



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 114428225 B

(45) 授权公告日 2022.06.14

(21) 申请号 202210353702.2
 (22) 申请日 2022.04.06
 (65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 114428225 A
 (43) 申请公布日 2022.05.03
 (73) 专利权人 中国电子科技集团公司第二十九研究所
 地址 610036 四川省成都市金牛区营康西路496号
 (72) 发明人 沈志博 朱全江 王浩丞 唐勇 刘俊
 (74) 专利代理机构 成都九鼎天元知识产权代理有限公司 51214
 专利代理师 王会改
 (51) Int. Cl.
 G01S 3/14 (2006.01)
 G01S 3/48 (2006.01)

(56) 对比文件
 CN 113075461 A, 2021.07.06
 CN 111929649 A, 2020.11.13
 CN 110297211 A, 2019.10.01
 CN 110837074 A, 2020.02.25
 CN 111812630 A, 2020.10.23
 CN 110598738 A, 2019.12.20
 CN 109901104 A, 2019.06.18
 CN 113253194 A, 2021.08.13
 CN 111239677 A, 2020.06.05
 CN 111693934 A, 2020.09.22
 CN 114047473 A, 2022.02.15
 CN 108710112 A, 2018.10.26
 CN 102841333 A, 2012.12.26
 CN 106950527 A, 2017.07.14
 CN 103558584 A, 2014.02.05
 CN 101592721 A, 2009.12.02
 CN 101795150 A, 2010.08.04 (续)

审查员 叶双清

权利要求书3页 说明书9页 附图5页

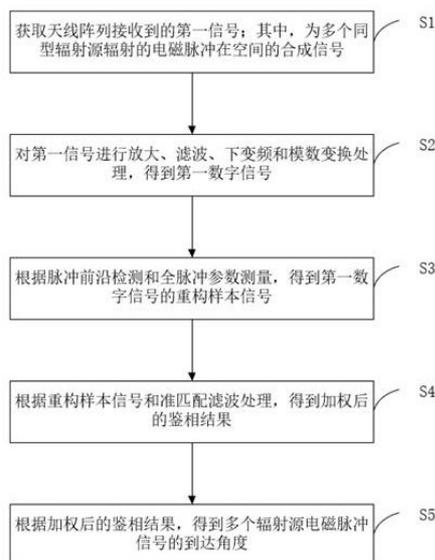
(54) 发明名称

一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法及装置

(57) 摘要

本发明公开了一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法及装置,该方法包括以下步骤:获取天线阵列接收到的第一信号;其中,第一信号为多个同型辐射源辐射的电磁脉冲在空间的合成信号;对第一信号进行放大、滤波、下变频和模数变换处理,得到第一数字信号;根据脉冲前沿检测和全脉冲参数测量,得到第一数字信号的重构样本信号;根据重构样本信号和准匹配滤波处理,得到加权后的鉴相结果;根据加权后的鉴相结果,得到多个辐射源电磁脉冲信号的到达角度。本发明能够对多个同型辐射源同时到达信号进行测向,在阵元数量有限的条件下,测向性能不受辐射源数量的影响,并且能够在阵元数量小于或等于辐射源数量条件下进行正确测向。

CN 114428225 B



[接上页]

(56) 对比文件

CN 113820677 A, 2021.12.21
CN 101281246 A, 2008.10.08
CN 102608565 A, 2012.07.25
CN 110954860 A, 2020.04.03
CN 109683126 A, 2019.04.26
EP 1167991 A2, 2002.01.02
EP 0918231 A2, 1999.05.26
US 3348195 A, 1967.10.17
WO 2015058702 A1, 2015.04.30
WO 2017181453 A1, 2017.10.26
EP 3062093 A1, 2016.08.31
US 2010027004 A1, 2010.02.04
US 2021096208 A1, 2021.04.01
EP 1253435 A1, 2002.10.30
US 5150310 A, 1992.09.22
JP 2005195347 A, 2005.07.21
JP 2005195347 A, 2005.07.21
US 2014049772 A1, 2014.02.20

李金洲.“基于多接收站的辐射源定位新方法研究”.《中国优秀硕士学位论文全文数据库》.2014,

李万春.“无参考通道的外辐射源雷达参数估计”.《系统工程与电子技术》.2016,

杨勇.“均匀圆形阵列DOA估计模糊分析”.《2009年全国天线年会论文集》.2009,

W.Li.“Method of multi-channel calibration for digital array radar”.《European Radar Conference》.2015,

Zhang meng liu.“Direction-of-Arrival Estimation Based on Deep Neural Networks With Robustness to Array Imperfections”.《IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION》.2018,

K.Ghaemi.“Ultrawideband HF/VHF Direction-Finding System For Unmanned Aerial Vehicles”.《IEEE》.2018,

1. 一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1、获取天线阵列接收到的第一信号;其中,第一信号为多个同型辐射源辐射的电磁脉冲在空间的合成信号;

步骤2、对第一信号进行放大、滤波、下变频和模数变换处理,得到第一数字信号;

步骤3、根据脉冲前沿检测和全脉冲参数测量,得到第一数字信号的重构样本信号;

步骤4、根据重构样本信号和准匹配滤波处理,得到加权后的鉴相结果;

步骤5、根据加权后的鉴相结果,得到多个辐射源电磁脉冲信号的到达角度;

步骤1具体为:

假定空间中存在 G 个同型辐射源,信号特征参数相同,辐射的电磁脉冲信号波形为

$$s(t) = \text{rect}(t / \tau) e^{j\pi\mu t^2} \quad (1)$$

式中, rect 表示矩形脉冲, τ 表示脉冲宽度, μ 表示调频斜率; G 个同型辐射源的电磁脉冲信号时序上存在延时;以第一个辐射源脉冲前沿到达时间为基准,则第 k 个辐射源脉冲前沿到达时间延时为 $\Delta\tau_k$;

天线阵列由 N 个天线组成,阵列接收到的是 G 个辐射源电磁脉冲信号空间叠加的合成信号,表示为

$$x(t) = \sum_{k=0}^{G-1} s(t + \Delta\tau_k) \quad (2)$$

式中, $s(t + \Delta\tau_k)$ 表示第 k 个辐射源脉冲, $\Delta\tau_k$ 表示传输时延;天线阵列接收到的 G 个同型辐射源辐射的电磁脉冲信号 $x(t)$ 被看作是信号 $s(t)$ 不同延时的叠加而成的和信号,而 G 个同型辐射源辐射的电磁脉冲信号 $x(t)$ 为第一信号;

步骤2具体为:

第一信号 $x(t)$ 经过微波前端进行放大、滤波,再经过下变频组件变成中频信号,最后通过多通道数字采集模块对 $x(t)$ 进行数字采样,得到第一数字信号 $x(n)$, $n \in [-N_s/2, N_s/2 - 1]$, 采样周期为 T_s , 采样长度为 N_s ;

步骤3具体为:

利用短时傅里变换对第一数字信号 $x(n)$ 信号进行时频分析,并测量得到脉冲宽度,调频带宽,调频方式;由于时间延时的差异,和信号 $x(n)$ 的脉冲前沿能够为单一信号,取脉冲前沿 ΔT 时间内的数字采样信号作为前沿脉冲信号数字样本 $\tilde{s}_{\Delta T}(n)$, $n \in [-N_s/2, -N_s/2 + \Delta T/T_s]$, 对样本信号 $\tilde{s}_{\Delta T}(n)$ 作短时傅里变换估计出调频斜率 $\hat{\mu}$, 并结合对第一数字信号 $x(n)$ 信号的测量结果,得到重构样本信号 $\tilde{s}(n)$;

步骤4包括:

步骤41、根据重构样本信号构造准匹配滤波函数,并对每个通道的接收信号进行准匹

配滤波处理；

步骤42、根据每个通道的准匹配滤波输出结果，并进行滤波峰值检测、鉴相处理，得到加权后的鉴相结果；

步骤5具体为：

利用式(6)的最小二乘法，得到 G 个信号的到达角度测量结果，

$$\theta(k) = \arcsin \frac{c \sum_{n=1}^{N-1} \hat{\varphi}_n(k)}{2\pi f \sum_{n=1}^{N-1} d_n}, \quad k = 1, 2, \dots, G \quad (6)$$

式中， $\theta(k)$ 为第 k 个信号的到达角度测量结果， d_n 为第 n 个基线， $\hat{\varphi}_n(k)$ 为第 k 个信号在 d_n 上的相位差。

2. 根据权利要求1的方法，其特征在于，步骤41具体为：

根据重构样本信号 $\tilde{s}(n)$ ，选取准匹配滤波函数 $h(n) = \tilde{s}(-n)$ ，则第一数字信号经过准匹配滤波器 $h(n)$ 后的输出为

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)h(n-m) \quad (3)$$

式中， $y(n)$ 为第一数字信号经过准匹配滤波器 $h(n)$ 后的输出结果。

3. 根据权利要求2的方法，其特征在于，步骤42具体为：

当 $n = \Delta\tau_k / T_s$ 时，滤波输出达到峰值 $y(n)_{\max}$

$$y(n)_{\max} = \sum_{n=-N_s/2}^{N_s/2-1} |x(n)||h(n)| \quad (4)$$

式中， $x(n)$ 为第一数字信号， $h(n)$ 为准匹配滤波器；

在每个滤波输出峰值中选取的 M 个极大值点分别鉴相，再对鉴相结果进行加权处理；

令 $\hat{\varphi}_n(k)$ ， $n = 1, 2, \dots, N-1$ ， $k = 1, 2, \dots, G$ 表示第 k 个信号第 n 个基线 d_n 上的相位差，则 $\hat{\varphi}_n(k)$ 表示为

$$\hat{\varphi}_n(k) = [\varphi_{n,1}(k), \varphi_{n,2}(k), \dots, \varphi_{n,M}(k)] [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \quad (5)$$

式中， $\varphi_{n,1}(k), \varphi_{n,2}(k), \dots, \varphi_{n,M}(k)$ 表示第 n 个基线 d_n 上第 k 个信号滤波峰值中选取的 M 个极大值点的鉴相结果， w_1, w_2, \dots, w_M 为鉴相加权系数。

4. 一种根据权利要求1-3中任一项所述的基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法的装置，其特征在于，所述装置包括：

获取模块，用于获取天线阵列接收到的第一信号；其中，第一信号为多个同型辐射源辐

射的电磁脉冲在空间的合成信号；

处理模块,用于对第一信号进行放大、滤波、下变频和模数变换处理,得到第一数字信号；

重构模块,用于根据脉冲前沿检测和全脉冲参数测量,得到第一数字信号的重构样本信号；

鉴相模块,用于根据重构样本信号和准匹配滤波处理,得到加权后的鉴相结果；

计算模块,用于根据加权后的鉴相结果,得到多个辐射源电磁脉冲信号的到达角度。

一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及阵列信号处理技术领域,特别是一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法及装置。

背景技术

[0002] 传统的干涉仪测向是利用阵列天线各阵元接收同一信号的相位差来测量信号的到达角度。传统相位干涉仪测向方法只能对单个辐射源的到达角度进行测量。对于多辐射源场景,由于基线相位差只能反映其合成的相位中心信息,干涉仪测向方法无法得到正确的到达角度测量结果。

[0003] 现有的阵列测向算法以多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)方法为主要代表。现有的MUSIC测向算法将阵列接收数据协方差矩阵进行特征值分解,利用信号子空间与噪声子空间 U_n 的正交性,通过角度搜索过程得到空间谱,谱峰极大值的位置对应信号的到达角度。

[0004] MUSIC算法虽然可以对多个辐射源到达角度进行测量,但是理论上 N 个阵元最多只能测量 $N-1$ 个辐射源的到达角度,对于阵元数量有限的条件下,辐射源数量越多,MUSIC算法性能下降越明显,当辐射源数量大于或等于阵元数量的条件下,MUSIC算法完全失效。

发明内容

[0005] 鉴于此,本发明提供一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法及装置,能够对多辐射源同时到达信号进行测向,在阵元数量有限的条件下,测向性能不受辐射源数量的影响,并且能够在阵元数量小于或等于辐射源数量条件下进行正确测向。

[0006] 本发明公开了一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法,包括以下步骤:

[0007] 步骤1、获取天线阵列接收到的第一信号;其中,第一信号为多个同型辐射源辐射的电磁脉冲在空间的合成信号;

[0008] 步骤2、对第一信号进行放大、滤波、下变频和模数变换处理,得到第一数字信号;

[0009] 步骤3、根据脉冲前沿检测和全脉冲参数测量,得到第一数字信号的重构样本信号;

[0010] 步骤4、根据重构样本信号和准匹配滤波处理,得到加权后的鉴相结果;

[0011] 步骤5、根据加权后的鉴相结果,得到多个辐射源电磁脉冲信号的到达角度。

[0012] 可选的,步骤1具体为:

[0013] 假定空间中存在 G 个同型辐射源,信号特征参数相同,辐射的电磁脉冲信号波形为

$$[0014] \quad s(t) = \text{rect}(t / \tau) e^{j\pi \mu t^2} \quad (1)$$

[0015] 式中, rect 表示矩形脉冲, τ 表示脉冲宽度, μ 表示调频斜率; G 个同型辐射源的电磁脉冲信号时序上存在延时; 以第一个辐射源脉冲前沿到达时间为基准, 则第 k 个辐射源脉冲前沿到达时间延时为 $\Delta\tau_k$;

[0016] 天线阵列由 N 个天线组成, 阵列接收到的是 G 个辐射源电磁脉冲信号空间叠加的合成信号, 表示为

$$[0017] \quad \mathbf{x}(t) = \sum_{k=0}^{G-1} \mathbf{s}(t + \Delta\tau_k) \quad (2)$$

[0018] 式中, $\mathbf{s}(t + \Delta\tau_k)$ 表示第 k 个辐射源脉冲, $\Delta\tau_k$ 表示传输时延; 天线阵列接收到的 G 个同型辐射源辐射的电磁脉冲信号 $\mathbf{x}(t)$ 被看作是信号 $\mathbf{s}(t)$ 不同延时的叠加而成的和信号, 而 G 个同型辐射源辐射的电磁脉冲信号 $\mathbf{x}(t)$ 为第一信号。

[0019] 可选的, 步骤2具体为:

[0020] 第一信号 $\mathbf{x}(t)$ 经过微波前端进行放大、滤波, 再经过下变频组件变成中频信号, 最后通过多通道数字采集模块对 $\mathbf{x}(t)$ 进行数字采样, 得到第一数字信号 $\mathbf{x}(n)$, $n \in [-N_s/2, N_s/2 - 1]$, 采样周期为 T_s , 采样长度为 N_s 。

[0021] 可选的, 步骤3具体为:

[0022] 利用短时傅里变换对第一数字信号 $\mathbf{x}(n)$ 信号进行时频分析, 并测量得到脉冲宽度, 调频带宽, 调频方式; 由于时间延时的差异, 和信号 $\mathbf{x}(n)$ 的脉冲前沿能够为单一信号, 取脉冲前沿 ΔT 时间内的数字采样信号作为前沿脉冲信号数字样本 $\tilde{\mathbf{s}}_{\Delta T}(n)$, $n \in [-N_s/2, -N_s/2 + \Delta T/T_s]$, 对样本信号 $\tilde{\mathbf{s}}_{\Delta T}(n)$ 作短时傅里变换估计出调频斜率 $\hat{\mu}$, 并结合对第一数字信号 $\mathbf{x}(n)$ 信号的测量结果, 得到重构样本信号 $\tilde{\mathbf{s}}(n)$ 。

[0023] 可选的, 步骤4包括:

[0024] 步骤41、根据重构样本信号构造准匹配滤波函数, 并对每个通道的接收信号进行准匹配滤波处理;

[0025] 步骤42、根据每个通道的准匹配滤波输出结果, 并进行滤波峰值检测、鉴相处理, 得到加权后的鉴相结果。

[0026] 可选的, 步骤41具体为:

[0027] 根据重构样本信号 $\tilde{\mathbf{s}}(n)$, 选取准匹配滤波函数 $\mathbf{h}(n) = \tilde{\mathbf{s}}(-n)$, 则第一数字信号经过准匹配滤波器 $\mathbf{h}(n)$ 后的输出为

$$[0028] \quad \mathbf{y}(n) = \mathbf{x}(n) * \mathbf{h}(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \mathbf{x}(m)\mathbf{h}(n-m) \quad (3)$$

[0029] 式中, $\mathbf{y}(n)$ 为第一数字信号经过准匹配滤波器 $\mathbf{h}(n)$ 后的输出结果。

[0030] 可选的,步骤42具体为:

[0031] 当 $n = \Delta\tau_k / T_s$ 时,滤波输出达到峰值 $y(n)_{\max}$

$$[0032] \quad y(n)_{\max} = \sum_{n=-N_z/2}^{N_z/2-1} |x(n)||h(n)| \quad (4)$$

[0033] 式中, $x(n)$ 为第一数字信号, $h(n)$ 为准匹配滤波器;

[0034] 在每个滤波输出峰值中选取的 M 个极大值点分别鉴相,再对鉴相结果进行加权处理;

[0035] 令 $\hat{\varphi}_n(k)$, $n=1,2,\dots,N-1$, $k=1,2,\dots,G$ 表示第 k 个信号第 n 个基线 d_n 上的相位差,则 $\hat{\varphi}_n(k)$ 表示为

$$[0036] \quad \hat{\varphi}_n(k) = [\varphi_{n,1}(k), \varphi_{n,2}(k), \dots, \varphi_{n,M}(k)] [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \quad (5)$$

[0037] 式中, $\varphi_{n,1}(k), \varphi_{n,2}(k), \dots, \varphi_{n,M}(k)$ 表示第 n 个基线 d_n 上第 k 个信号滤波峰值中选取的 M 个极大值点的鉴相结果, w_1, w_2, \dots, w_M 为鉴相加权系数。

[0038] 可选的,步骤5具体为:

[0039] 利用式(6)的最小二乘法,得到 G 个信号的到达角度测量结果,

$$[0040] \quad \theta(k) = \arcsin \frac{c \sum_{n=1}^{N-1} \hat{\varphi}_n(k)}{2\pi f \sum_{n=1}^{N-1} d_n}, \quad k=1,2,\dots,G \quad (6)$$

[0041] 式中, $\theta(k)$ 为第 k 个信号的到达角度测量结果, d_n 为第 n 个基线, $\hat{\varphi}_n(k)$ 为第 k 个信号在 d_n 上的相位差。

[0042] 本发明还公开了一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量装置,包括:

[0043] 获取模块,用于获取天线阵列接收到的第一信号;其中,第一信号为多个同型辐射源辐射的电磁脉冲在空间的合成信号;

[0044] 处理模块,用于对第一信号进行放大、滤波、下变频和模数变换处理,得到第一数字信号;

[0045] 重构模块,用于根据脉冲前沿检测和全脉冲参数测量,得到第一数字信号的重构样本信号;

[0046] 鉴相模块,用于根据重构样本信号和准匹配滤波处理,得到加权后的鉴相结果;

[0047] 计算模块,用于根据加权后的鉴相结果,得到多个辐射源电磁脉冲信号的到达角度。

[0048] 由于采用了上述技术方案,本发明具有如下的优点:与常规干涉仪测向和MUSIC超分辨测向方法相比,本方法能够对多辐射源同时到达信号进行测向,在阵元数量有限的条件下,测向性能不受辐射源数量的影响,并且能够在阵元数量小于或等于辐射源数量条件

下进行正确测向。本方法需要的硬件条件与常规干涉仪测向相同,其计算量与常规干涉仪测向方法相比只增加了准匹配滤波处理,远低于MUSIC超分辨测向方法。

附图说明

[0049] 为了更清楚地说明本发明实施例中的技术方案,下面将对实施例描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本发明实施例中记载的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0050] 图1为现有技术中常规干涉仪测向原理示意图;

[0051] 图2为本发明实施例的一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法的流程图示意图;

[0052] 图3为本发明实施例的一种多辐射源电磁脉冲信号时序关系示意图;

[0053] 图4为本发明实施例的一种到达角度测量原理框图示意图;

[0054] 图5为本发明实施例的一种实施实例组成框图示意图;

[0055] 图6为本发明实施例的一种准匹配滤波结果示意图;

[0056] 图7为本发明实施例的一种测量均方根误差示意图;

[0057] 图8为本发明实施例的一种与常规干涉仪及MUSIC方法比较结果示意图。

具体实施方式

[0058] 结合附图和实施例对本发明作进一步说明,显然,所描述的实施例仅是本发明实施例一部分实施例,而不是全部的实施例。本领域普通技术人员所获得的所有其他实施例,都应当属于本发明实施例保护的范围。

[0059] 传统的干涉仪测向是利用阵列天线各阵元接收同一信号的相位差来测量信号的到达角度,如图1所示,其基本原理简述如下:

[0060] 空间中远场信号以到达角度 θ 入射到阵列上,各阵元信号在 $[-\pi, \pi)$ 区间内有模糊相位差可以表示为:

$$[0061] \quad \varphi_n(t) = \frac{2\pi d_n \sin \theta}{\lambda}, \quad n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

[0062] 式中, d_n 为各基线长度, λ 为信号波长, $\lambda = c/f$, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 为常数, f 为信号频率。利用长短基线的相位关系,对解模糊和相位校正,从而得到信号的到达角度。

[0063] 传统相位干涉仪测向方法只能对单个辐射源的到达角度进行测量。对于多辐射源场景,由于基线相位差只能反映其合成的相位中心信息,干涉仪测向方法无法得到正确的到达角度测量结果。

[0064] 现有的阵列测向算法以多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)方法为主要代表。

[0065] 对于空间中 G 个远场信号入射到阵列上, t 时刻的阵列接收数据 $\mathbf{x}(t)$ 为:

$$[0066] \quad \mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^G \mathbf{a}(\theta_k) s(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A} s(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

[0067] 式中 $A=[a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_k)]$, 表示阵列流型, $a(\theta_k)$ 表示信号导向矢量, θ_k 表示第 k 个信号的到达角度, $s(t)$ 为信号矢量, $n(t)$ 为噪声矢量。

[0068] 现有的MUSIC测向算法将阵列接收数据协方差矩阵进行特征值分解, 利用信号子空间与噪声子空间 U_n 的正交性, 通过角度搜索过程得到空间谱, 谱峰极大值的位置对应信号的到达角度, 谱峰搜索计算公式为

$$[0069] \quad P_{music}(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H U_n U_n^H a(\theta)} \quad (3)$$

[0070] MUSIC算法虽然可以对多个辐射源到达角度进行测量, 但是理论上 N 个阵元最多只能测量 $N-1$ 个辐射源的到达角度, 对于阵元数量有限的条件下, 辐射源数量越多, MUSIC算法性能下降越明显, 当辐射源数量大于或等于阵元数量的条件下, MUSIC算法完全失效。

[0071] 为解决现有技术中存在的技术问题, 鉴于此, 本发明给出了以下实施例以便于理解。

[0072] 实施例一:

[0073] 参见图2, 本发明提供了一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法的实施例, 该方法包括以下步骤:

[0074] S1、获取天线阵列接收到的第一信号; 其中, 第一信号为多个同型辐射源辐射的电磁脉冲在空间的合成信号;

[0075] S2、对第一信号进行放大、滤波、下变频和模数变换处理, 得到第一数字信号;

[0076] S3、根据脉冲前沿检测和全脉冲参数测量, 得到第一数字信号的重构样本信号;

[0077] S4、根据重构样本信号和准匹配滤波处理, 得到加权后的鉴相结果;

[0078] S5、根据加权后的鉴相结果, 得到多个辐射源电磁脉冲信号的到达角度。

[0079] 具体地, 本实施例的具体实现步骤如下:

[0080] 多个位置不同的同型辐射源辐射的电磁脉冲信号, 由于传输路径的差异, 到达接收天线阵列的时间也存在差异, 多辐射源的电磁脉冲具有不完全重合特性。假定空间中存在 G 个同型辐射源, 信号特征参数相同, 辐射的电磁脉冲信号波形为

$$[0081] \quad s(t) = \text{rect}(t / \tau) e^{j\pi\mu t^2} \quad (4)$$

[0082] 式中, rect 表示矩形脉冲, τ 表示脉冲宽度, μ 表示调频斜率。 G 个同型辐射源的电磁脉冲信号时序关系可以用图3表示。以第一个辐射源脉冲前沿到达时间为基准, 则第 k 个辐射源脉冲前沿到达时间延时为 $\Delta\tau_k$ 。

[0083] 天线阵列由 N 个天线组成, 阵列接收到的是 G 个辐射源电磁脉冲信号空间叠加的合成信号, 可以表示为

$$[0084] \quad x(t) = \sum_{k=0}^{G-1} s(t + \Delta\tau_k) \quad (5)$$

[0085] 式中, $s(t + \Delta\tau_k)$ 表示第 k 个辐射源脉冲, $\Delta\tau_k$ 表示传输时延。从式(4)可以看出, 天线阵列接收到的 G 个同型辐射源辐射的电磁脉冲信号 $x(t)$ 可以看作是信号 $s(t)$ 不同延时的叠加而成的和信号。信号 $x(t)$ 经过微波前端进行放大、滤波, 再经过下变频组件变成中频信号, 最后通过多通道数字采集模块对 $x(t)$ 进行数字采样(采样周期为 T_s , 采样长度为 N_s), 得到数字信号 $x(n)$, $n \in [-N_s/2, N_s/2 - 1]$ 。利用STFT(短时傅里变换)对 $x(n)$ 信号进行时频分析, 并测量得到脉冲宽度, 调频带宽, 调频方式等信息。由于时间延时的差异, 一般情况下和信号 $x(n)$ 的脉冲前沿为单一信号, 取脉冲前沿 ΔT 时间内的数字采样信号作为前沿脉冲信号数字样本 $\tilde{s}_{\Delta T}(n)$, $n \in [-N_s/2, -N_s/2 + \Delta T/T_s]$, 对样本信号 $\tilde{s}_{\Delta T}(n)$ 作STFT估计出调频斜率 $\hat{\mu}$, 并结合对 $x(n)$ 信号的测量结果, 构造出样本信号 $\tilde{s}(n)$ 。 $\tilde{s}(n)$ 是对 $s(t)$ 信号在数字域的重构结果, 可以近似看作与 $s(t)$ 信号数字采样后的 $s(n)$ 信号波形匹配。选取准匹配滤波函数 $h(n) = \tilde{s}(-n)$, 则信号经过准匹配滤波器 $h(n)$ 后的输出为

$$[0086] \quad y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)h(n-m) \quad (6)$$

[0087] 当 $n = \Delta\tau_k / T_s$ 时, 滤波输出达到峰值 $y(n)_{\max}$

$$[0088] \quad y(n)_{\max} = \sum_{n=-N_s/2}^{N_s/2-1} |x(n)||h(n)| \quad (7)$$

[0089] 由式(7)可以看出, $x(n)$ 经过准匹配滤波器 $h(n)$ 后, G 个辐射源电磁脉冲信号由于到达时间不同, 每个天线上信号在时域上不同延时处滤波输出到达峰值, 因此可以通过阵列上每个天线准匹配滤波输出的 G 个峰值实现对 G 个辐射源电磁脉冲信号的检测。

[0090] 由于 G 个辐射源电磁脉冲信号在每个天线的准匹配滤波输出峰值对应信号在时域上的不同延时, 因此辐射源数量 G 可以不受阵列天线阵元数量 N 的影响, 即可以在 $N \leq G$ 的条件下实现对每个辐射源信号到达角度的正确测量。对阵列上 N 个天线上滤波输出的 G 个峰值分别进行鉴相处理, 得到 G 个信号在 N 个天线上各基线的相位差。由于准匹配滤波函数 $h(n) = \tilde{s}(-n)$, 而 $\tilde{s}(n)$ 是利用参数测量结果对 $s(n)$ 信号在数字域进行重构的结果, 与实际的 $s(t)$ 信号数字采样后的波形相比存在一定的重构误差, 因此 G 个信号的准匹配滤波输出峰值中会出现多个极值点。在每个滤波输出峰值中选取的 M 个极大值点分别鉴相, 再对鉴相结果进行加权处理。令 $\hat{\varphi}_n(k)$, $n = 1, 2, \dots, N-1$, $k = 1, 2, \dots, G$ 表示第 k 个信号第 n 个基线 d_n 上的相位差, 则 $\hat{\varphi}_n(k)$ 可以表示为

$$[0091] \quad \hat{\varphi}_n(k) = [\varphi_{n,1}(k), \varphi_{n,2}(k), \dots, \varphi_{n,M}(k)] [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \quad (8)$$

[0092] 式中, $\varphi_{n,1}(k), \varphi_{n,2}(k), \dots, \varphi_{n,M}(k)$ 表示第 n 个基线 d_n 上第 k 个信号滤波峰值中选取的 M 个极大值点的鉴相结果, w_1, w_2, \dots, w_M 为鉴相加权系数。最后利用式 (9) 所示的最小二乘法, 得到 G 个信号的到达角度测量结果。

$$[0093] \quad \theta(k) = \arcsin \frac{c \sum_{n=1}^{N-1} \hat{\varphi}_n(k)}{2\pi f \sum_{n=1}^{N-1} d_n}, \quad k = 1, 2, \dots, G \quad (9)$$

[0094] 式中, $\theta(k)$ 为第 k 个信号的到达角度测量结果, d_n 为第 n 个基线, $\hat{\varphi}_n(k)$ 为第 k 个信号在 d_n 上的相位差。

[0095] 基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量方法, 通过脉冲前沿检测重构样本信号, 并利用脉冲时序差异引入的准匹配滤波输出峰值信息, 在不同天线上对多个辐射源独立鉴相处理, 可实现在阵元数量小于或等于辐射源数量的条件下对多个辐射源到达角度的测量, 其原理框图如图4所示。

[0096] 实施例二:

[0097] 下面结合附图和实施实例对本发明的方案作详细说明。本实施实例在以本发明技术方法为前提下进行实施, 给出了详细的实施方式, 但本发明的保护范围不限于下述的实施实例。

[0098] 本实施实例中, 通过在微波暗室开展辐射试验的方式。采用本发明提出的方法对中心频率为7GHz的8个辐射源信号进行到达角度测量, 其中辐射源条件设置如下:

[0099] 1) 设置8台信号源为时钟同步工作模式, 并产生同步脉冲信号, 中心频率为9GHz, 重频为1000 μ s, 脉宽为10 μ s, 信号带宽30MHz, 调制样式为线性调频, 且辐射源信号在时域上重叠, 延时分别设置为0 μ s、1.1 μ s、2.3 μ s、3.5 μ s、4.6 μ s、5.7 μ s、6.5 μ s、7.8 μ s。

[0100] 2) 在暗室中架设8个辐射源天线, 角度分别为-17 $^\circ$ 、-11 $^\circ$ 、-6 $^\circ$ 、-1 $^\circ$ 、3 $^\circ$ 、8 $^\circ$ 、15 $^\circ$ 、20 $^\circ$, 并用射频电缆连接到8台信号源的射频输出端。

[0101] 采用本发明提出的方法对多辐射源信号的到达角度进行测量, 实施实例的组成框图如图5所示, 具体步骤如下:

[0102] 1) 采用4个单元天线构成测向阵列, 采用微波前端、下变频通道将接收到的射频信号放大并下变频至中频信号, 再采用多通道数字采集板以4路中频信号进行并行采样, 脉冲前沿检测, 并将采样数据传输至信号处理器进行存储和处理;

[0103] 2) 对脉冲前沿 $\Delta T = 1\mu$ s 时间内的信号进行采样, 并对全脉冲进行参数测量, 利用测量得到的调频斜率、脉冲宽度、调频带宽等重构样本信号 $\tilde{s}(t)$;

[0104] 3) 根据样本信号构造准匹配滤波函数 $h(n) = \tilde{s}(-n)$, 对4通道的接收信号按照实施例一中的式 (6) 进行准匹配滤波处理, 得到4个通道的滤波输出结果;

[0105] 4) 根据实施例一中的式(7)对滤波输出峰值进行检测,再按照实施例一中的式(8)进行加权鉴相处理,最后计算各通道间的相位差,按照实施例一中的式(9)完成对各辐射源信号的到达角度测量;

[0106] 5) 在相同条件下,对比本发明方法与常规干涉仪及MUSIC算法的到达角度测量结果;

[0107] 6) 在不同的信噪比条件下,统计8个辐射源信号到达角度测量的均方根误差(根据1000个脉冲数据的处理结果统计)。

[0108] 如图6所示,电磁脉冲信号经过由样本信号构造的准匹配滤波器函数后,由于脉冲时序上的差异,多个辐射源信号经过准匹配滤波输出后在不同延时处到达峰值,可以按照实施例一中的式(8)分别对多辐射源的检测、加权鉴相位等处理。

[0109] 如图7所示,样本信号 $\tilde{s}(n)$ 是利用参数测量结果进行信号重构的得到的,与实际的 $s(t)$ 信号数字采样波形相比存在一定的重构误差。RMSE表示测向均方根误差, SNR_i 表示样本信号的信噪比, SNR 表示检测信噪比。当信号重构误差较大时 ($SNR_i = 5\text{dB}$), 高检测信噪比条件下,多辐射源测向均方根误差不超过 0.2° ; 当重构误差较小时 ($SNR_i = 10\text{dB}$), 低检测信噪比条件下,多辐射源测向最大均方根误差不超过 0.2° , 高信噪比条件下,多辐射源测向最大均方根误差不超过 0.1° 。

[0110] 如图8所示,当测向天线阵列单元天线个数为4,辐射源信号数量为8时,采用本发明的方法(图中倒三角)能够对全部8个辐射源信号的到达角度进行正确测量。作为对比,如采用常规干涉仪测向方法(图中○),只能输出由合成的相位中心信息计算得出的1个错误的到达角度,无法得到多辐射源正确的到达角度测量结果;如采用MUSIC测向方法(图中●),受单元天线个数的限制只能输出3个到达角度,且与实际值相比误差较大,也无法实现多辐射源的正确测向。从而验证了本发明的方法对多辐射源信号的处理性能明显优于常规干涉仪测向和MUSIC测向方法。

[0111] 实施例三:

[0112] 本发明还提供了一种基于准匹配滤波的多辐射源到达角度测量装置的实施例,包括:

[0113] 获取模块,用于获取天线阵列接收到的第一信号;其中,第一信号为多个同型辐射源辐射的电磁脉冲在空间的合成信号;

[0114] 处理模块,用于对第一信号进行放大、滤波、下变频和模数变换处理,得到第一数字信号;

[0115] 重构模块,用于根据脉冲前沿检测和全脉冲参数测量,得到第一数字信号的重构样本信号;

[0116] 鉴相模块,用于根据重构样本信号和准匹配滤波处理,得到加权后的鉴相结果;

[0117] 计算模块,用于根据加权后的鉴相结果,得到多个辐射源电磁脉冲信号的到达角度。

[0118] 最后应当说明的是:以上实施例仅用以说明本发明的技术方案而非对其限制,尽管参照上述实施例对本发明进行了详细的说明,所属领域的普通技术人员应当理解:依然可以对本发明的具体实施方式进行修改或者等同替换,而未脱离本发明精神和范围的任何

修改或者等同替换,其均应涵盖在本发明的权利要求保护范围之内。

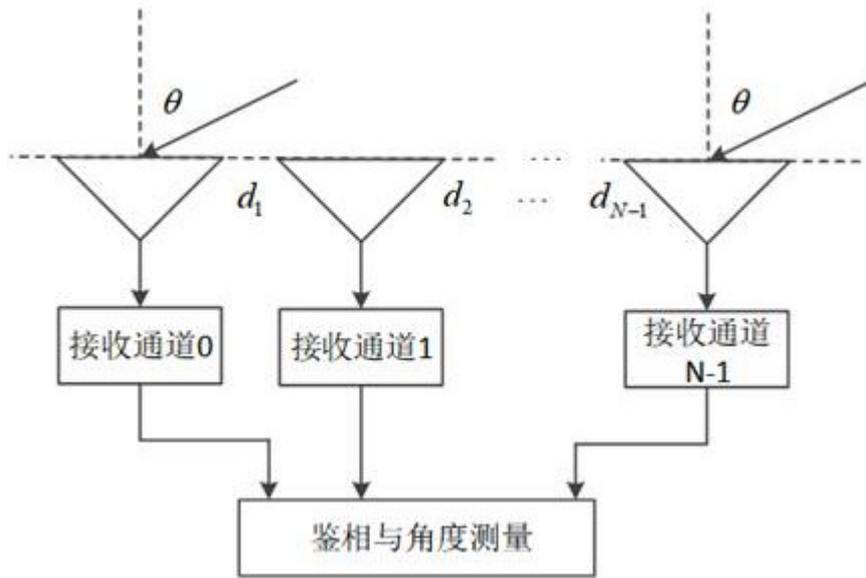


图1

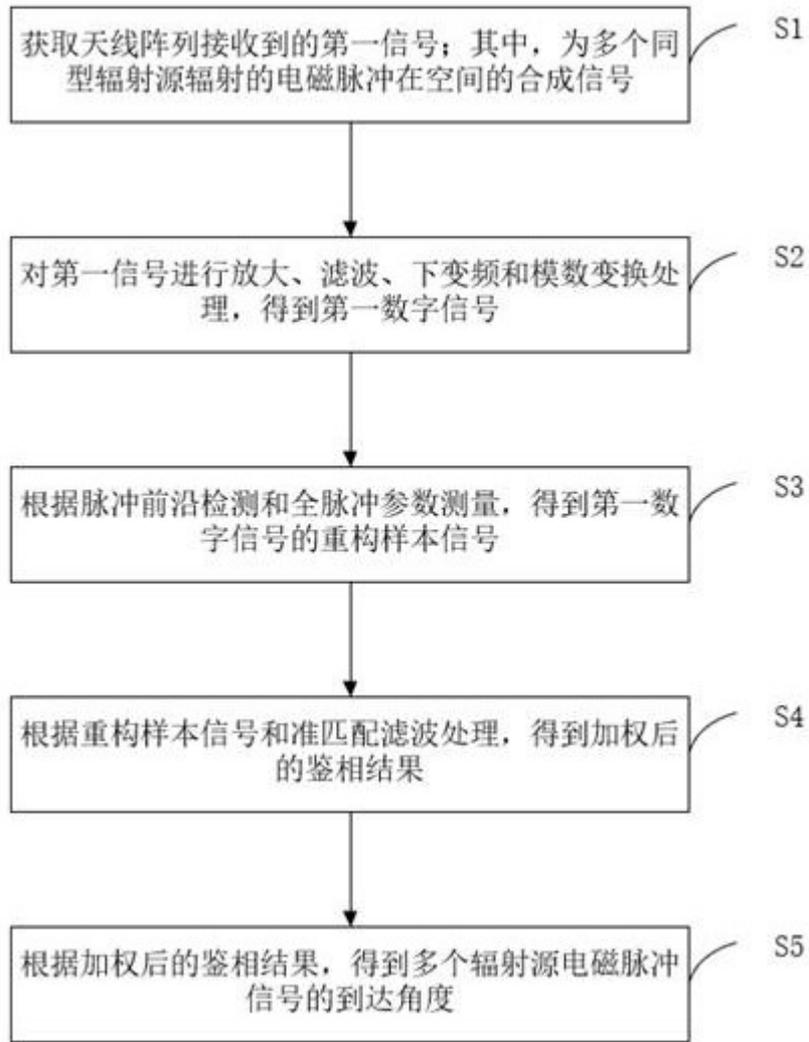


图2

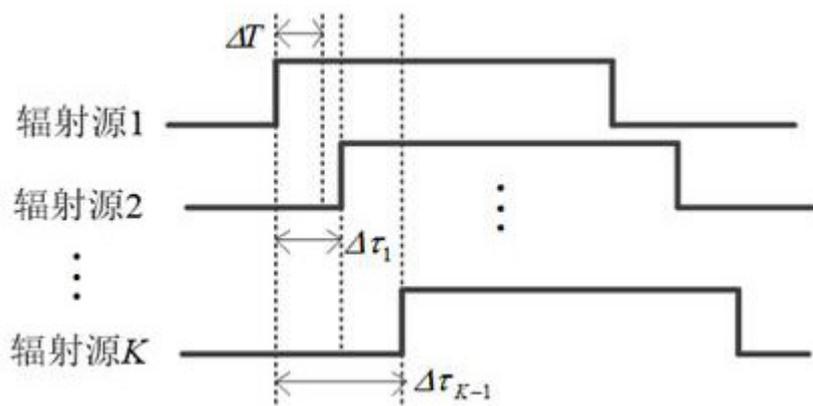


图3

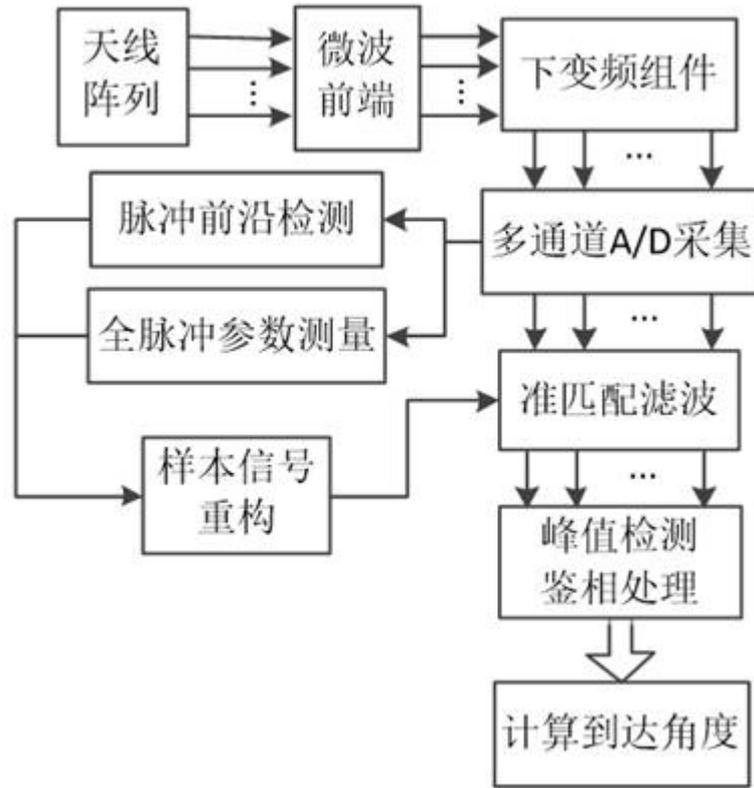


图4

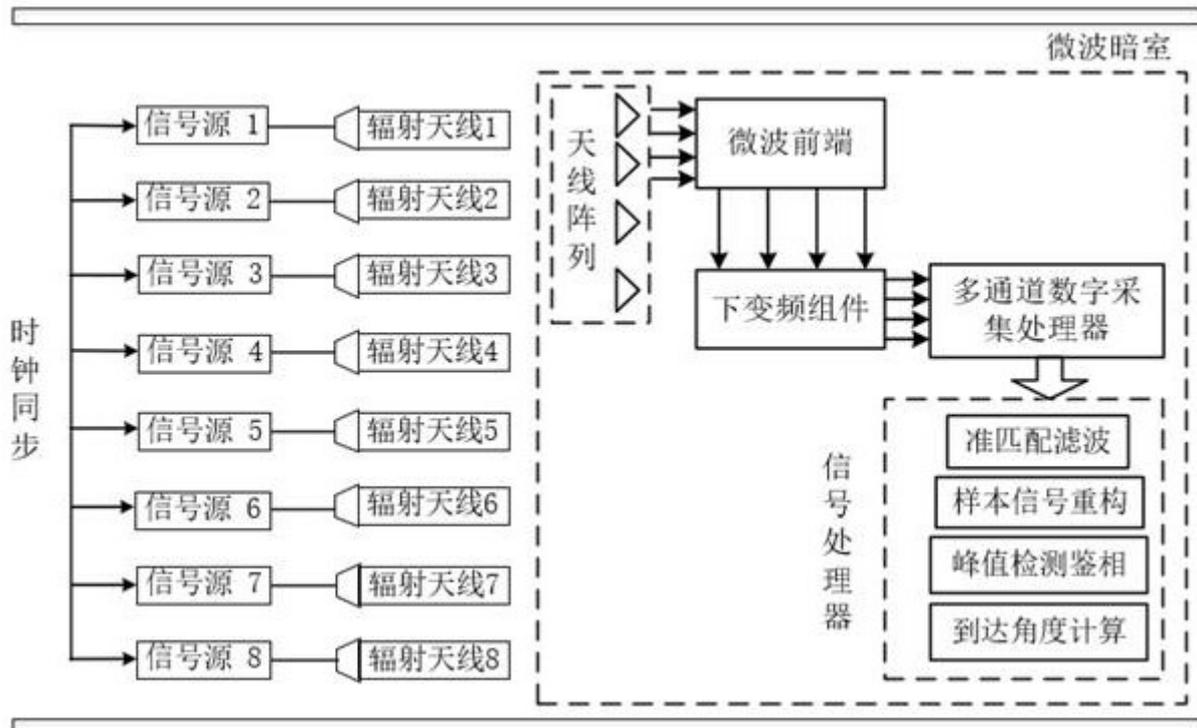


图5

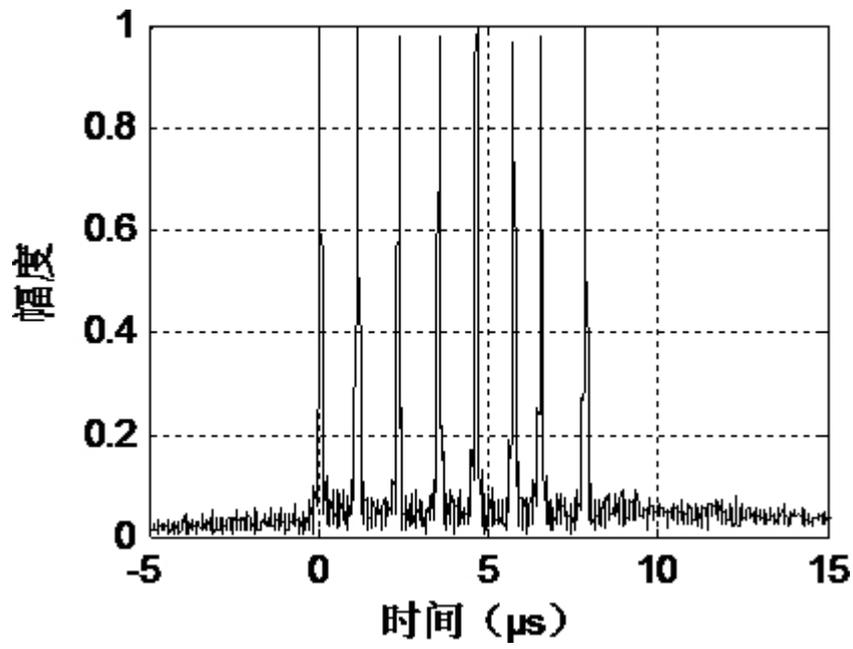


图6

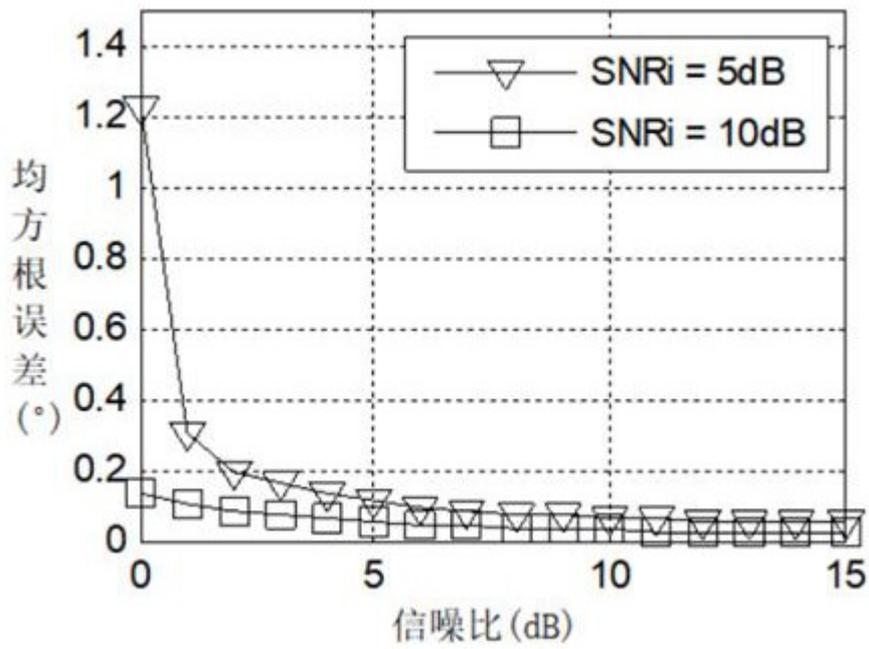


图7

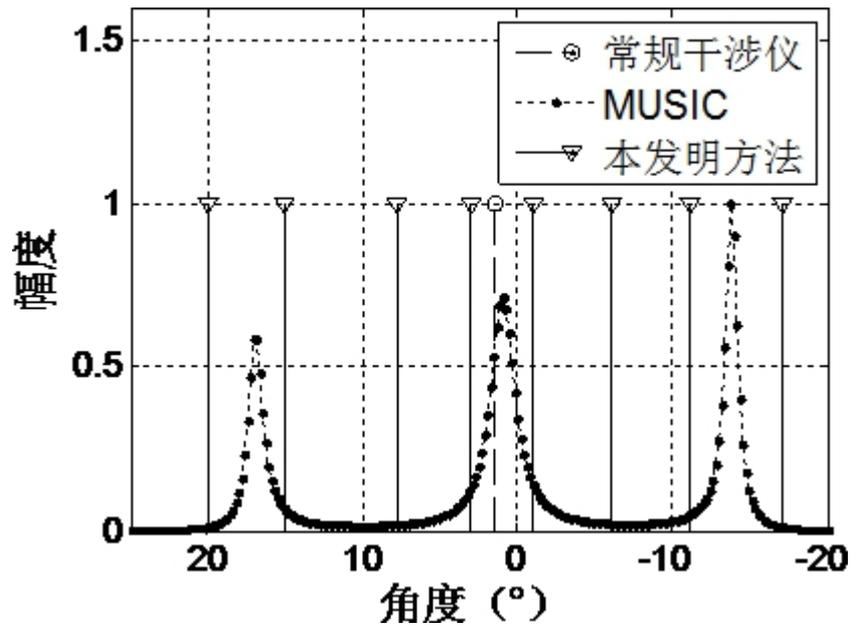


图8