



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104865558 A

(43) 申请公布日 2015. 08. 26

(21) 申请号 201510315814. 9

(22) 申请日 2015. 06. 05

(71) 申请人 西安电子科技大学

地址 710071 陕西省西安市太白南路 2 号

(72) 发明人 刘宏伟 周生华 徐磊磊 曹鼎

臧会凯

(74) 专利代理机构 西安睿通知识产权代理事务

所(特殊普通合伙) 61218

代理人 惠文轩

(51) Int. Cl.

G01S 7/28(2006. 01)

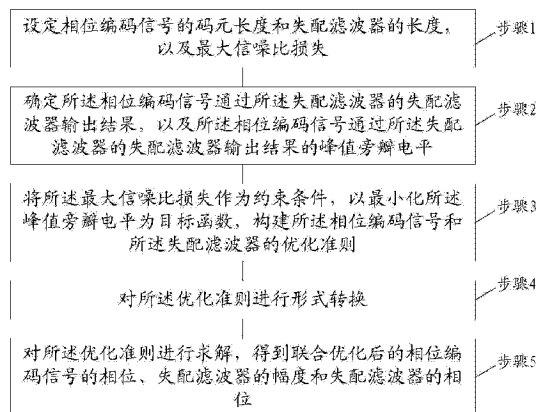
权利要求书2页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法

(57) 摘要

本发明属于雷达技术领域,公开了一种基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法。该联合优化方法包括如下步骤:设定相位编码信号的码元长度和失配滤波器的长度,以及最大信噪比损失;确定相位编码信号通过失配滤波器的失配滤波器输出结果,以及相位编码信号通过失配滤波器的失配滤波器输出结果的峰值旁瓣电平;构建相位编码信号和失配滤波器的优化准则;对优化准则进行形式转换;求解得到相位编码信号的相位、失配滤波器的相位和失配滤波器的幅度;构造相位编码信号和失配滤波器。本发明能够降低雷达接收通道的距离旁瓣电平。



1. 基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤 1, 设定相位编码信号 s 的码元长度 N_s 和失配滤波器 h 的长度 N_h , 以及最大信噪比损失 SNR_{loss} , 其中, $N_h \geq N_s$ 且 $N_h + N_s$ 为偶数;

步骤 2, 确定所述相位编码信号 s 通过所述失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 $\boldsymbol{\rho} = \mathbf{s} \otimes \mathbf{h} = [\rho_1, \dots, \rho_i, \dots, \rho_{N_s+N_h-1}]^T$, 以及所述相位编码信号 s 通过所述失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 的峰值旁瓣电平 $PSL = \max_{k \neq (N_h+N_s)/2} (|\rho_k|) / |\rho_{k=(N_h+N_s)/2}|$, 其中, \otimes 表示卷积, $[\cdot]^T$ 表示转置, $i \in [1, 2, \dots, N_s+N_h-1]$;

步骤 3, 将所述最大信噪比损失 SNR_{loss} 作为约束条件, 以最小化所述峰值旁瓣电平 PSL 为目标函数, 构建所述相位编码信号 s 和所述失配滤波器 h 的优化准则为

$$\begin{aligned} & \min_{\boldsymbol{\Phi}, \mathbf{A}, \boldsymbol{\theta}} \quad PSL \\ \text{s. t.} \quad & |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| \leq \gamma \\ & \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right| \leq \delta \end{aligned}$$

其中, 能量差值 γ 和峰值差值 δ 预先设定, $\boldsymbol{\Phi}$ 为所述相位编码信号 s 的相位, $\boldsymbol{\theta}$ 为所述失配滤波器 h 的相位, \mathbf{A} 为所述失配滤波器 h 的幅度;

步骤 4, 对所述优化准则进行形式转换, 得到:

$$\min_{\mathbf{x}} \|\boldsymbol{\rho}_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|$$

其中, 向量 \mathbf{x} 是所述相位编码信号 s 的相位 $\boldsymbol{\Phi}$ 、所述失配滤波器 h 的幅度 \mathbf{A} 和所述失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$ 组成的列向量 $[\boldsymbol{\Phi}, \mathbf{A}, \boldsymbol{\theta}]^T$, 其中, $\boldsymbol{\rho}_s = [|\rho_1|, |\rho_2|, \dots, |\rho_i|, \dots, |\rho_{N_s+N_h-1}|]^T$, ρ_s 为将所述相位编码信号 s 经过所述失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 的旁瓣电平取模值的结果, 能量权系数 α 和峰值权系数 β 的取值属于 $[0, 1]$ 的范围内;

步骤 5, 求解 $\min_{\mathbf{x}} \|\boldsymbol{\rho}_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|$, 得到所述向量 \mathbf{x} , 从而得到联合优化后的相位编码信号 s 的相位 $\boldsymbol{\Phi}$ 、失配滤波器 h 的幅度 \mathbf{A} 和失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$;

步骤 6, 根据联合优化后的相位编码信号 s 的相位 $\boldsymbol{\Phi}$, 构造所述相位编码信号 $\mathbf{s} = \exp(j\boldsymbol{\Phi})$; 根据所述失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$ 和所述失配滤波器 h 的幅度 \mathbf{A} , 构造所述失配滤波器 $\mathbf{h} = \mathbf{A} \odot \exp(j\boldsymbol{\theta})$ 。

2. 如权利要求 1 所述的基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法, 其特征在于, 步骤 3 中所述能量差值 γ 根据 $\gamma = \left| \frac{N_s(1 - SNR_{loss})}{SNR_{loss}} \right|$ 确定, 所述峰值差值 δ 根据 $\delta = \left| \sqrt{SNR_{loss}} N_s - N_s \right|$ 确定, 其中, SNR_{loss} 为最大信噪比损失, N_s 为所述相位编码信号 s 的码元长度。

3. 如权利要求 1 所述的基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法, 其特征在于, 在步骤 5 中采用基于 L-BFGS 的最小 p 范数的优化算法求解

$$\min_{\mathbf{x}} \|\boldsymbol{\rho}_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h + N_s)/2} - N_s \right|, \text{ 得到所述向量 } \mathbf{x}.$$

4. 如权利要求 3 所述的基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法, 其特征在于, 采用基于 L-BFGS 的最小 p 范数的优化算法求解

$$\min_{\mathbf{x}} \|\boldsymbol{\rho}_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h + N_s)/2} - N_s \right|, \text{ 得到所述向量 } \mathbf{x}, \text{ 具体包括以下子步骤:}$$

$$(5a) \text{ 定义函数 } f(\mathbf{x}) = \|\boldsymbol{\rho}_s\|_p + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h + N_s)/2} - N_s \right|;$$

(5b) 设置所述向量 \mathbf{x} 的初值 x_0 、最小下降量 ε_1 的初值、以及迭代次数 n 的值、范数 p 的初值 p_0 、乘子 μ 的值以及所述函数 $f(x)$ 的初值 f_0 ;

(5c) 使用向量 x_{n-1} 作为初始值, 通过最小化函数 $f(x_{n-1})$ 求得优化结果向量 x_n , 令 $f_n = f(x_n)$;

(5d) 如果 $|f_n - f_{n-1}| < \varepsilon_1$, 则输出向量 x_n , 并停止循环; 否则迭代次数 n 加 1, 且令范数 $p_n = \mu p_{n-1}$, 且并跳至子步骤 (5c) 继续执行;

(5e) 确定所述向量 \mathbf{x} 。

基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法

技术领域

[0001] 本发明属于雷达技术领域,具体涉及一种基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法,用于降低雷达接收通道的距离旁瓣电平。

背景技术

[0002] 脉冲压缩技术解决了雷达的作用距离和距离分辨率之间的矛盾,但脉冲压缩信号通常具有较高的距离旁瓣,而较高的距离旁瓣不利于雷达对目标进行有效探测,特别是在多目标或强杂波背景下的弱目标检测,弱目标的主瓣极易被强目标回波的距离旁瓣淹没造成漏警。因此设计具有良好距离旁瓣特性的信号波形对提高雷达的探测性能具有重要意义。

[0003] 从目前国内外对相位编码信号研究情况来看,两种抑制距离旁瓣的方法分别是编码优选和失配滤波。以往获取低距离旁瓣信号的方法是采用某类特殊的编码信号,近代获取相位编码信号的主要方式则是通过优化算法进行求解。通过优化相位编码信号自相关旁瓣的方法所能达到的旁瓣电平通常仍然较高。

[0004] 因此在接收端可以采用失配滤波的方法进一步降低系统的旁瓣电平。相位编码信号通常是恒模信号,而失配滤波器的权系数则可以突破这个限制,实现更低的距离旁瓣输出。由于优化手段的问题,以往的失配滤波算法通常将相位编码信号和失配滤波器分别优化,通过交叉优化的方式对问题进行求解,这种算法能够有效地降低系统的距离旁瓣输出。

[0005] 一个已有的方法是通过优化一批低距离旁瓣相位编码信号并基于这些信号为搜索起点,同时寻找相位编码信号和失配滤波器的权系数。但是,如果相位编码信号的起始信号为具有低距离旁瓣电平的相位编码信号,则已有方法可能会排除一些可能更优的优化结果。

发明内容

[0006] 针对上述技术问题,本发明的目的在于提供一种基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法,能够降低相位编码信号脉冲压缩后的距离旁瓣电平。

[0007] 实现本发明的技术思路是:根据相位编码信号的码元长度和失配滤波器的长度随机产生其初值,在最大信噪比损失为约束的条件下,以最小化失配滤波后的峰值旁瓣电平为优化准则,联合优化设计相位编码信号和失配滤波器,并使用基于 L-BFGS (limited memory Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno, 拟牛顿算法) 的最小 p 范数优化算法进行求解。

[0008] 为达到上述目的,本发明采用如下技术方案予以实现。

[0009] 本发明实施例提供一种基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0010] 步骤 1, 设定相位编码信号 s 的码元长度 N_s 和失配滤波器 h 的长度 N_h , 以及最大信噪比损失 SNR_{loss} , 其中, $N_h \geq N_s$ 且 $N_h + N_s$ 为偶数;

[0011] 步骤 2, 确定所述相位编码信号 s 通过所述失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 $\boldsymbol{\rho} = \mathbf{s} \otimes \mathbf{h} = [\rho_1, \dots, \rho_i, \dots, \rho_{N_s+N_h-1}]^T$, 以及所述相位编码信号 s 通过所述失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 的峰值旁瓣电平 $\text{PSL} = \max_{k \neq (N_h+N_s)/2} (|\rho_k|) / |\rho_{k=(N_h+N_s)/2}|$, 其中, \otimes 表示卷积, $[\cdot]^T$ 表示转置, $i \in [1, 2, \dots, N_s+N_h-1]$;

[0012] 步骤 3, 将所述最大信噪比损失 SNR_{loss} 作为约束条件, 以最小化所述峰值旁瓣电平 PSL 为目标函数, 构建所述相位编码信号 s 和所述失配滤波器 h 的优化准则为

[0013]

$$\begin{aligned} & \min_{\boldsymbol{\Phi}, \mathbf{A}, \boldsymbol{\theta}} \text{PSL} \\ & \text{s.t.} \quad \left| \mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s} \right| \leq \gamma \\ & \quad \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right| \leq \delta \end{aligned}$$

[0014] 其中, 能量差值 γ 和峰值差值 δ 预先设定, $\boldsymbol{\Phi}$ 为所述相位编码信号 s 的相位, $\boldsymbol{\theta}$ 为所述失配滤波器 h 的相位, \mathbf{A} 为所述失配滤波器 h 的幅度;

[0015] 步骤 4, 对所述优化准则进行形式转换, 得到

$$[0016] \quad \min_{\mathbf{x}} \left\| \boldsymbol{\rho}_s \right\|_{\infty} + \alpha \cdot \left| \mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s} \right| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|,$$

[0017] 其中, 向量 \mathbf{x} 是所述相位编码信号 s 的相位 $\boldsymbol{\Phi}$ 、所述失配滤波器 h 的幅度 \mathbf{A} 和所述失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$ 组成的列向量 $[\boldsymbol{\Phi}, \mathbf{A}, \boldsymbol{\theta}]^T$, 其中, $\boldsymbol{\rho}_s = [|\rho_1|, |\rho_2|, \dots, |\rho_i|, \dots, |\rho_{N_s+N_h-1}|]^T$, ρ_s 为将所述相位编码信号 s 经过所述失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 的旁瓣电平取模值的结果, 能量权系数 α 和峰值权系数 β 的取值属于 $[0, 1]$ 的范围内;

[0018] 步骤 5, 求解 $\min_{\mathbf{x}} \left\| \boldsymbol{\rho}_s \right\|_{\infty} + \alpha \cdot \left| \mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s} \right| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|$, 得到所述向量 \mathbf{x} , 从而得到所述相位编码信号 s 的相位 $\boldsymbol{\Phi}$ 、所述失配滤波器 h 的幅度 \mathbf{A} 和所述失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$;

[0019] 步骤 6, 根据所述相位编码信号 s 的相位 $\boldsymbol{\Phi}$, 构造所述相位编码信号 $\mathbf{s} = \exp(j\boldsymbol{\Phi})$; 根据所述失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$ 和所述失配滤波器 h 的幅度 \mathbf{A} , 构造所述失配滤波器 $h = \mathbf{A} \odot \exp(j\boldsymbol{\theta})$ 。

[0020] 本发明技术方案的特点和进一步的改进为:

[0021] 步骤 3 中所述能量差值 γ 根据 $\gamma = \left| \frac{N_s(1 - \text{SNR}_{\text{loss}})}{\text{SNR}_{\text{loss}}} \right|$ 确定, 所述峰值差值 δ 根据

$\delta = \left| \sqrt{\text{SNR}_{\text{loss}}} N_s - N_s \right|$ 确定, 其中, SNR_{loss} 为最大信噪比损失, N_s 为所述相位编码信号 s 的码元长度。

[0022] 步骤 5 中采用基于 L-BFGS 的最小 p 范数的优化算法求解

[0023] $\min_{\mathbf{x}} \left\| \boldsymbol{\rho}_s \right\|_{\infty} + \alpha \cdot \left| \mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s} \right| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|$, 得到所述向量 \mathbf{x} 。

[0024] 进一步地,采用基于 L-BFGS 的最小 p 范数的优化算法求解

[0025]
$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{p}_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|$$
, 得到所述向量 \mathbf{x} , 具体包括如下子步骤:

[0026] (5a) 定义函数 $f(\mathbf{x}) = \|\mathbf{p}_s\|_p + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|$;

[0027] (5b) 设置所述向量 \mathbf{x} 的初值 x_0 、最小下降量 ε_1 的初始值、以及迭代次数 n 的起始值为 1、范数 p 的初值 p_0 、乘子 μ 的值以及所述函数 $f(\mathbf{x})$ 的初值 f_0 ;

[0028] (5c) 使用向量 x_{n-1} 作为初始值,通过最小化函数 $f(x_{n-1})$ 求得优化结果向量 x_n ,令 $f_n = f(x_n)$;

[0029] (5d) 如果 $|f_n - f_{n-1}| < \varepsilon_1$,则输出向量 x_n ,并停止循环;否则迭代次数 n 加 1,且令范数 $p_n = \mu p_{n-1}$,并跳至子步骤 (5c) 继续执行;

[0030] (5e) 确定所述向量 \mathbf{x} 。

[0031] 本发明与现有技术相比具有如下优点。本发明技术方案在一定信比损失为约束的条件下,以最小化失配滤波后的峰值旁瓣电平为准则,联合优化设计相位编码信号和失配滤波器,并使用基于 L-BFGS 的最小 p 范数优化算法进行求解,可以进一步降低相位编码信号失配滤波后的峰值旁瓣电平。

附图说明

[0032] 下面结合附图和具体实施方式对本发明做进一步说明。

[0033] 图 1 是本发明实施例提供的基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法的流程示意图;

[0034] 图 2 是本发明实施例提供的基于 L-BFGS 的最小 p 范数优化算法的流程示意图;

[0035] 图 3 是匹配滤波器输出的归一化的峰值旁瓣电平的示意图,横坐标表示相对延时,单位为 us,纵坐标表示幅度,单位为 dB;

[0036] 图 4 是用文献 [Nunn C. Constrained optimization applied to pulse compression codes and filters[C]. IEEE International Radar Conference, 2005:190-194.] 的方法失配滤波后输出的归一化的峰值旁瓣电平图,横坐标表示相对延时,单位为 us,纵坐标表示幅度,单位为 dB;

[0037] 图 5 是本发明实施例提供的失配滤波器输出的归一化的峰值旁瓣电平图,横坐标表示相对延时,单位为 us,纵坐标表示幅度,单位为 dB;

[0038] 图 6 是图 5 初始相位编码信号的归一化的峰值旁瓣电平图,横坐标表示相对延时,单位为 us,纵坐标表示幅度,单位为 dB。

具体实施方式

[0039] 如图 1 所示,本发明实施例提供的基于 p 范数的相位编码信号和失配滤波器的联合优化方法,包括如下步骤:

[0040] 步骤 1,设定相位编码信号 \mathbf{s} 的码元长度 N_s 和失配滤波器 \mathbf{h} 的长度 N_h ,以及最大信噪比损失 SNR_{loss} 。

[0041] 其中, $N_h \geq N_s$, 且 $N_h + N_s$ 为偶数。通常情况要求信噪比损失 $\text{SNR}_{\text{loss}} \leq 1\text{dB}$ 。

[0042] 步骤 2, 确定相位编码信号 s 通过失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 $\boldsymbol{\rho} = \mathbf{s} \otimes \mathbf{h} = [\rho_1, \dots, \rho_i, \dots, \rho_{N_s+N_h-1}]^T$, 以及相位编码信号 s 通过失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 的峰值旁瓣电平 $\text{PSL} = \max_{k \neq (N_h+N_s)/2} (|\rho_k|) / |\rho_{k=(N_h+N_s)/2}|$ 。

[0043] 其中, \otimes 表示卷积, $[\cdot]^T$ 表示转置, $i \in [1, 2, \dots, N_s+N_h-1]$ 。

[0044] 假设相位编码信号为 s , 失配滤波器为 h , 相位编码信号 s 通过失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 表示为:

$$[0045] \quad \boldsymbol{\rho} = \mathbf{s} \otimes \mathbf{h} = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_i, \dots, \rho_{N_s+N_h-1}]^T$$

[0046] 其中, \otimes 表示卷积, $[\cdot]^T$ 表示转置, $i \in [1, 2, \dots, N_s+N_h-1]$, N_s 表示相位编码信号 s 的码元长度, N_h 表示失配滤波器 h 的长度。

[0047] 相位编码信号 s 通过失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 的峰值旁瓣电平为:

$$[0048] \quad \text{PSL} = \max_{k \neq (N_h+N_s)/2} (|\rho_k|) / |\rho_{k=(N_h+N_s)/2}|$$

[0049] 其中, $|\cdot|$ 表示取模值, $k \in [1, N_s+N_h-1]$ 。

[0050] 步骤 3, 将最大信噪比损失 SNR_{loss} 作为约束条件, 以最小化峰值旁瓣电平

[0051] PSL 为目标函数, 构建相位编码信号 s 和失配滤波器 h 的优化准则为

[0052]

$$\begin{aligned} & \min_{\boldsymbol{\Phi}, \mathbf{A}, \boldsymbol{\theta}} \quad \text{PSL} \\ & \text{s.t.} \quad |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| \leq \gamma \\ & \quad \quad |\rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s| \leq \delta \end{aligned}$$

[0053] 其中, 能量差值 γ 和峰值差值 δ 预先设定, $\boldsymbol{\Phi}$ 为相位编码信号 s 的相位, $\boldsymbol{\theta}$ 为失配滤波器 h 的相位, \mathbf{A} 为失配滤波器 h 的幅度。

[0054] 在给定的最大信噪比损失为约束条件下, 以最小化失配滤波后的峰值旁瓣电平为目标函数, 构建相位编码信号 s 和失配滤波器 h 的优化准则如下:

[0055]

$$\begin{aligned} & \min_{\boldsymbol{\Phi}, \mathbf{A}, \boldsymbol{\theta}} \quad \text{PSL} \\ & \text{s.t.} \quad |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| \leq \gamma \\ & \quad \quad |\rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s| \leq \delta \end{aligned}$$

[0056] 其中, PSL 为失配滤波器输出的峰值旁瓣电平, $\boldsymbol{\Phi}$ 为相位编码信号 s 的相位向量, 即 $\mathbf{s} = \exp(\mathbf{j}\boldsymbol{\Phi})$, \mathbf{A} 和 $\boldsymbol{\theta}$ 分别为失配滤波器 h 的幅度和相位, 即 $\mathbf{h} = \mathbf{A} \odot \exp(\mathbf{j}\boldsymbol{\theta})$, \odot 表示点乘, $\exp(\cdot)$ 表示指数函数, \mathbf{j} 为虚数单位, 能量差值 γ 和峰值差值 δ 为人为根据最大信噪比损失设定的正实数, 能量差值 γ 和峰值差值 δ 可以分别根据以下经验公式进行确定,

$$\gamma = \left| \frac{N_s(1 - \text{SNR}_{\text{loss}})}{\text{SNR}_{\text{loss}}} \right|, \quad \delta = \left| \sqrt{\text{SNR}_{\text{loss}}} N_s - N_s \right|。$$

[0057] 这里确定的能量差值 γ 和峰值差值 δ 是一个经验公式,在实际中,根据该经验公式得到的仿真结果可能会偏离实际的要求的信噪比损失,此时需要人为对能量差值 γ 和峰值差值 δ 的取值进行调整,能量差值 γ 和峰值差值 δ 的取值调整的过程遵循以下规律:能量差值 γ 固定不变时,峰值差值 δ 越大,信噪比损失越大,但此时的峰值旁瓣电平会降低;峰值差值 δ 固定不变时,能量差值 γ 越大,信噪比损失越小,但此时的峰值旁瓣电平会升高。因此,在确定能量差值 γ 和峰值差值 δ 时需要折中考虑。

[0058] 步骤4,对相位编码信号 s 和失配滤波器 h 的优化准则进行形式转换,得到

$$\min_x \|\rho_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|。$$

[0059] 其中,向量 x 是由相位编码信号 s 的相位 Φ 、失配滤波器 h 的幅度 A 和失配滤波器 h 的相位 θ 组成的列向量 $[\Phi, A, \theta]^T$, $\rho_s = [|\rho_1|, |\rho_2|, \dots, |\rho_i|, \dots, |\rho_{N_s+N_h-1}|]^T$, ρ_s 为将相位编码信号 s 经过失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 的旁瓣电平取模值的结果,能量权系数 α 和峰值权系数 β 的取值属于 $[0, 1]$ 的范围内。

[0060] 为了求解方便,将相位编码信号 s 和失配滤波器 h 的优化准则进行转换,其具体包括如下子步骤:

[0061] (4a) 将相位编码信号 s 经过失配滤波器 h 的失配滤波器输出结果 ρ 的旁瓣电平取模值的结果记为:

$$\rho_s = [|\rho_1|, |\rho_2|, \dots, |\rho_i|, \dots, |\rho_{N_s+N_h-1}|]^T$$

[0063] 其中, $i \in [1, 2, \dots, N_s+N_h-1]$, 且 $i \neq (N_h+N_s)/2$, N_s 表示相位编码信号 s 的码元长度, N_h 表示失配滤波器 h 的长度。

[0064] (4b) 转换后的优化准则为:

$$\min_x \|\rho_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|$$

[0066] 其中,向量 x 是由相位编码信号 s 的相位 Φ 、失配滤波器 h 的幅度 A 和失配滤波器 h 的相位 θ 组成的列向量 $[\Phi, A, \theta]^T$, $\|\cdot\|_{\infty}$ 表示无穷范数,能量权系数 α 和峰值权系数 β 均为人为设定的正实数,用于折中旁瓣抑制效果和信噪比损失的大小,能量权系数 α 和峰值权系数 β 的取值分别在 $[0, 1]$ 的范围内进行选择,然后根据实际仿真结果中的信噪比损失进行调整。

[0067] 目标函数峰值旁瓣电平 PSL 可以写为 $\|\rho_s\|_{\infty}$ 。其实,最小化 $\|\rho_s\|_{\infty}$ 可以通过最小化 $\|\rho_s\|_p$ 实现,伴随着 p 数值的增加,最小化一系列的 $\|\rho_s\|_p$ 可近似等价于最小化 $\|\rho_s\|_{\infty}$, 其中, $\|\cdot\|_{\infty}$ 表示无穷范数, $\|\cdot\|_p$ 表示 p 范数, $p \geq 2$ 。

[0068] 对于上述优化准则的求解问题,可以使用现有的极小极大算法进行优化求解;本发明实施例使用一种基于最小 p 范数的极小极大优化算法进行求解。

[0069] 步骤5,求解 $\min_x \|\rho_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot \left| \rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s \right|$, 得到向量 x , 从而得到相位编码信号 s 的相位 Φ 、失配滤波器 h 的相位 θ 和失配滤波器 h 的幅度 A 。

[0070] 如图2所示,为采用基于L-BFGS的最小 p 范数的优化算法求解

$\min_{\mathbf{x}} \|\rho_s\|_{\infty} + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot |\rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s|$, 得到向量 \mathbf{x} 的具体子步骤, 包括:

[0071] (5a) 定义函数: $f(\mathbf{x}) = \|\rho_s\|_p + \alpha \cdot |\mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{s}^H \mathbf{s}| + \beta \cdot |\rho_{(N_h+N_s)/2} - N_s|$;

[0072] (5b) 设置向量 \mathbf{x} 的初值 \mathbf{x}_0 和最小下降量 ε_1 的初值, 以及迭代次数 n 的起始值为 1, 范数 p 的初值 p_0 , 乘子 $\mu = 2$, 函数初值 $f_0 = 100$;

[0073] (5c) 通过使用文献 [Wang Y C, Wang X, Liu H W, et al. On the Design of Constant Modulus Probing Signals for MIMO Radar Signal Processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(8):4432-4438.] 的 L-BFGS 算法最小化函数 $f(\mathbf{x})$, 其中, L-BFGS 算法的更新次数 $m = 5$, 向量 \mathbf{x}_{n-1} 作为 L-BFGS 算法的初始值, 优化结果为向量 \mathbf{x}_n , 令 $f_n = f(\mathbf{x}_n)$;

[0074] (5d) 如果 $|f_n - f_{n-1}| < \varepsilon_1$, 则输出向量 \mathbf{x}_n 并停止循环; 否则迭代次数 n 加 1, 且令范数 $p_n = \mu p_{n-1}$, 跳至子步骤 (5c);

[0075] (5e) 由上述子步骤得到的向量 \mathbf{x}_n , 确定向量 $\mathbf{x} = \mathbf{x}_n = [\boldsymbol{\varphi}, \mathbf{A}, \boldsymbol{\theta}]^T$, 从而确定相位编码信号 \mathbf{s} 的相位 $\boldsymbol{\varphi}$ 、失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$ 和失配滤波器 h 的幅度 A 。

[0076] 步骤 6, 根据相位编码信号 \mathbf{s} 的相位 $\boldsymbol{\varphi}$, 构造所述相位编码信号 $\mathbf{s} = \exp(j\boldsymbol{\varphi})$; 根据失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$ 和失配滤波器 h 的幅度 A , 构造失配滤波器 $h = A \odot \exp(j\boldsymbol{\theta})$ 。

[0077] 由步骤 5 优化后得到的向量 \mathbf{x} , 从而相位编码信号 \mathbf{s} 的相位 $\boldsymbol{\varphi}$ 由列向量 \mathbf{x} 中的第 1 至第 N_s 个元素组成, 失配滤波器 h 的幅度 A 由列向量 \mathbf{x} 中的第 N_s+1 至第 N_s+N_h 个元素组成, 失配滤波器 h 的相位 $\boldsymbol{\theta}$ 由列向量 \mathbf{x} 中的第 N_s+N_h+1 至第 $N_s+N_h+N_h$ 个元素组成, 则相位编码信号 $\mathbf{s} = \exp(j\boldsymbol{\varphi})$, 失配滤波器 $h = A \odot \exp(j\boldsymbol{\theta})$, 其中 \odot 表示点乘。

[0078] 本发明的效果可以通过以下仿真结果进一步说明:

[0079] (1) 仿真条件

[0080] 本仿真中相位编码信号的码元个数 $N_s = 128$, 失配滤波器的长度 $N_h = 256$, 信噪比损失 $\text{SNR}_{\text{loss}} \leq 0.25\text{dB}$ 。

[0081] (2) 仿真内容

[0082] 仿真 1, 利用最小 p 范数算法优化码元长度为 128 的相位编码信号, 相位编码信号的相位初值是随机产生的, 图 3 为信号的匹配滤波结果。由图 3 可知, 匹配滤波后的峰值旁瓣电平为 -35.9332dB 。

[0083] 仿真 2, 利用仿真 1 优化后的信号和文献 [Nunn C. Constrained optimization applied to pulse compression codes and filters[C]. IEEE International Radar Conference, 2005:190-194.] 中的加权迭代最小二乘法设计失配滤波器, 图 4 为失配滤波后的结果。由图 4 可知失配滤波后峰值旁瓣电平为 -42.1827dB , 信噪比损失为 -0.2448dB 。

[0084] 仿真 3, 仿真条件权值 $\alpha = 0.2$, $\beta = 0.35$, 对于每次优化设计, 相位编码信号 \mathbf{s} 的相位 $\boldsymbol{\varphi}$ 、失配滤波器 h 的幅度 A 和相位 $\boldsymbol{\theta}$ 的初值都是随机产生的, 优化 100 次选取最优的结果, 图 5 为相位编码信号 \mathbf{s} 和失配滤波器 h 联合优化后的失配滤波器输出结果。由图 5 可知, 峰值旁瓣电平为 -45.5728dB , 信噪比损失为 -0.1903dB 。

[0085] 图 6 是图 5 初始相位编码信号的归一化的峰值旁瓣电平图, 与图 3 的结果相比, 图

6 中的峰值旁瓣电平高了 20.0641dB ;与图 4 中的结果相比,图 5 中的峰值旁瓣电平降低了 3.3901dB,且信噪比损失更小。因此,通过联合优化相位编码信号 s 和失配滤波器 h,起始相位编码信号无需有较低的旁瓣电平 ;且在信噪比损失一定的条件下,可以进一步降低失配滤波后的峰值旁瓣电平。

[0086] 以上描述仅是本发明的一个具体实例,并不构成对本发明的任何限制。显然对于本领域的专业人员来说,在了解了本发明内容和原理后,都可能在不背离本发明原理、结构的情况下,进行形式和细节上的各种修正和改变,但是这些基于本发明思想的修正和改变仍在本发明的权利要求保护范围之内。

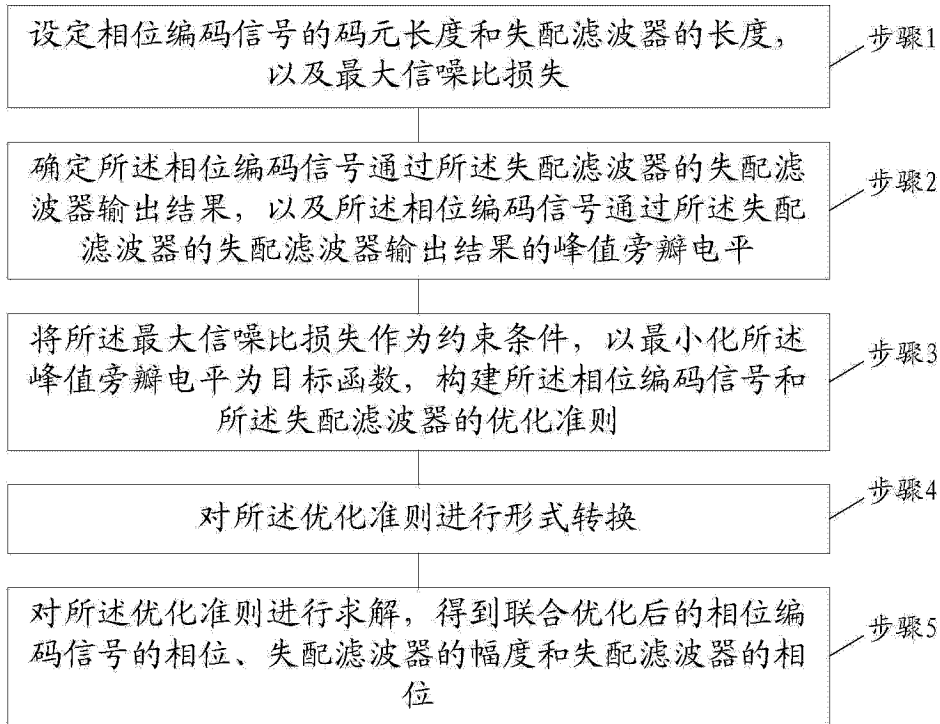


图 1

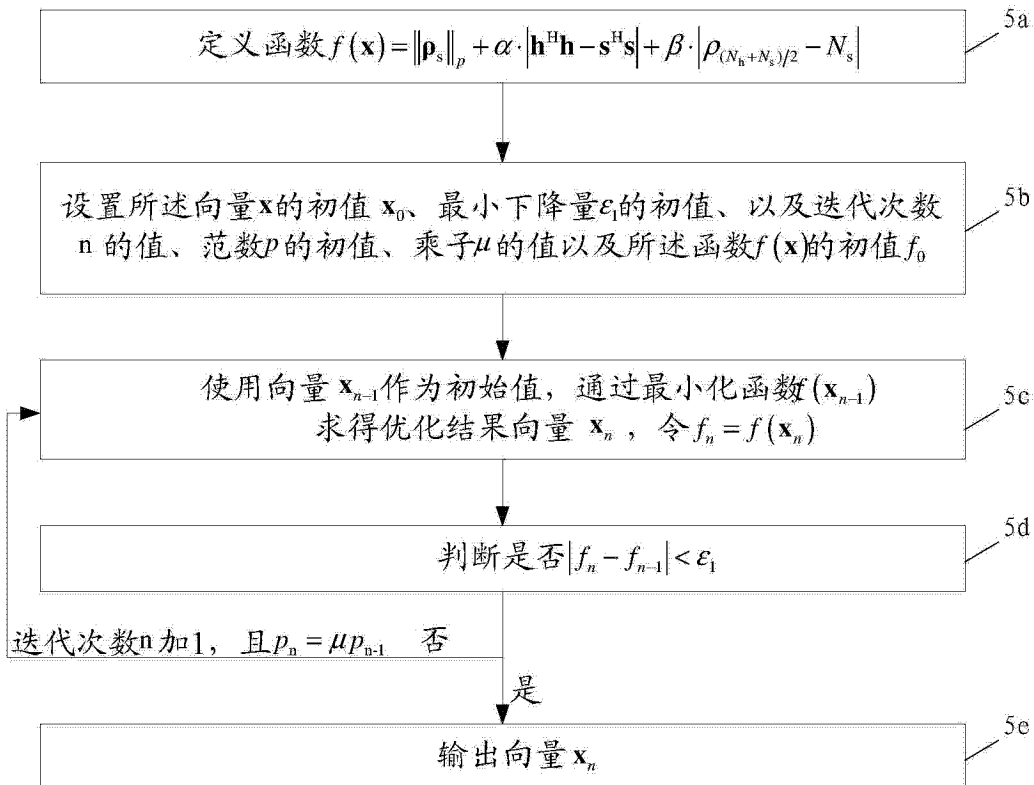


图 2

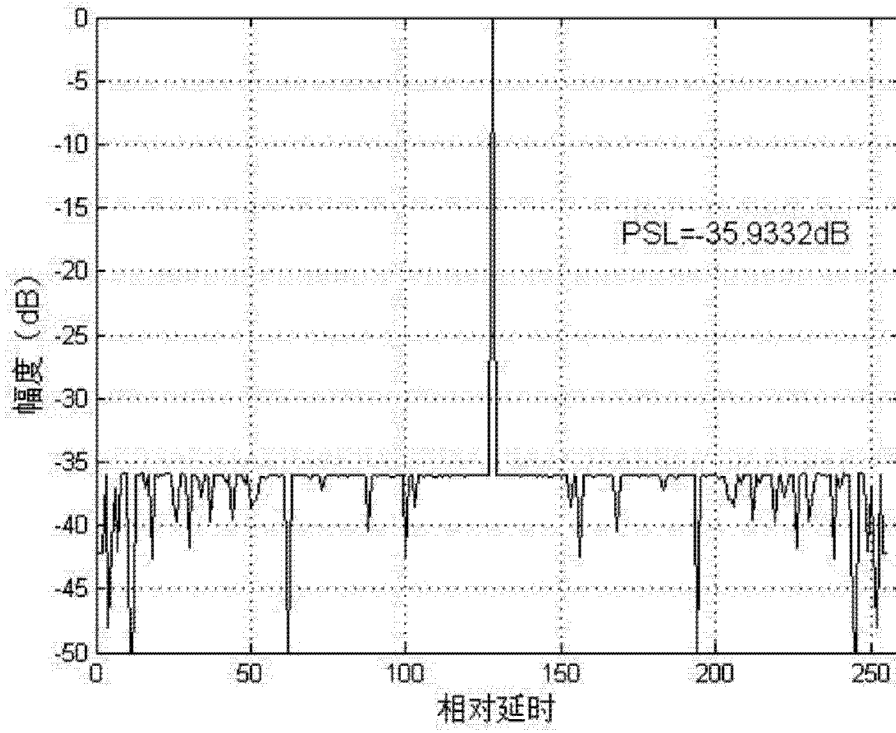


图 3

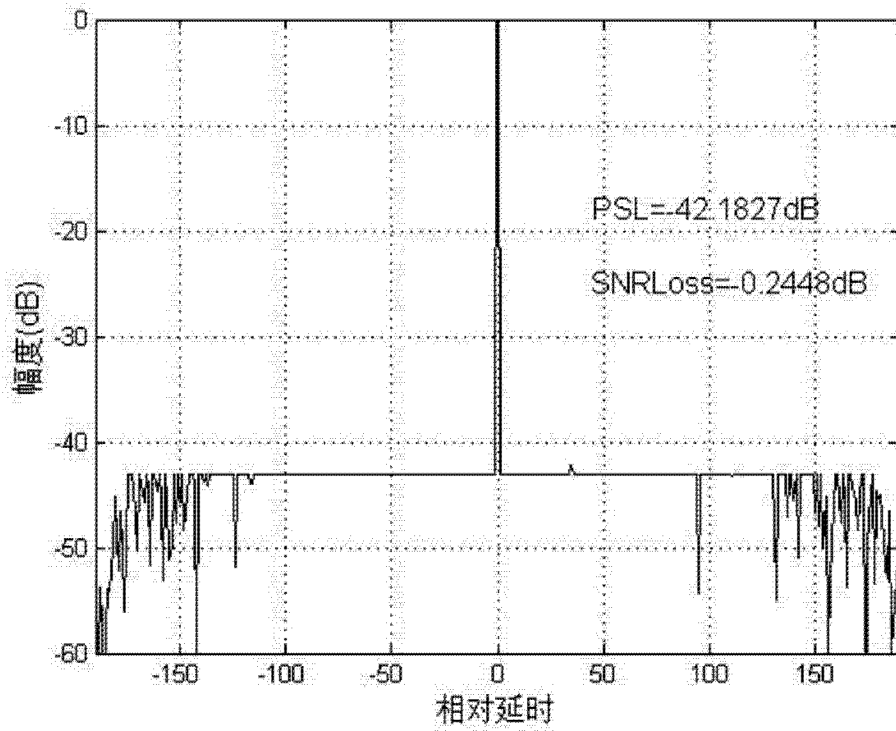


图 4

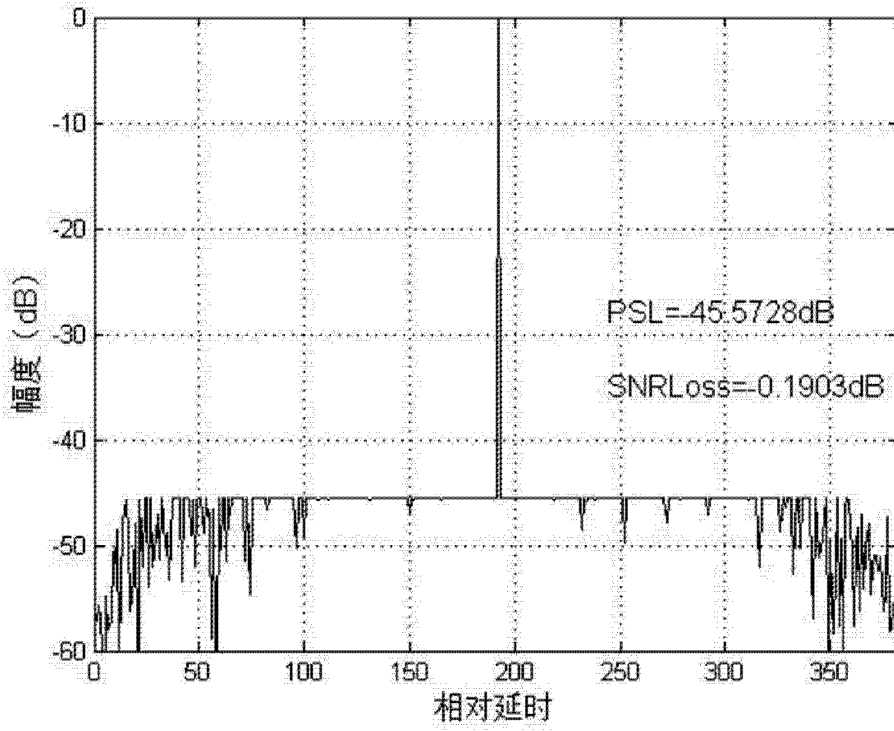


图 5

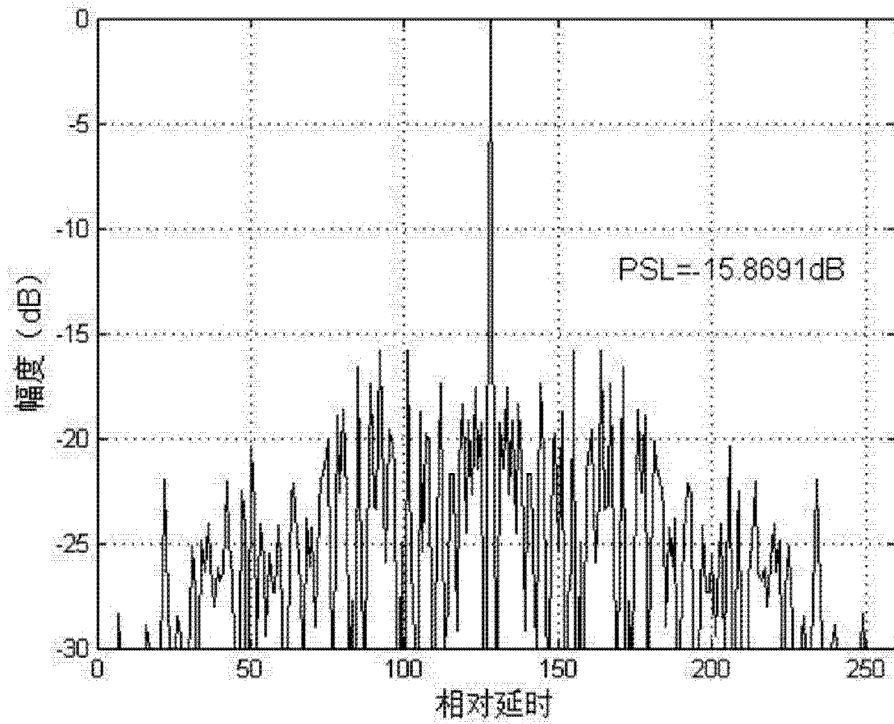


图 6