 的 $PSLL$), 该特性保持的相对较好。

这种参数设计的方法也可以用在其他相位编码序列调制的 MCPC 信号上, 比如 M 序列, Hadamard 码, p4 码等。经过迭代、优化后的性能都比较接近, $PMEPR$ 接近 1.3, $PSLL$ 低于 -26dB 。相比现有的 MCPC 信号, 这种编码序列随机移位的 MCPC 信号显然更满足实际雷达应用的需求。且由于信号设计是基于自相关性能较好的相位编码序列, 因此更利于子载频分别处理的信号处理方式。如果不关心这个特性, 可将随机性引入相位编码序列本身, 即令 $a_{p,m}$ 取随机值 1 或 -1 。同样地, 也可以通过本文方法来降低其 $PMEPR$ 和 $PSLL$ 。

在载频数和码元数相同的情况下, 本文方法与 Sebt 的方法相比能否取得更低的 $PMEPR$, $PSLL$ 值稍高。随着载频数和码元数的增加, 编码序列随机移位对于性能改善的效果更明显, 当然, 载频数也不是越大越好, 会带来相应代价, 比如更复杂的信号处理。载频数超过 32 时, Sebt 的方法复杂度上升过快, 已很难得到仿真结果。

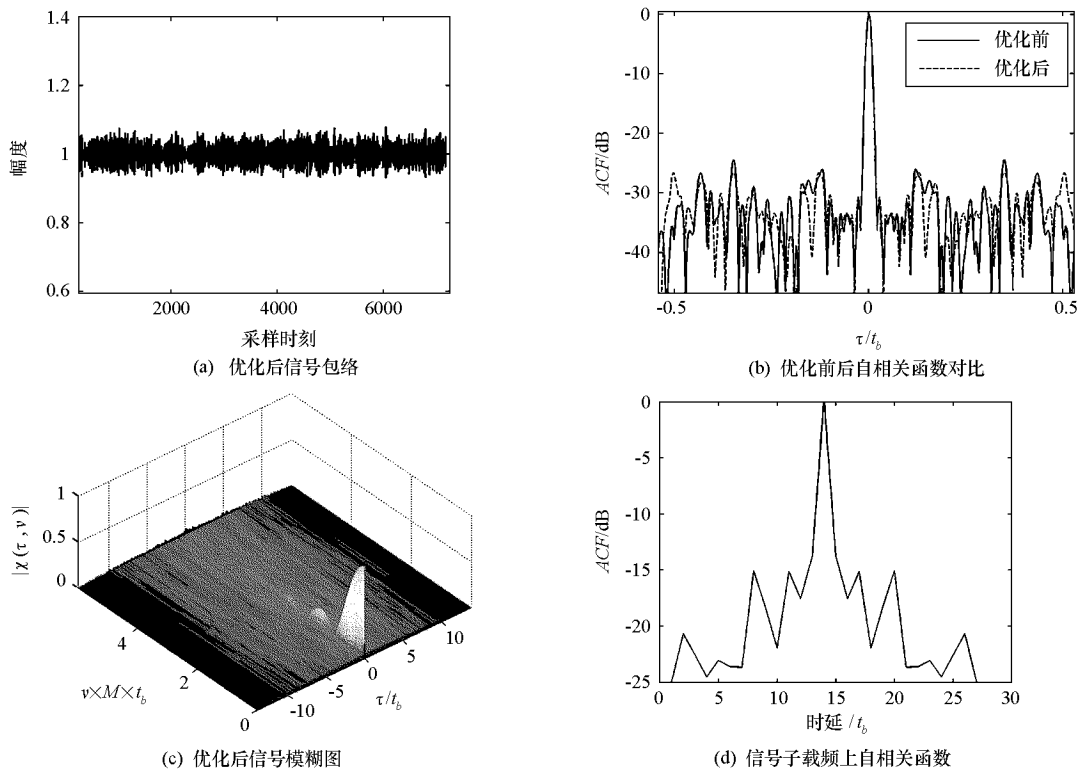


图5 优化后的信号性能

Fig.5 Performance of random-shifted Huffman-MCPC after optimization

为了更直接地与 Sebt 等的方法对比,载频数 方法性能如表 1 所示。分别取为 7、32 和 128,合成带宽仍是 640MHz。各

表 1 各种设计方法性能对比

Tab.1 Performance comparison of different designing methods

信号性能	Sebt 7 × 7MCPC	本文 7 × 7 Huffman	本文 32 × 7 P4	本文 32 × 14 P4	128 × 15 Hadamard	128 × 15 全随机相位
PMEPR	1.7	1.52	1.47	1.42	1.31	1.26
PSLL/dB	-19.8	-18.6	-19.88	-23.32	-26.75	-25.75

需要指出的是,由于迭代起始的 $X_m^0(p)$ 载频幅度加了窗,因此经过迭代后的 ACF 主瓣仍有展宽现象,从 $t_b/128$ 展宽为 $t_b/90$ 左右。这是降低近主瓣旁瓣的必然代价,即便是迭代起始点不加幅度窗,经过迭代、优化后各载频频幅度也会呈现出窗函数的特点。

4 结论

本文将随机性引入 MCPC 各载频的相位编码序列中,提出一种新形式的信号,该信号具备理想的图钉状模糊图,但却有起伏较大的包络。文中采用时频域限幅迭代方法降低其包络峰均功率比,迭代后进一步通过优化方法降低自相关旁瓣水平。仿真实验表明,经迭代优化后的信号同时具有理想的模糊图和包络峰均比,子载频上的自相关性能也保持良好,相比现有的 MCPC 信号更适于雷达实际应用的需求。

参考文献:

- [1] Levanon N. Multifrequency Complementary Phase-coded Radar Signal [C]//IEE Proc., Radar Sonar Navig., 2000, 147(6): 276-284.
- [2] Levanon N. Multicarrier Radar Signal-pulse Train and CW [J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, April 2002, 38(2): 707-720.
- [3] Mozeson E. Multicarrier Radar Signals with Low Peak-to-mean Envelope Power Ratio [J]. IET. Proc-radar Sonar Navig, 2003, 150(2): 71-77.
- [4] 顾村锋, 缪晨, 侯志, 等. 多载波补偿相位编码雷达信号的子载波加权优化 [J]. 探测与控制学报, 2008, 30(4): 56-60.
- [5] Sebt M A, Sheikhi A, Nayebi M M. Orthogonal Frequency-division Multiplexing Radar Signal Design with Optimized Ambiguity Function and Low Peak-to-average Power Ratio [J]. IET Radar Sonar Navig., 2009, 3(2): 122-132.
- [6] Marks R II, Reightley T. On Iterative Evaluation of Extrema of Integrals of Trigonometric Polynomials [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, August 1985, 33(4): 1039-1040.
- [7] Victor T. Convergence of Iterative Nonexpansive Signal Reconstruction Algorithms [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1981, 29(5): 1052-1058.