



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103592642 B

(45) 授权公告日 2015. 10. 28

(21) 申请号 201310499194. X

US 6204797 B1, 2001. 03. 20,

(22) 申请日 2013. 10. 22

胡亮兵等. MIMO 雷达发射方向图匹配和波形优化方法. 《西安电子科技大学学报》. 2009, 第 36 卷 (第 06 期), 1021-1026.

(73) 专利权人 西安电子科技大学

地址 710071 陕西省西安市太白南路 2 号

审查员 卢浩

(72) 发明人 赵永波 杨金柱 刘宏伟 水鹏朗

朱玉堂 李慧

(74) 专利代理机构 陕西电子工业专利中心

61205

代理人 王品华 朱红星

(51) Int. Cl.

G01S 7/42(2006. 01)

G01S 7/282(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101950014 A, 2011. 01. 19,

CN 103018721 A, 2013. 04. 03,

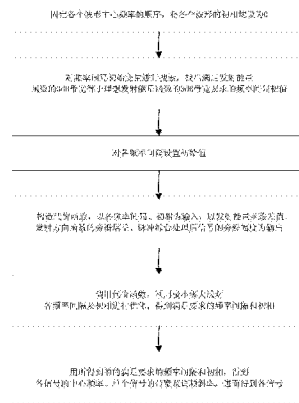
权利要求书3页 说明书7页 附图4页

(54) 发明名称

MIMO 雷达波形的设计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种 MIMO 雷达波形的设计方法, 主要解决用现有技术设计波形多普勒容忍性差的问题。其实现步骤是: 固定雷达的一组波形中心频率顺序, 并将其初相均设为 0; 对频率间隔初始变量进行搜索, 找出满足发射能量函数 3dB 带宽等于理想发射能量函数 3dB 带宽要求的频率间隔初始值; 根据频率间隔初始值, 设置各频率间隔; 以频率间隔、初相为输入, 以发射能量函数差值、发射方向旁瓣增益以及脉冲综合后信号的旁瓣幅度为输出, 构造代价函数; 调用代价函数, 利用极小极大法进行优化, 得到满足要求的频率间隔和初相; 根据频率间隔和初相, 得到最终的一组信号, 完成各波形的设计。本发明设计的波形具有多普勒容忍性好的优点, 可用于目标探测。



1. 一种 MIMO 雷达波形的设计方法,包括如下步骤:

(1) 设 MIMO 雷达天线的发射阵元个数为  $N$ , 载频为  $f_0$ , 单个波形的脉冲宽度为  $T_e$ ,  $N$  个波形的总带宽为  $B$ , 且各单个波形的带宽  $B_s$  相同, 固定  $N$  个波形中心频率  $f_k$  的顺序, 即  $f_1 < f_2 < \dots < f_{N-1} < f_N$ , 且将  $N$  个波形的初相  $\varphi_k$  均设为 0, 其中  $k = 1, 2, 3, \dots, N, N \geq 8$ ;

(2) 定义各波形频率间隔为  $\Delta f_m = f_{m+1} - f_m$ , 设各波形频率间隔  $\Delta f_m$  均等于频率间隔初始变量  $\Delta f_0$ , 并在 0 到  $1/T_e$  之间对频率间隔初始变量  $\Delta f_0$  进行搜索, 找出满足发射能量函数的 3dB 带宽等于理想发射能量函数的 3dB 带宽要求的频率间隔初值  $\Delta f_0'$ , 其中  $m = 1, 2, 3, \dots, N-1$ ;

(3) 在频率间隔初值  $\Delta f_0'$  附近随机产生  $N-1$  个值, 分别赋给波形频率间隔  $\Delta f_m$ , 得到第 1 个信号的中心频率为  $f_1 = f_0 - \text{sum}(\Delta f_m)/2$ , 第  $i$  个信号的中心频率  $f_i$  为  $f_i = f_{i-1} + \Delta f_m$ , 其中  $i = 2, 3, \dots, N$  且  $m = i-1$ ,  $\text{sum}()$  为求和运算;

(4) 根据频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$ , 计算得到单个信号的带宽  $B_s = B - \text{sum}(\Delta f_m)$ , 再由  $\mu = B_s/T_e$  计算得到调频斜率  $\mu$ , 从而得到基带信号波形  $s_k$  为:

$$s_k = \exp(j2\pi(f_k - f_0)t + j\pi\mu(t - \frac{T_e}{2})^2 + j\varphi_k) \quad k=1,2,\dots,N,$$

其中,  $j$  为单位虚常数,  $t$  为  $0 \sim T_e$  内的  $L$  点采样时间,  $\exp()$  为以自然常数  $e$  为底的指数函数;

(5) 根据基带波形信号  $s_k$ , 得到信号协方差矩阵  $R = ss^H$ , 其中信号波形矩阵  $s = [s_1; s_2; \dots; s_k; \dots; s_N]$ , 进而得到发射能量函数为:

$$P(\theta) = a(\theta)^T R a(\theta)^*,$$

其中  $\theta$  为  $-90 \sim 90$  度范围的角度,  $a(\theta) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G/c * \sin(\theta))$  为角度  $\theta$  的导向矢量,  $d$  为阵元半径,  $c$  为光速, 中心频率向量  $G = [f_1, f_2, \dots, f_k, \dots, f_N]^T$ ,  $()^*$  为共轭运算,  $()^T$  为转置运算,  $.*$  为点乘运算符;

(6) 设发射波束主瓣方向为  $\beta$ , 根据信号协方差矩阵  $R$ , 得到发射方向函数:

$$f(\theta, \beta) = a(\theta)^T R a(\beta)^*,$$

其中  $a(\beta) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G/c * \sin(\beta))$  为发射波束主瓣方向的导向矢量;

(7) 设理想发射能量函数 3dB 带宽的角度范围内的任意一个目标的角度为  $\phi$ , 由信号波形矩阵  $s$  得到回波信号  $sr = a(\phi)^T s$ , 对该回波信号进行脉冲综合, 得到脉冲综合处理后的信号  $st(\phi)$  为:

$$st(\phi) = \text{xcorr}(a(\phi)^T s),$$

其中  $a(\phi) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G/c * \sin(\phi))$  为目标方向的导向矢量,  $\text{xcorr}()$  为自相关运算;

(8) 根据脉冲综合处理后的信号  $st(\phi)$ 、发射方向函数  $f(\theta, \beta)$ 、发射能量函数  $P(\theta)$ , 计算脉冲综合后信号的最大旁瓣幅度  $y_2$ 、发射方向函数的最大旁瓣增益  $y_3$ 、以及发射能量函数  $P(\theta)$  与理想发射能量函数  $P_t(\theta)$  的最大差值  $p$ , 进而得到行向量  $x$ :

$$x = [a*y_2, b*y_3, c*p],$$

其中,  $a, b, c$  为大于 0 的三个不同系数, 通过调整其大小满足波形性能的不同需求;

(9) 以频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$  作为输入, 以行向量  $x$  为输出, 得到代价函数:

$$y(\Delta f_m, \varphi_k) = x;$$

(10) 以各波形频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$  为变量, 调用代价函数  $y(\Delta f_m, \varphi_k)$ , 利用极小极大法进行优化, 得到优化后的各波形频率间隔  $\Delta f_m'$  和初相  $\varphi_k'$ , 使其满足低距离旁瓣、低角度旁瓣, 以及波形发射能量函数接近理想发射能量函数的需求;

(11) 用优化后的各波形频率间隔  $\Delta f_m'$  和初相  $\varphi_k'$ , 求得各波形的最终中心频率值  $f_k'$ 、单个波形的最终带宽值  $Bs'$  及最终调频斜率值  $\mu'$ , 进而得到最终的各信号波形  $s_k'$ :

$$s_k' = \exp(j2\pi(f_k' - f_0)t + j\pi\mu'(t - \frac{Te}{2})^2 + j\varphi_k') \quad k=1, 2, \dots, N。$$

2. 根据权利要求 1 所述的 MIMO 雷达波形的设计方法, 其中步骤 (2) 所述的在 0 到  $1/Te$  之间对频率间隔初始变量  $\Delta f_0$  进行搜索, 找出满足发射能量函数的 3dB 带宽等于理想发射能量函数的 3dB 带宽要求的频率间隔初值  $\Delta f_0'$ , 按如下步骤进行:

2a) 在 0 到  $1/Te$  之间离散均匀的取  $Q$  个点的值, 并将其由小到大排列为  $[h_1', h_2', \dots, h_n', \dots, h_q']$ , 其中  $n = 1, 2, \dots, Q$ ;

2b) 令频率间隔初始变量  $\Delta f_0$  等于第  $n$  个离散值  $h_n'$ , 根据频率间隔初始变量  $\Delta f_0$ , 由公式  $Bs_0 = B - (N-1)\Delta f_0$  计算单个信号的初始带宽  $Bs_0$ , 进而得到对应的初始调频斜率:  $\mu_0 = Bs_0/Te$ ;

2c) 根据频率间隔初始变量  $\Delta f_0$ , 计算每个信号的初始中心频率  $\eta_k$ :  $\eta_k = f_0 - (N-1)\Delta f_0/2 + (k-1)\Delta f_0$ , 从而得到对应的初始基带信号波形为  $g_k$ :

$$g_k = \exp(j2\pi(\eta_k - f_0)t + j\pi\mu_0(t - \frac{Te}{2})^2 + j\varphi_k) \quad k=1, 2, \dots, N;$$

2d) 根据每个初始基带信号波形  $g_k$ , 得到对应的初始信号协方差矩阵  $R_0 = gg^H$ , 其中初始矩阵  $g = [g_1; g_2; \dots; g_k; \dots; g_N]$ , 进而得到初始发射能量函数为:

$$P_0(\theta) = a'(\theta)^T R_0 a'(\theta)^*,$$

其中  $a'(\theta) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2)*d.*G'/c*\sin(\theta))$  为角度  $\theta$  的初始导向矢量, 初始中心频率向量  $G' = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_k, \dots, \eta_N]^T$ ;

2e) 找出初始发射能量函数  $P_0(\theta)$  的最大值  $P_m = \max(\text{abs}(P_0(\theta)))$ , 再求出方程  $\text{abs}(P_0(\theta)) = 0.5*P_m$  的两个解  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ , 其中  $\theta_1 < \theta_2$ ,  $\text{abs}()$  为求模运算;

2f) 由两个解  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ , 计算求得第  $n$  个初始发射能量函数的 3dB 带宽  $\theta_w(n) = \theta_2 - \theta_1$ ;

2g) 比较每个频率间隔初始变量  $\Delta f_0$  对应的初始发射能量函数的 3dB 带宽  $\theta_w(n)$  与理想发射能量函数的 3dB 带宽的大小, 将最接近理想发射能量函数 3dB 带宽的发射能量函数 3dB 带宽所对应的频率间隔初始变量  $\Delta f_0$  的值, 作为所需要的频率间隔初值  $\Delta f_0'$ 。

3. 根据权利要求 1 所述的 MIMO 雷达波形的设计方法, 其中所述步骤 (8) 中计算脉冲综合后信号的最大旁瓣幅度  $y_2$ , 按如下步骤进行:

8a) 在理想发射能量函数 3dB 带宽的角度范围内离散均匀取  $J$  个目标角度值, 将其由小到大排列为  $[\phi_1', \phi_2', \dots, \phi_z', \dots, \phi_J']$ , 其中  $z = 1, 2, \dots, J$ , 并令目标角度  $\phi = \phi_z'$ , 则脉冲综合处理后的信号为  $st(\phi_z')$ , 进而得到目标角度所有离散值对应的脉冲综合处理后的信号矩阵:

$$St = [st(\phi_1') ; st(\phi_2') ; \dots ; st(\phi_z') ; \dots ; st(\phi_j') ] ;$$

8b) 将脉冲综合处理后的信号矩阵 St 按行归一化, 得到脉冲综合后归一化的信号矩阵 Sg :

$$Sg = [abs(st(\phi_1'))/\max(abs(st(\phi_1'))) ; abs(st(\phi_2'))/\max(abs(st(\phi_2'))) ; \dots ; abs(st(\phi_j'))/\max(abs(st(\phi_j')))] ,$$

其中  $\max()$  为求最大值函数,  $abs()$  为求模运算 ;

8c) 将脉冲综合后归一化信号矩阵 Sg 的主瓣部分取为 0, 即  $Sg(1:J, L+(-3:3)) = 0$ , 进而得到目标角度  $\phi$  所有离散值对应的最大旁瓣幅度 y2:

$$y2 = \max(\max(Sg)) .$$

4. 根据权利要求 1 所述的 MIMO 雷达波形的设计方法, 其中所述步骤 (8) 中计算发射方向函数的最大旁瓣增益 y3, 按如下步骤进行 :

8.1) 在理想发射能量函数 3dB 带宽的角度范围内离散取 M 个角度值, 并将其由小到大排列为  $[\beta_1', \beta_2', \dots, \beta_q', \dots, \beta_M']$ , 其中  $q = 1, 2, \dots, M$ , 并令发射波束主瓣方向  $\beta = \beta_q'$ , 则发射方向函数  $f(\theta, \beta_q') = a(\theta)^T Ra(\beta_q')^*$ , 得到发射波束主瓣方向  $\beta$  所有离散角度值对应的发射方向函数矩阵 :

$$F(\theta, \beta) = [abs(f(\theta, \beta_1')), abs(f(\theta, \beta_2')), \dots, abs(f(\theta, \beta_M'))] ;$$

8.2) 根据发射方向函数矩阵  $F(\theta, \beta)$ , 计算归一化的发射方向函数矩阵为 :

$$Fg = [abs(f(\theta, \beta_1'))/Fa(1), abs(f(\theta, \beta_2'))/Fa(2), \dots, abs(f(\theta, \beta_M'))/Fa(M)] ,$$

其中,  $Fa = [\max(abs(f(\theta, \beta_1'))), \max(abs(f(\theta, \beta_2'))), \dots, \max(abs(f(\theta, \beta_M')))]$  为发射方向函数矩阵  $F(\theta, \beta)$  每一列的最大值组成的向量 ;

8.3) 将发射方向函数矩阵 Fg 中主瓣部分取为零, 即将矩阵 Fg 第 q 列中满足  $|\theta - \beta_q'| < 3^\circ$  的元素取为 0, 进而得到所有角度  $\beta$  的发射方向函数的最大旁瓣增益 :

$$y3 = \max(\max(Fg)) .$$

5. 根据权利要求 1 所述的 MIMO 雷达波形的设计方法, 其中所述步骤 (8) 中计算发射能量函数  $P(\theta)$  与理想发射能量函数  $P_t(\theta)$  的最大差值 p, 是先根据发射能量函数  $P(\theta)$ , 计算发射能量函数的最大值 :  $Pa = \max(abs(P(\theta)))$  ; 再计算发射能量函数  $P(\theta)$  与理想发射能量函数  $P_t(\theta)$  的最大差值 p :

$$p = \max(abs(abs(P(\theta))/Pa - abs(P_t(\theta)))) ,$$

其中,  $abs()$  为求模运算。

## MIMO 雷达波形的设计方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于雷达技术领域，涉及一种 MIMO 雷达波形的设计方法，可用于目标探测。

### 背景技术

[0002] 多输入输出 MIMO 雷达是一种新兴的有源探测技术。它的辐射天线和接收天线根据系统要求可以进行灵活布置并且每个辐射单元可以发射不同的信号波形。发射波形包括正交波形和互相关波形，而通常需要的是互相关波形。MIMO 雷达可以利用波形分集能力灵活地设计互相关波形，使得电磁波的能量聚焦到感兴趣的目标上或区域上，从而有效地利用电磁能量和抑制不必要的杂波干扰。为了更好地设计互相关波形，目前的设计流程主要是：先根据所需的发射能量函数优化出信号协方差矩阵；再根据这个协方差矩阵利用相位编码综合出所需的恒模信号波形。其公开的现有文献有以下两种：

[0003] 1、Stoica Petre 和 Li Jian 等人在“On probing signal design for MIMO radar, IEEE Trans, on Signal Processing, 2007, Vol, 55(8), 4151-4161”中提出一种有效地半正定规划(SDP)算法来设计信号的协方差矩阵，然后在“Waveform Synthesis for Diversity-Based Transmit Beampattern Design, IEEE Trans, on Signal Processing, 2008, Vol, 56(6), 2593-2598”中提出了循环算法，由协方差矩阵设计出了恒模的信号矩阵。这种方法合成的发射能量函数的峰值旁瓣电平较高，且在阵元较多的情况下，计算复杂度高。

[0004] 2、胡亮兵等人在“MIMO 雷达发射方向图匹配和波形优化方法，西安电子科技大学学报（自然科学版），2009, 36(6):1021-1026”中采用半正定规划(SDP)来优化发射信号的协方差矩阵，然后基于该协方差矩阵，利用极小极大法通过优化波形相位设计出了连续相位编码的恒模发射信号。这种方法发射能量函数的峰值旁瓣电平较低，但同样存在计算复杂度较高的问题。

[0005] 上述两种方法由于均采用相位编码而导致其多普勒容忍性较差，特别是当目标速度较大时，目标回波信号的脉冲综合处理将会严重失配，检测不到目标。

### 发明内容

[0006] 本发明的目的在于针对上述已有技术的不足，提出一种多普勒容忍性较好的 MIMO 雷达波形的设计方法，以减小目标回波信号的脉冲综合处理失配程度，实现对目标的准确检测。

[0007] 实现本发明目的的技术思路是：利用线性调频信号的多普勒容忍性较好的特点，采用基于线性调频信号的频率编码波形，通过调整各波形频率间隔和初始相位，来满足发射能量函数接近理想发射能量函数、脉冲综合图的低距离旁瓣和发射方向函数的低角度旁瓣的要求，其技术方案包括如下步骤：

[0008] (1) 设 MIMO 雷达天线的发射阵元个数为  $N$ ，载频为  $f_0$ ，单个波形的脉冲宽度为  $T_e$ ， $N$  个波形的总带宽为  $B$ ，且各单个波形的带宽  $B_s$  相同，固定  $N$  个波形中心频率  $f_k$  的顺序，即

$f_1 < f_2 < \dots < f_{N-1} < f_N$ , 且将  $N$  个波形的初相  $\varphi_k$  均设为 0, 其中  $k=1, 2, 3, \dots, N$ ;

[0009] (2) 定义各波形频率间隔为  $\Delta f_m = f_{m+1} - f_m$ , 设各波形频率间隔  $\Delta f_m$  均等于频率间隔初始变量  $\Delta f_0$ , 并在 0 到  $1T_e$  之间对频率间隔初始变量  $\Delta f_0$  进行搜索, 找出满足发射能量函数的 3dB 带宽等于理想发射能量函数的 3dB 带宽要求的频率间隔初值  $\Delta f_0'$ , 其中  $m=1, 2, 3, \dots, N-1$ ;

[0010] (3) 在频率间隔初值  $\Delta f_0'$  附近随机产生  $N-1$  个值, 分别赋给波形频率间隔  $\Delta f_m$ , 得到第 1 个信号的中心频率为  $f_1 = f_0 - \text{sum}(\Delta f_m)/2$ , 第  $i$  个信号的中心频率  $f_i$  为  $f_i = f_{i-1} + \Delta f_m$ , 其中  $i=2, 3, \dots, N$  且  $m=i-1$ ,  $\text{sum}()$  为求和运算;

[0011] (4) 根据频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$ , 计算得到单个信号的带宽  $B_s = B - \text{sum}(\Delta f_m)$ , 再由  $\mu = B_s/T_e$  计算得到调频斜率  $\mu$ , 从而得到基带信号波形  $s_k$  为:

[0012]

$$s_k = \exp(j2\pi(f_k - f_0)t + j\pi\mu(t - \frac{T_e}{2})^2 + j\varphi_k) \quad k=1, 2, \dots, N;$$

[0013] 其中,  $j$  为单位虚常数,  $t$  为  $0 \sim T_e$  内的  $L$  点采样时间,  $\exp()$  为以自然常数  $e$  为底的指数函数;

[0014] (5) 根据基带波形信号  $s_k$ , 得到信号协方差矩阵  $R = ss^H$ , 其中信号波形矩阵  $s = [s_1; s_2; \dots; s_k; \dots; s_N]$ , 进而得到发射能量函数为:

$$[0015] \quad P(\theta) = a(\theta)^T R a(\theta)^*,$$

[0016] 其中  $\theta$  为  $-90 \sim 90$  度范围的角度,  $a(\theta) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G/c * \sin(\theta))$  为角度  $\theta$  的导向矢量,  $d$  为阵元半径,  $c$  为光速, 中心频率向量  $G = [f_1, f_2, \dots, f_k, \dots, f_N]^T$ ,  $()^*$  为共轭运算,  $()^T$  为转置运算,  $.*$  为点乘运算符;

[0017] (6) 设发射波束主瓣方向为  $\beta$ , 根据信号协方差矩阵  $R$ , 得到发射方向函数:

$$[0018] \quad f(\theta, \beta) = a(\theta)^T R a(\beta)^*,$$

[0019] 其中  $a(\beta) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G/c * \sin(\beta))$  为发射波束主瓣方向的导向矢量;

[0020] (7) 设理想发射能量函数 3dB 带宽的角度范围内的任意一个目标的角度为  $\phi$ , 由信号波形矩阵  $s$  得到回波信号  $sr = a(\phi)^T s$ , 对该回波信号进行脉冲综合, 得到脉冲综合处理后的信号  $st(\phi)$  为:

$$[0021] \quad st(\phi) = \text{xcorr}(a(\phi)^T s),$$

[0022] 其中  $a(\phi) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G/c * \sin(\phi))$  为目标方向的导向矢量,  $\text{xcorr}()$  为自相关运算;

[0023] (8) 根据脉冲综合处理后的信号  $st(\phi)$ 、发射方向函数  $f(\theta, \beta)$ 、发射能量函数  $P(\theta)$ , 计算脉冲综合后信号的最大旁瓣幅度  $y_2$ 、发射方向函数的最大旁瓣增益  $y_3$ 、以及发射能量函数  $P(\theta)$  与理想发射能量函数  $P_t(\theta)$  的最大差值  $p$ , 进而得到行向量  $x$ :

$$[0024] \quad x = [a * y_2, b * y_3, c * p],$$

[0025] 其中,  $a$ 、 $b$ 、 $c$  为大于 0 的三个不同系数, 通过调整其大小满足波形性能的不同需求;

[0026] (9) 以频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$  作为输入, 以行向量  $x$  为输出, 得到代价函数:

[0027]

$$y(\Delta f_m, \varphi_k) = x;$$

[0028] (10) 以各波形频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$  为变量, 调用代价函数  $y(\Delta f_m, \varphi_k)$ , 利用极小极大法进行优化, 得到优化后的各波形频率间隔  $\Delta f_m'$  和初相  $\varphi_k'$ , 使其满足低距离旁瓣、低角度旁瓣, 以及波形发射能量函数接近理想发射能量函数的需求;

[0029] (11) 用优化后的各波形频率间隔  $\Delta f_m'$  和初相  $\varphi_k'$ , 求得各波形的最终中心频率值  $f_k'$ 、单个波形的最终带宽值  $B_s'$  及最终调频斜率值  $\mu'$ , 进而得到最终的各信号  $s_k'$  :  
[0030]

$$s_k' = \exp(j2\pi(f_k' - f_0)t + j\pi\mu'(t - \frac{Te}{2})^2 + j\varphi_k') \quad k=1, 2, \dots, N。$$

[0031] 本发明与现有技术相比具有以下优点:

[0032] 1、本发明由于采用线性调频信号且以频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$  为变量进行优化, 因而所设计的一组线性调频信号, 不仅能满足低距离旁瓣、低角度旁瓣, 以及信号发射能量函数接近理想发射能量函数的需求, 而且减小了目标回波信号的脉冲综合处理失配程度, 即所设计的线性调频信号具有较好的多普勒容忍性, 此外减少了计算量。

[0033] 理论分析和仿真结果表明, 本发明与现有技术相比, 波形的多普勒容忍性改善很大, 且脉冲综合图的距离旁瓣、发射方向函数的旁瓣及发射能量函数都能满足要求。

## 附图说明

[0034] 图 1 是本发明的实施流程图;

[0035] 图 2 是本发明的信号与现有技术所设计信号的多普勒容忍性对比图;

[0036] 图 3 是本发明的信号与现有技术所设计的信号发射能量函数对比图;

[0037] 图 4 是现有技术所设计信号的脉冲综合函数图;

[0038] 图 5 是本发明的信号的脉冲综合函数图;

[0039] 图 6 是本发明的信号与现有技术所设计信号的发射方向函数对比图。

## 具体实施方式

[0040] 参照图 1, 本发明的具体步骤如下:

[0041] 步骤 1, 设定参数。

[0042] 假设 MIMO 雷达天线的发射阵元个数为  $N$ , 载频为  $f_0$ , 单个波形的脉冲宽度为  $T_e$ ,  $N$  个波形的总带宽为  $B$ , 且各单个波形的带宽  $B_s$  相同; 固定  $N$  个波形中心频率  $f_k$  的顺序, 即  $f_1 < f_2 < \dots < f_{N-1} < f_N$ , 且将  $N$  个波形的初相  $\varphi_k$  均设为 0, 其中  $k=1, 2, 3, \dots, N, N \geq 8$ 。

[0043] 步骤 2, 获取中心频率的频率间隔初值  $\Delta f_0'$ 。

[0044] 2a) 定义各波形频率间隔为  $\Delta f_m = f_{m+1} - f_m$ , 令各波形频率间隔  $\Delta f_m$  均等于频率间隔初始变量  $\Delta f_0$ , 其中  $m=1, 2, 3, \dots, N-1$ ;

[0045] 2b) 在 0 到  $1/T_e$  之间离散均匀的取  $Q$  个点的值, 并将其由小到大排列为  $[h_1', h_2', \dots, h_n', \dots, h_Q']$ , 其中  $n=1, 2, \dots, Q, Q \geq 10$ ;

[0046] 2c) 令频率间隔初始变量  $\Delta f_0'$  等于第  $n$  个离散值  $h_n'$ , 根据频率间隔初始变量  $\Delta f_0'$ , 计算单个信号的初始带宽:  $B_{s_0} = B - (N-1) \Delta f_0'$ ; 根据初始带宽  $B_{s_0}$  计算其对应的初始调

频斜率： $\mu_0 = Bs_0 / Te$ ；

[0047] 2d) 根据频率间隔初始变量  $\Delta f_0$ ，计算每个信号的初始中心频率  $\eta_k$ ：

[0048]  $\eta_k = f_0 - (N-1) \Delta f_0 / 2 + (k-1) \Delta f_0$ 。

[0049] 2e) 根据每个信号的初始中心频率  $\eta_k$ 、初始调频斜率  $\mu_0$ 、载频  $f_0$ 、单个信号的脉冲宽度  $Te$  及各信号的初相  $\varphi_k$ ，得到初始基带信号为  $g_k$ ：

[0050]

$$g_k = \exp(j2\pi(\eta_k - f_0)t + j\pi\mu_0(t - \frac{Te}{2})^2 + j\varphi_k) \quad k=1,2,\dots,N,$$

[0051] 其中， $j$  为单位虚常数， $t$  为  $0 \sim Te$  内的  $L$  点采样时间， $\exp()$  为以自然常数  $e$  为底的指数函数；

[0052] 2f) 获取初始发射能量函数：

[0053] 首先，由每个初始基带信号  $g_k$  组成初始信号矩阵  $g = [g_1; g_2; \dots; g_k; \dots; g_N]$ ；

[0054] 然后，由初始信号矩阵计算得到初始信号协方差矩阵  $R_0 = gg^H$ ；

[0055] 最后，根据协方差矩阵得到初始发射能量函数： $P_0(\theta) = a'(\theta)^T R_0 a'(\theta)^*$ ；

[0056] 其中  $\theta$  为  $-90 \sim 90$  度发射能量覆盖范围的角度， $a'(\theta)$  为角度  $\theta$  的初始导向矢量， $a'(\theta) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G' / c * \sin(\theta))$ ， $d$  为阵元半径， $c$  为光速，初始中心频率向量  $G' = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_k, \dots, \eta_N]^T$ ， $()^*$  为共轭运算， $()^T$  为转置运算， $*$  为点乘运算符；

[0057] 2g) 找出初始发射能量函数  $P_0(\theta)$  的最大值  $P_m = \max(\text{abs}(P_0(\theta)))$ ，再求出方程  $\text{abs}(P_0(\theta)) = 0.5 * P_m$  的两个解  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ ，其中  $\theta_1 < \theta_2$ ， $\text{abs}()$  为求模运算；

[0058] 2h) 由上述两个解  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ ，计算求得第  $n$  个初始发射能量函数的 3dB 带宽  $\theta_w(n) = \theta_2 - \theta_1$ ；

[0059] 2i) 比较每个频率间隔初始变量  $\Delta f_0$  对应的初始发射能量函数的 3dB 带宽  $\theta_w(n)$  与理想发射能量函数的 3dB 带宽的大小，将最接近理想发射能量函数 3dB 带宽的发射能量函数 3dB 带宽所对应的频率间隔初始变量  $\Delta f_0$  的值，作为所需要的频率间隔初值  $\Delta f_0'$ 。

[0060] 步骤 3，设置各频率间隔  $\Delta f_m$ ，并计算各中心频率  $f_k$ 。

[0061] 3a) 在频率间隔初值  $\Delta f_0'$  附近，即  $[\max(0, \Delta f_0' - 0.3/Te), \min(1/Te, \Delta f_0' + 0.3/Te)]$  区间内随机产生  $N-1$  个值，将其组成向量  $[w_1, w_2, \dots, w_m, \dots, w_{N-1}]$ ，并令波形频率间隔  $\Delta f_m = w_m$ ；

[0062] 3b) 根据频率间隔  $\Delta f_m$  和载频  $f_0$ ，计算得到第 1 个信号的中心频率为  $f_1 = f_0 - \text{sum}(\Delta f_m) / 2$ ，第  $i$  个信号的中心频率  $f_i$  为  $f_i = f_{i-1} + \Delta f_m$ ，其中  $i=2, 3, \dots, N$  且  $m=i-1$ ， $\text{sum}()$  为求和运算。

[0063] 步骤 4，获得过程基带信号  $s_k$ 。

[0064] 4a) 根据频率间隔  $\Delta f_m$  和总带宽  $B$ ，计算单个信号的带宽  $B_s = B - \text{sum}(\Delta f_m)$ ，再由单个信号的带宽  $B_s$  和单个信号的脉冲宽度  $Te$ ，计算调频斜率： $\mu = B_s / Te$ ；

[0065] 4b) 根据各中心频率  $f_k$ 、调频斜率  $\mu$  及初相  $\varphi_k$ ，得到运算过程中的过程基带信号  $s_k$  为：

[0066]



$$s_k = \exp(j2\pi(f_k - f_0)t + j\pi u(t - \frac{Te}{2})^2 + j\varphi_k) \quad k=1,2,\dots,N。$$

[0067] 步骤 5, 获得发射能量函数  $P(\theta)$ 。

[0068] 由过程基带波形信号  $s_k$  组成信号矩阵  $s=[s_1; s_2; \dots; s_k; \dots; s_N]$ ; 根据信号矩阵计算信号协方差矩阵  $R=ss^H$ ;

[0069] 利用信号协方差矩阵和角度  $\theta$  的导向矢量  $a(\theta)$ , 得到发射能量函数为:

$$[0070] \quad P(\theta) = a(\theta)^T R a(\theta)^*,$$

[0071] 其中  $a(\theta)$  为角度  $\theta$  的导向矢量,  $a(\theta) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G / c * \sin(\theta))$ , 中心频率向量  $G = [f_1, f_2, \dots, f_k, \dots, f_N]^T$ 。

[0072] 步骤 6, 获得发射方向函数  $f(\theta, \beta)$ 。

[0073] 设发射波束主瓣方向为  $\beta$ , 根据信号协方差矩阵  $R$ , 得到发射方向函数:

$$[0074] \quad f(\theta, \beta) = a(\theta)^T R a(\beta)^*,$$

[0075] 其中  $a(\beta) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G / c * \sin(\beta))$  为发射波束主瓣方向的导向矢量。

[0076] 步骤 7, 获得脉冲综合处理后信号  $st(\phi)$ 。

[0077] 设理想发射能量函数 3dB 带宽的角度范围内的任意一个目标的角度为  $\phi$ , 由信号矩阵  $s$  得到回波信号  $sr = a(\phi)^T s$ , 对该回波信号进行脉冲综合, 得到脉冲综合处理后的信号  $st(\phi)$  为:

$$[0078] \quad st(\phi) = \text{xcorr}(a(\phi)^T s),$$

[0079] 其中  $a(\phi) = \exp(j2\pi((1:N)^T - (N+1)/2) * d * G / c * \sin(\phi))$  为目标方向的导向矢量,  $\text{xcorr}()$  为自相关运算。

[0080] 步骤 8, 获得行向量  $x$ 。

[0081] 8a) 在理想发射能量函数 3dB 带宽的角度范围内离散均匀取  $J$  个目标角度值, 将其由小到大排列为  $[\phi_1', \phi_2', \dots, \phi_z', \dots, \phi_J']$ , 其中  $z=1, 2, \dots, J, J \geq 10$ , 并令目标角度  $\phi = \phi_z'$ , 则脉冲综合处理后的信号为  $st(\phi_z')$ , 进而得到所有角度离散值对应的脉冲综合处理后的信号矩阵:

$$[0082] \quad St = [st(\phi_1'); st(\phi_2'); \dots; st(\phi_z'); \dots; st(\phi_J')];$$

[0083] 8b) 将脉冲综合处理后的信号矩阵  $St$  按行归一化, 得到脉冲综合后归一化的信号矩阵  $Sg$ :

$$[0084] \quad Sg = [\text{abs}(st(\phi_1')) / \max(\text{abs}(st(\phi_1'))); \text{abs}(st(\phi_2')) / \max(\text{abs}(st(\phi_2'))); \dots; \text{abs}(st(\phi_J')) / \max(\text{abs}(st(\phi_J')))];$$

[0085] 8c) 将脉冲综合后归一化信号矩阵  $Sg$  的主瓣部分取为 0, 即  $Sg(1:J, L+(-3:3))=0$ , 进而得到目标角度  $\phi$  所有离散值对应的最大旁瓣幅度:

$$[0086] \quad y2 = \max(\max(Sg));$$

[0087] 8e) 在理想发射能量函数 3dB 带宽的角度范围内离散取  $M$  个角度值, 并将其由小到大排列为  $[\beta_1', \beta_2', \dots, \beta_q', \dots, \beta_M']$ , 其中  $q=1, 2, \dots, M$ , 并令发射波束主瓣方向  $\beta = \beta_q'$ , 则发射方向函数  $f(\theta, \beta_q') = a(\theta)^T R a(\beta_q')^*$ , 得到发射波束主瓣方向  $\beta$  所有离散角度值对应的发射方向函数矩阵:

$$[0088] \quad F(\theta, \beta) = [\text{abs}(f(\theta, \beta_1')), \text{abs}(f(\theta, \beta_2')), \dots, \text{abs}(f(\theta, \beta_M'))];$$

[0089] 8f) 根据发射方向函数矩阵  $F(\theta, \beta)$ , 计算归一化的发射方向函数矩阵为:

[0090]  $F_g = [\text{abs}(f(\theta, \beta_1'))/F_a(1), \text{abs}(f(\theta, \beta_2'))/F_a(2), \dots, \text{abs}(f(\theta, \beta_M'))/F_a(M)]$ ,

[0091] 其中,  $F_a = [\max(\text{abs}(f(\theta, \beta_1'))), \max(\text{abs}(f(\theta, \beta_2'))), \dots, \max(\text{abs}(f(\theta, \beta_M')))]$  为发射方向函数矩阵  $F(\theta, \beta)$  每一列的最大值组成的向量;

[0092] 8g) 将发射方向函数矩阵  $F_g$  中主瓣部分取为零, 即将矩阵  $F_g$  第  $q$  列中满足  $|\theta - \beta_q| < 3^\circ$  的元素取为 0, 进而得到所有角度  $\beta$  的发射方向函数的最大旁瓣增益:

[0093]  $y_3 = \max(\max(F_g))$ ;

[0094] 8h) 根据发射能量函数  $P(\theta)$ , 计算发射能量函数的最大值:  $P_a = \max(\text{abs}(P(\theta)))$ ; 再计算发射能量函数  $P(\theta)$  与理想发射能量函数  $P_t(\theta)$  的最大差值  $p$ :

[0095]  $p = \max(\text{abs}(\text{abs}(P(\theta))/P_a - \text{abs}(P_t(\theta))))$ ;

[0096] 8i) 根据脉冲综合后信号的最大旁瓣幅度  $y_2$ 、发射方向函数的最大旁瓣增益  $y_3$ 、以及发射能量函数  $P(\theta)$  与理想发射能量函数  $P_t(\theta)$  的最大差值  $p$ , 得到行向量:

[0097]  $x = [a*y_2, b*y_3, c*p]$ ,

[0098] 其中,  $a$ 、 $b$ 、 $c$  为大于 0 的三个不同系数, 通过调整其大小满足波形性能的不同需求, 本实例取  $a=2$ ,  $b=3$ ,  $c=1$ 。

[0099] 步骤 9, 构造代价函数。

[0100] 以频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$  作为输入, 以行向量  $x$  为输出, 得到代价函数:

[0101]

$$y(\Delta f_m, \varphi_k) = x。$$

[0102] 步骤 10, 获得优化后的各波形频率间隔  $\Delta f_m'$  和初相  $\varphi_k'$ 。

[0103] 以各波形频率间隔  $\Delta f_m$ 、初相  $\varphi_k$  为变量, 调用代价函数  $y(\Delta f_m, \varphi_k)$ , 利用极小极大法进行优化, 得到优化后的各波形频率间隔  $\Delta f_m'$  和初相  $\varphi_k'$ , 使其满足低距离旁瓣、低角度旁瓣, 以及波形发射能量函数接近理想发射能量函数的需求。

[0104] 所述极小极大法, 是在约束条件下对变量进行优化, 使得多个输出值的最大值最小化, 从而使得所有输出值最小。本实例是通过调用 MATLAB 中约束优化函数 `fminimax` 进行优化变量, 详细过程可参考论文“对多目标优化方法极小极大法探讨”和胡亮兵等人的“MIMO 雷达发射方向图匹配和波形优化方法, 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2009, 36(6):1021-1026”。

[0105] 步骤 11, 获得最终设计的基带信号  $s_k'$ 。

[0106] 11a) 首先根据优化后的各波形频率间隔  $\Delta f_m'$ , 计算得到单个波形的最终带宽值  $Bs' = B - \sum(\Delta f_m')$ ; 然后根据单个波形的最终带宽值  $Bs'$  和信号的脉冲宽度  $T_e$ , 得到最终调频斜率值  $\mu' = Bs' / T_e$ ;

[0107] 11b) 根据优化后的各波形频率间隔  $\Delta f_m'$ , 计算得到第 1 个信号的最终的中心频率为  $f_1' = f_0 - \sum(\Delta f_m')/2$ , 第  $i$  个信号的最终的中心频率  $f_i'$  为  $f_i' = f_{i-1}' + \Delta f_m'$ , 其中  $i=2, 3, \dots, N$  且  $m=i-1$ ;

[0108] 11c) 根据各信号最终的中心频率  $f_k'$ 、最终调频斜率  $\mu'$  及优化后的初相  $\varphi_k'$ , 进

而得到最终的一组信号  $s_k'$  :

[0109]

$$s_k' = \exp(j2\pi(f_k' - f_0)t + j\pi\mu'(t - \frac{Te}{2})^2 + j\phi_k') \quad k = 1, 2, \dots, N。$$

[0110] 至此完成对 MIMO 雷达波形的设计。

[0111] 本发明的效果可通过以下仿真实验进一步说明：

[0112] 1. 仿真条件

[0113] 收发共置的天线采用 N=64 个阵元的等间隔均匀半波长线阵, 载频  $f_0$  为 1.5GHz, 感兴趣的目标区域为 10 ~ 20 度范围内；

[0114] 仿真方法, 采用本发明设计的信号和用现有技术设计的连续相位编码信号。其中：本发明信号脉冲时宽  $Te=400\mu s$ , 信号总带宽  $B=500kHz$ ；现有技术设计的信号脉冲宽度  $Te=100\mu s$ , 信号总带宽  $B=2MHz$ ；这两种信号的时宽带宽积相同。

[0115] 2. 仿真内容

[0116] 仿真 1, 对本发明信号的多普勒容忍性和现有技术所设计信号的多普勒容忍性进行仿真, 结果如图 2。

[0117] 由图 2 可看出, 在速度较大的情况下, 现有技术所设计信号的多普勒容忍性曲线下降的很快, 而本发明信号的多普勒容忍性曲线下降较慢, 故本发明信号的多普勒容忍性更好。且由于本发明的信号脉冲时宽比现有技术所设计的信号的脉冲时宽长, 这更能证明本发明信号在多普勒容忍性上的优势。

[0118] 仿真 2, 对本发明信号的发射能量函数、现有技术所设计信号的发射能量函数以及理想发射能量函数进行仿真, 结果如图 3。

[0119] 由图 3 可看出, 现有技术所设计信号的发射能量函数比本发明信号的发射能量函数的旁瓣幅度更接近理想发射能量函数, 故本发明信号在发射能量函数方面效果稍差, 但仍能满足要求。

[0120] 仿真 3, 对现有技术所设计信号经过脉冲综合处理后的信号进行仿真, 结果如图 4。

[0121] 仿真 4, 对本发明信号经过脉冲综合处理后的信号进行仿真, 结果如图 5。

[0122] 由图 4、图 5 可看出, 本发明所设计的信号经过脉冲综合处理后的距离旁瓣幅度比现有技术设计的信号经过脉冲综合处理后的距离旁瓣幅度稍高, 但仍能满足要求。

[0123] 仿真 5, 对本发明信号的发射方向函数和现有技术所设计信号的发射方向函数进行仿真, 结果如图 6。

[0124] 由图 6 可看出, 本发明信号的发射方向旁瓣幅度与现有技术所设计信号的发射方向旁瓣幅度相接近。

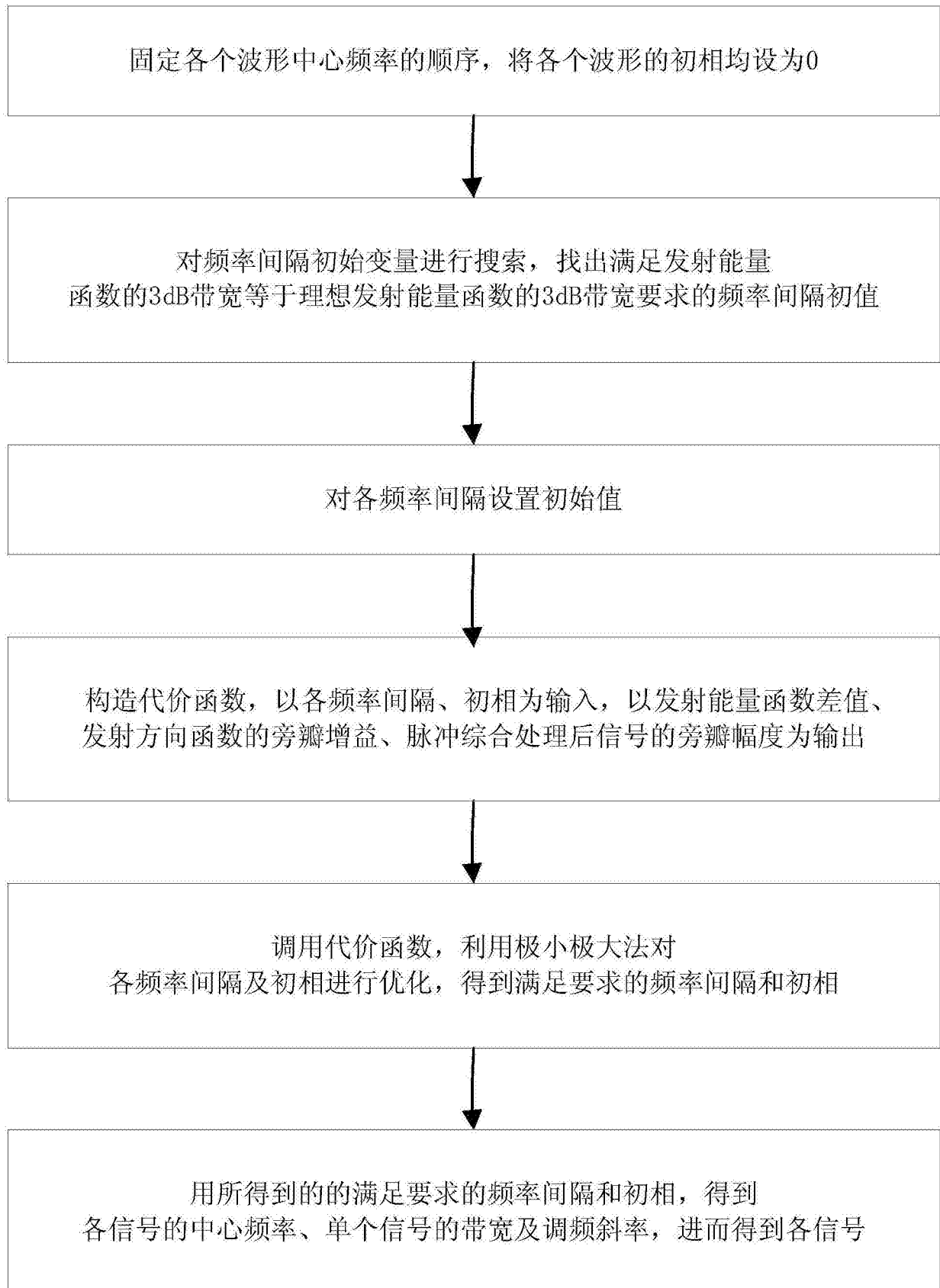


图 1

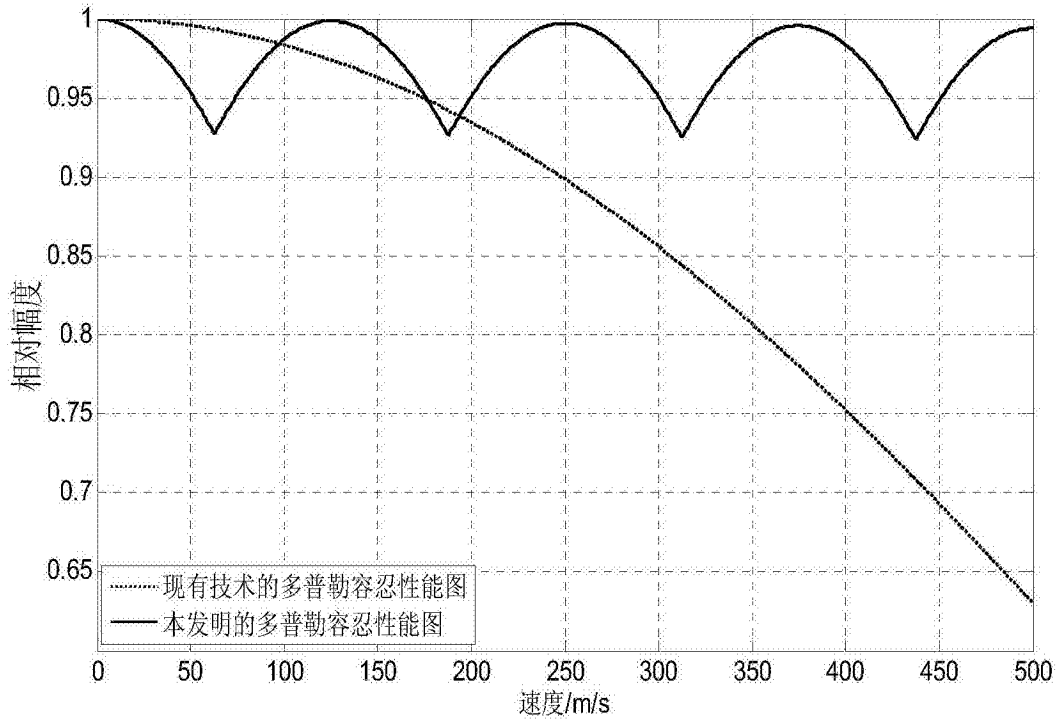


图 2

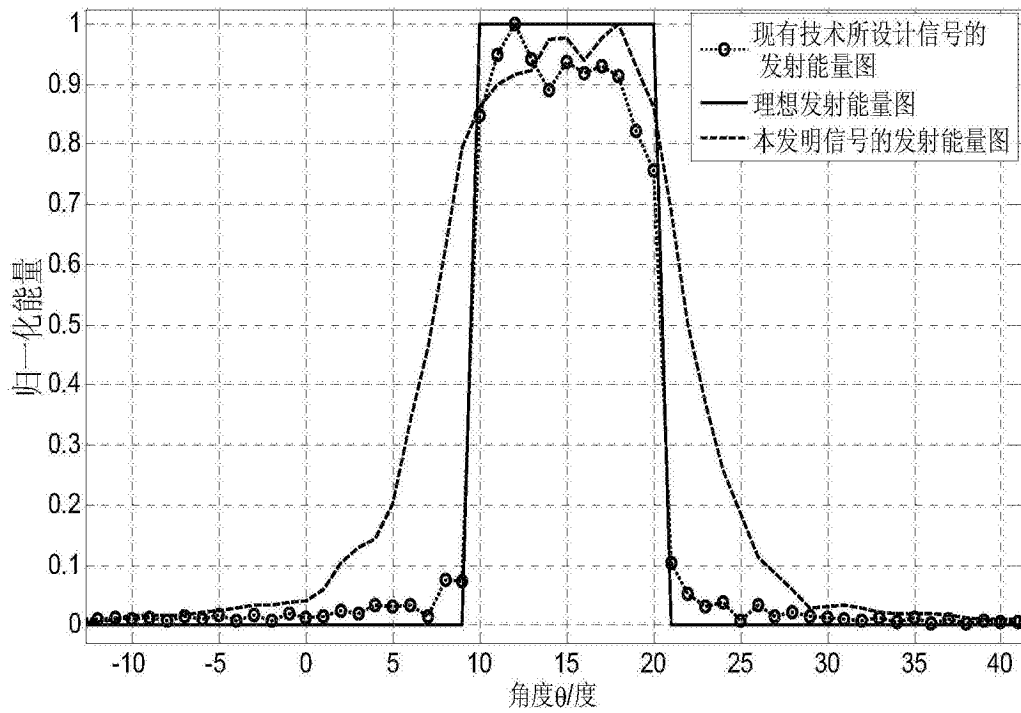


图 3

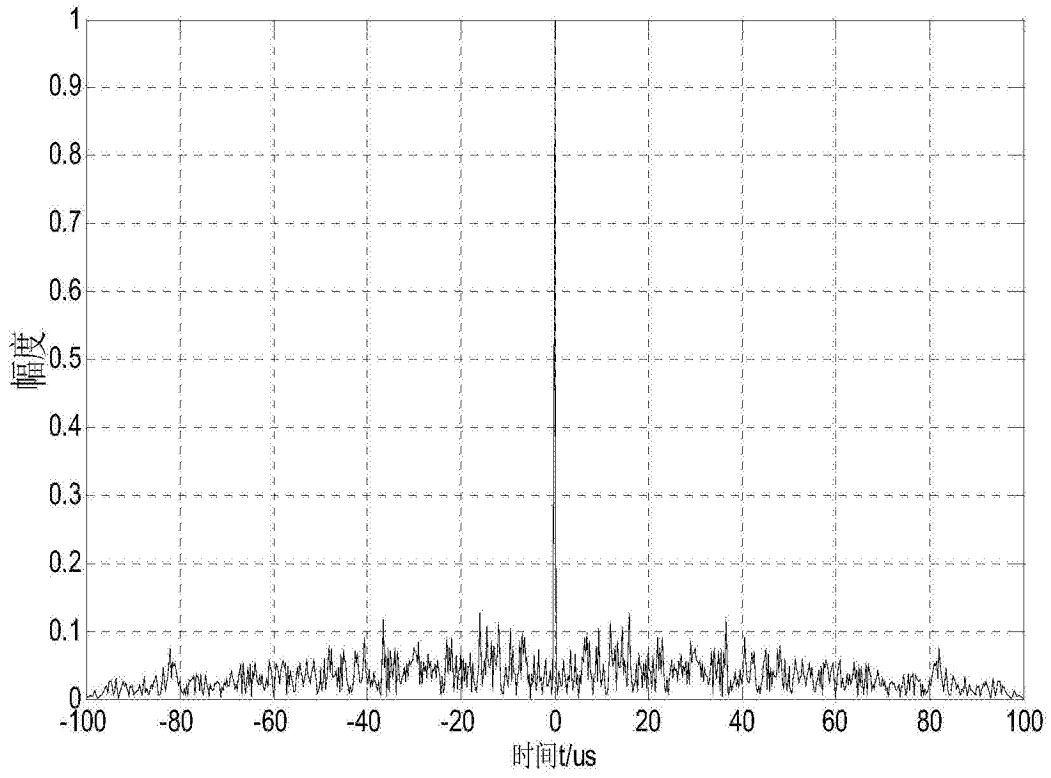


图 4

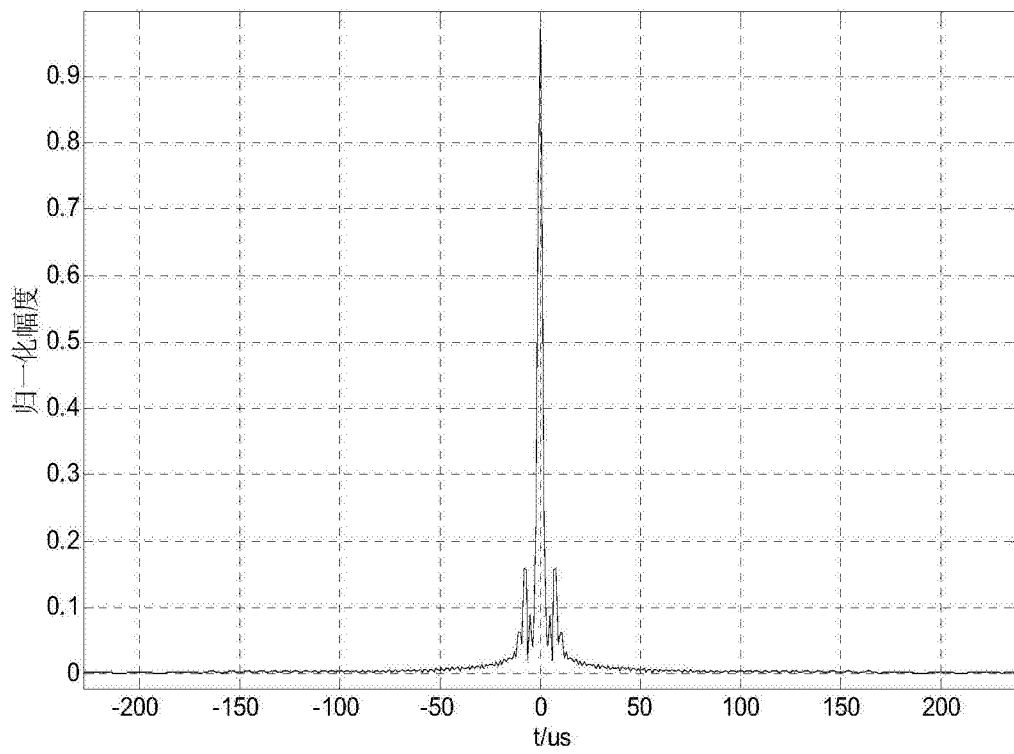


图 5

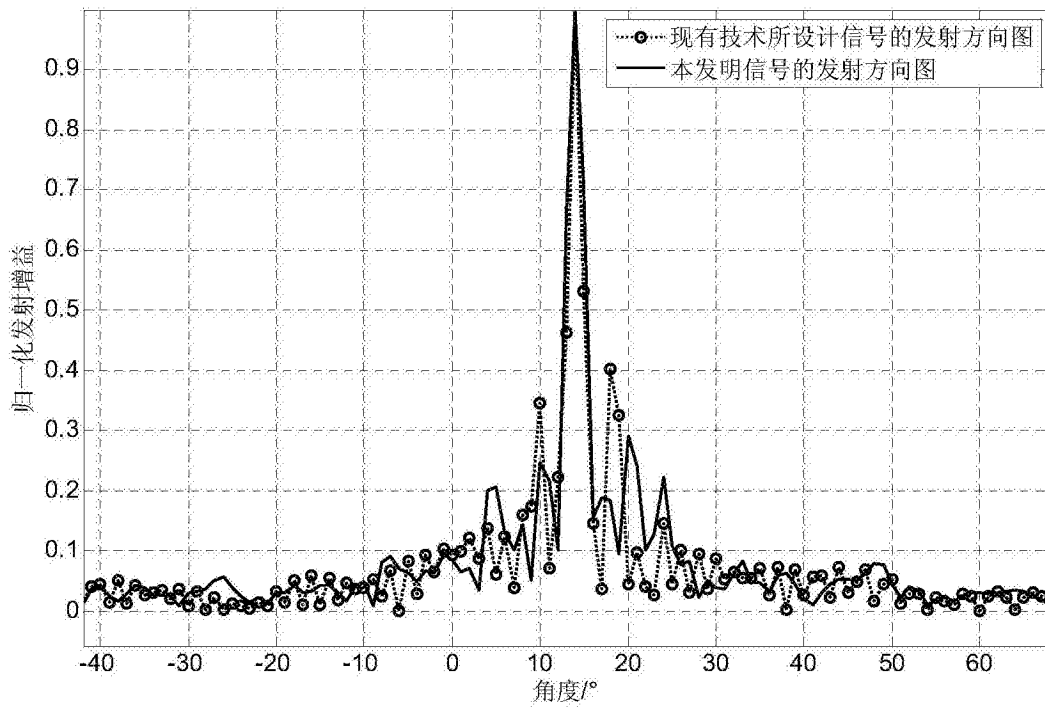


图 6