



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113708859 B

(45) 授权公告日 2024.03.22

(21) 申请号 202110989850.9

H04L 25/02 (2006.01)

(22) 申请日 2021.08.26

G06F 17/14 (2006.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

G06F 17/15 (2006.01)

申请公布号 CN 113708859 A

G06F 17/18 (2006.01)

(43) 申请公布日 2021.11.26

(56) 对比文件

(73) 专利权人 大连工业大学

CN 101645865 A, 2010.02.10

地址 116034 辽宁省大连市甘井子区轻工苑1号

CN 109633554 A, 2019.04.16

CN 111580110 A, 2020.08.25

(72) 发明人 夏楠 邢宝辉 崔桐 马昕昕

US 2016352444 A1, 2016.12.01

US 2021218485 A1, 2021.07.15

向润林 李博 赵昕

审查员 毕雅超

(74) 专利代理机构 大连东方专利代理有限责任公司 21212

专利代理师 姜玉蓉 李洪福

(51) Int. Cl.

H04B 17/364 (2015.01)

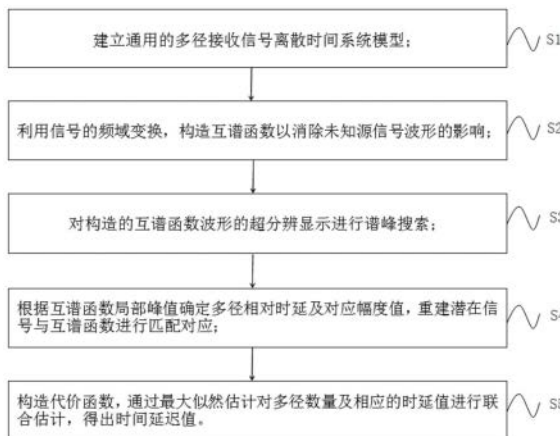
权利要求书2页 说明书9页 附图3页

(54) 发明名称

一种超分辨多径数量及时延联合估计方法

(57) 摘要

本发明提供一种超分辨多径数量及时延联合估计方法,包括:建立通用的多径接收信号离散时间系统模型;利用信号的频域变换,构造互谱函数以消除未知源信号波形的影响;对构造的互谱函数波形的超分辨显示进行谱峰搜索;根据互谱函数局部峰值确定多径相对时延及对应幅度值,重建潜在信号与互谱函数进行匹配对应;构造代价函数,通过最大似然估计对多径数量及相应的时延值进行联合估计,得出时间延迟值。本发明提供的超分辨多径数量及时延联合估计方法是一种源信号与多径数量未知的时延估计方法,通过消除源信号波形和干扰的影响,提出了一种新的互谱函数,利用互谱函数的超分辨显示提取时延参数信息,根据时延参数信息重建潜在信号与互谱函数相匹配。



1. 一种超分辨多径数量及时延联合估计方法,其特征在于,包括如下步骤:

S1、建立通用的多径接收信号离散时间系统模型;

S2、利用信号的频域变换,构造互谱函数以消除未知源信号波形的影响;所述步骤S2的具体实现过程如下:

S21、设置一组时间延迟点 D^l , $l=1, 2, \dots, N$,其中 N 是等间隔采样的总点数,对步骤S12中的表达式作归一化处理,得到互谱函数如下:

$$\phi^l = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{R_1(k)R_2^H(k)}{|R_1(k)| \cdot |R_2(k)|} e^{\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} D^l}$$

其中, H 表示共轭; K 表示总采样点数, $R_1(k)$ 是第一路接收信号的离散傅立叶变换, $R_2(k)$ 是第二路接收信号的离散傅立叶变换;

S22、对傅里叶的采样平均值进行离散来抑制噪声的部分,令 $A(k) = \frac{|S(k)|^2}{|R_1(k)| \cdot |R_2(k)|}$, S

(k)是发射信号的离散傅立叶变换,将互谱函数重写为:

$$\phi^l = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=1}^{J_1} \sum_{j=1}^{J_2} A(k) \alpha_i \beta_j e^{\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} (\lambda_j - \tau_i + D^l)}$$

其中, $\{\alpha_i\}_{i=1}^{J_1}$ 是第一路源信号到接收站之间的信道衰减系数, $\{\beta_j\}_{j=1}^{J_2}$ 是第二路源信号到接收站之间的信道衰减系数, J_1 为第一路接收信号的多径数量, J_2 为第二路接收信号的多径数量, $\{\tau_i\}_{i=1}^{J_1}$ 是第一路接收信号的每一条多径数相对应的时延值, $\{\lambda_j\}_{j=1}^{J_2}$ 是第二路接收信号的每一条多径数相对应的时延值;

S23、基于步骤S22的互谱函数,设置的时间延迟点 D^l 最接近真实的时间延迟点时会有较大的谱峰,即当时间延迟点 $D^l = \tau_i - \lambda_j$ 时, ϕ^l 的幅值最大,即: $|\phi_{i,j}^l| = \left| \frac{\alpha_i \beta_j}{K} \sum_{k=0}^{K-1} A(k) \right|$;

S24、若设置的时间延时点 D^l 不接近真实的时延值,则表示频率差依然存在,复正弦波形在几个完整周期的平均值为零;

S3、对构造的互谱函数波形的超分辨显示进行谱峰搜索;所述步骤S3的具体实现过程如下:

S31、令 $m=1, 2, \dots, M$,搜索 $|\phi^l|$ 的相应 M 峰的信息,利用 $l^* = \arg \max_l |\phi^l|$ 函数得到相应的时延信息 $\Delta \hat{\tau}_m = D^{l^*}$ 和幅度信息 $\hat{\alpha}_m = |\phi^{l^*}|$;

S32、定义间隔宽度 Δl ,并将 $|\phi^l|$ 的值在 $[l^* - \Delta l, l^* + \Delta l]$ 范围内设置为零;

S33、若 $m=M$,则表示多径数与所设值相匹配,否则 $m=m+1$,返回执行步骤S31;

S4、根据互谱函数局部峰值确定多径相对时延及对应幅度值,重建潜在信号与互谱函数进行匹配对应;

S5、构造代价函数,通过最大似然估计对多径数量及相应的时延值进行联合估计,得出

时间延迟值。

一种超分辨多径数量及时延联合估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及数字无线通信技术领域,具体而言,尤其涉及一种超分辨多径数量及时延联合估计方法。

背景技术

[0002] 多径时延估计是雷达、声纳等无线通信领域中经常出现的问题。多径是指在信号的传输过程中不止只有发送端与接收端这一条直达路径,由于传播过程中建筑物的遮挡以及公路上移动车辆的反射等因素造成信号会有其他不同于直达路径的路线传播,即信号从发送端到接收端有多条路径传输,同理,在接收端接收到的信号就会有多个,多个接收信号会对实际接收的信号造成干扰,由于传输的信号都是同一信号,只是传播的路径有所不同,信号经过不同的路径传输,其所携带的能量也会有不同程度的衰减,相应的在接收信号中表现为幅度的减少。而且接收时每个路径到达接收站的时间有一个相对的时间差,这个相对的时间差就称为时延,为了能准确的得到传输信号的信息,需要求解出相对应的时延值及其衰减程度。

[0003] 目前多径时延的估计方法有相关法,改进的MUSIC算法和相关熵的期望最大化算法等等。

[0004] 相关法是在无线电定位中估计时延最经典的方法,原理较为简单,是根据源信号与时延信号做相关的匹配,只有当源信号移动位置是时延值时匹配度最大,相应也会出现一个最大的峰值,此方法是利用两个信号的相似匹配程度,所以源信号可以是未知的,但该方法不适用于超分辨的情况下,所谓超分辨,就是时延值小于码元周期,因为信号的码元周期有一个时间的持续,在此时间内,信号的相关是无法准确分辨出来的;

[0005] 对比于相关法,改进的MUSIC算法和相关熵的期望最大化算法就优化很多,改进的MUSIC算法是利用信号可以变换成多个复指数正弦函数谐波叠加而成的复正弦信号,其形式与传统的MUSIC算法的波达信号形式一致,利用MUSIC算法的谱峰搜索得出时延值,但该方法的前提需要提前已知多径的数量或是能事前估计出时延的实际数量,信号的多径传播数量要提前预知,这在实际的工程应用中是存在很大的局限性的。

[0006] 相关熵的期望最大化算法是用最大相关熵准则来代替期望最大化算法中最小均方误差准则,该方法则需要源信号已知,其迭代优化步骤需多径数量已知,也存在很大的局限性,对于现有的超分辨的多径时延估计,大多数都需要源信号已知或通过某种方法得到,再就是要求多径数量要已知,但在实际的工程应用中,因为不能准确的判断出信号经过了哪些物体的反射而产生了多径,因此信号由发送端到接收端的多径数量是不可提前预知的。

发明内容

[0007] 根据上述提出的技术问题,提供一种超分辨多径数量及时延联合估计方法。本发明提出的超分辨多径数量及时延联合估计方法不需要已知源信号,而且多径的数量也不需

要已知,这也符合实际情况,本发明立足于超分辨多径时延估计的实际情况,其研究成果可以丰富我国多径时延理论和技术,大幅度提升发射源的定位精度。

[0008] 本发明采用的技术手段如下:

[0009] 一种超分辨多径数量及时延联合估计方法,包括如下步骤:

[0010] S1、建立通用的多径接收信号离散时间系统模型;

[0011] S2、利用信号的频域变换,构造互谱函数以消除未知源信号波形的影响;

[0012] S3、对构造的互谱函数波形的超分辨显示进行谱峰搜索;

[0013] S4、根据互谱函数局部峰值确定多径相对时延及对应幅度值,重建潜在信号与互谱函数进行匹配对应;

[0014] S5、构造代价函数,通过最大似然估计对多径数量及相应的时延值进行联合估计,得出时间延迟值。

[0015] 进一步地,所述步骤S1的具体实现过程如下:

[0016] S11、将接收到的离散时域信号进行建模,如下:

$$[0017] \quad r_1(n) = \sum_{i=1}^{J_1} \alpha_i s(n - \tau_i) + \omega_1(n)$$

$$[0018] \quad r_2(n) = \sum_{j=1}^{J_2} \beta_j s(n - \lambda_j) + \omega_2(n)$$

[0019] 其中, $n=1,2,\dots,K$, n 为离散采样点, K 表示总采样点数, $\{\alpha_i\}_{i=1}^{J_1}$ 是第一路源信号到接收站之间的信道衰减系数, $\{\beta_j\}_{j=1}^{J_2}$ 是第二路源信号到接收站之间的信道衰减系数, J_1 为第一路接收信号的多径数量, J_2 为第二路接收信号的多径数量, $\{\tau_i\}_{i=1}^{J_1}$ 是第一路接收信号的每一条多径数相对应的时延值, $\{\lambda_j\}_{j=1}^{J_2}$ 是第二路接收信号的每一条多径数相对应的时延值, $\omega_1(t)$ 是第一路接收的加性零均值噪声, $\omega_2(t)$ 是第二路接收的加性零均值噪声;

[0020] S12、对离散时域信号作频域变换,表达式如下:

$$[0021] \quad R_1(k) = \sum_{i=1}^{J_1} \alpha_i S(k) e^{-\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} \tau_i} + W_1(k)$$

$$[0022] \quad R_2(k) = \sum_{j=1}^{J_2} \beta_j S(k) e^{-\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} \lambda_j} + W_2(k)$$

[0023] 其中, $k=1,2,\dots,K$, $R_1(k)$ 是 $r_1(n)$ 的离散傅立叶变换, $R_2(k)$ 是 $r_2(n)$ 的离散傅立叶变换, $S(k)$ 是 $s(n)$ 的离散傅立叶变换, $W_1(k)$ 是 $\omega_1(n)$ 的离散傅立叶变换, $W_2(k)$ 是 $\omega_2(n)$ 的离散傅立叶变换。

[0024] 进一步地,所述步骤S2的具体实现过程如下:

[0025] S21、设置一组时间延迟点 D^1 , $1=1,2,\dots,N$,其中 N 是等间隔采样的总点数,对步骤S12中的表达式作归一化处理,得到互谱函数如下:

$$[0026] \quad \phi^l = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{R_1(k)R_2^H(k)}{|R_1(k)| \cdot |R_2(k)|} e^{\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} D^l}$$

[0027] 其中,H表示共轭;

[0028] S22、对傅里叶的采样平均值进行离散来抑制噪声的部分,令 $A(k) = \frac{|S(k)|^2}{|R_1(k)| \cdot |R_2(k)|}$,

将互谱函数重写为:

$$[0029] \quad \phi^l = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=1}^{J_1} \sum_{j=1}^{J_2} A(k) \alpha_i \beta_j e^{\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} (\lambda_j - \tau_i + D^l)}$$

[0030] S23、基于步骤S22的互谱函数,设置的时间延迟点 D^l 最接近真实的时间延迟点时

会有较大的谱峰,即当时间延迟点 $D^l = \tau_i - \lambda_j$ 时, ϕ^l 的幅值最大,即: $|\phi_{i,j}^l| = \left| \frac{\alpha_i \beta_j}{K} \sum_{k=0}^{K-1} A(k) \right|$;

[0031] S24、若设置的时间延时点 D^l 不接近真实的时延值,则表示频率差依然存在,复正弦波形在几个完整周期的平均值为零。

[0032] 进一步地,所述步骤S3的具体实现过程如下:

[0033] S31、令 $m=1, 2, \dots, M$,搜索 $|\phi^l|$ 的相应 M 峰的信息,利用 $l^* = \arg \max_l |\phi^l|$ 函数得

到相应的时延信息 $\Delta \hat{\tau}_m = D^{l^*}$ 和幅度信息 $\hat{\alpha}_m = |\phi^{l^*}|$;

[0034] S32、定义间隔宽度 $\Delta 1$,并将 $|\phi^l|$ 的值在 $[1^* - \Delta 1, 1^* + \Delta 1]$ 范围内设置为零;

[0035] S33、若 $m=M$,则表示多径数与所设值相匹配,否则 $m=m+1$,返回执行步骤S31。

[0036] 进一步地,所述步骤S4的具体实现过程如下:

[0037] 在步骤S3中可知,互谱函数由复正弦信号组成,通过加权和组合,由于每个接收站的路径数都是未知的,所以需要恢复一组具有普适性的信号来处理所有的可能性,在每个假设中, m 时从 $1, 2, \dots, M$ 间延迟数得到的参数,如下:

$$[0038] \quad \begin{cases} \hat{\alpha}_{m,v} = \hat{\alpha}_v, v=1, \dots, m \\ \Delta \hat{\tau}_{m,v} = \Delta \hat{\tau}_v, v=1, \dots, m \end{cases}$$

[0039] 由于已知幅度和时延信息,则将重构的信号表示为:

$$[0040] \quad x_m(k) = \sum_{v=1}^m \hat{\alpha}_{m,v} \cdot e^{-\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} \Delta \hat{\tau}_{m,v}}。$$

[0041] 进一步地,所述步骤S5的具体实现过程如下:

[0042] S51、定义代价函数,如下:

$$[0043] \quad f_m(k) = \frac{R_1(k)R_2^H(k)}{|R_1(k)| \cdot |R_2(k)|} - x_m(k)$$

[0044] S52、由上述代价函数得出,代价函数输出越小,代表所重构的信号与互谱函数有极大的相似性,即重构的信号接近于含有真实时延的谱,所以通过使代价函数输出最小化

来搜索每个数的最优值,表达式如下:

$$[0045] \quad m^* = \arg \min_m \sum_{k=0}^{K-1} |f_m(k)|$$

[0046] S53、遍历每个代价函数的可能取值,得到最小的值,即得到时延的估计,如下:

$$[0047] \quad \hat{\tau} = [\Delta \hat{\tau}_{m^*,1}, \Delta \hat{\tau}_{m^*,2}, \dots, \Delta \hat{\tau}_{m^*,m^*}]^T。$$

[0048] 较现有技术相比,本发明具有以下优点:

[0049] 1、本发明提供的超分辨多径数量及时延联合估计方法,其操作方便,应用广泛,利用接收信号的频域变换得到互谱函数,重构潜在信号与互谱函数相匹配,最终得出多径时延值的估计。

[0050] 2、本发明提供的超分辨多径数量及时延联合估计方法,提出一种新的互谱函数,在源信号波形以及多径数量未知的情况下,实现了多径相对时延的超分辨显示。

[0051] 3、本发明提供的超分辨多径数量及时延联合估计方法,提出一种新的信号重构方法,根据互谱函数局部峰值确定多径相对时延以及对应幅度值,从而重建潜在信号模型。

[0052] 4、本发明提供的超分辨多径数量及时延联合估计方法,构造了一个新的代价函数,通过最大似然估计,对多径数量及相应的时延值进行联合估计。

[0053] 基于上述理由本发明可在数字无线通信等领域广泛推广。

附图说明

[0054] 为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术中的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图做以简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动性的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0055] 图1为本发明方法流程图。

[0056] 图2为本发明实施例提供的信号多径传播示意图。

[0057] 图3为本发明实施例提供的信号在信噪比为15dB的多条径路径传播的超分辨显示。

[0058] 图4为本发明实施例提供的信号在信噪比为5dB的多条径路径传播的超分辨显示。

[0059] 图5为本发明实施例提供的构造代价函数的最优值显示。

具体实施方式

[0060] 为了使本技术领域的人员更好地理解本发明方案,下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分的实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都应当属于本发明保护的范围。

[0061] 需要说明的是,本发明的说明书和权利要求书及上述附图中的术语“第一”、“第二”等是用于区别类似的对象,而不必用于描述特定的顺序或先后次序。应该理解这样使用的数据在适当情况下可以互换,以便这里描述的本发明的实施例能够以除了在这里图示或

描述的那些以外的顺序实施。此外,术语“包括”和“具有”以及他们的任何变形,意图在于覆盖不排他的包含,例如,包含了一系列步骤或单元的过程、方法、系统、产品或设备不必限于清楚地列出的那些步骤或单元,而是可包括没有清楚地列出的或对于这些过程、方法、产品或设备固有的其它步骤或单元。

[0062] 本发明提供的超分辨多径条件下时延估计方法的核心是在源信号和多径数量都未知情况下通过重建潜在信号模型对多径数量及时延值的联合估计的方法,使得重建的潜在信号与源信号相匹配,匹配的相似程度越大说明重建信号越准确,相应的多径时延值就越精确。如何准确的重建潜在信号求解多径的时延值,要完成这一核心目标,需要解决问题如下:

[0063] (1) 信号模型是多径时延准确估计的前提和基础,复杂的无线环境下,信号系统模型精确建立的难度较高;

[0064] (2) 无线通信中,数字调制信号波形对多径时延的超分辨显示会产生较大程度的影响;

[0065] (3) 无线传播多径数量未知的情况下,获取准确的多径时延估计结果的难度系数较高。

[0066] 本发明通过以下技术方案解决上述技术问题:

[0067] 本发明提供的超分辨多径数量及时延联合估计方法是一种源信号与多径数量未知的时延估计方法,通过消除源信号波形和干扰的影响,提出了一种新的互谱函数,利用互谱函数的超分辨显示提取时延参数信息,根据时延参数信息重建潜在信号与互谱函数相匹配。

[0068] 如图1所示,本发明提供了一种超分辨多径数量及时延联合估计方法,包括如下步骤:

[0069] S1、建立通用的多径接收信号离散时间系统模型;

[0070] S2、利用信号的频域变换,构造互谱函数以消除未知源信号波形的影响;

[0071] S3、对构造的互谱函数波形的超分辨显示进行谱峰搜索;

[0072] S4、根据互谱函数局部峰值确定多径相对时延及对应幅度值,重建潜在信号与互谱函数进行匹配对应;

[0073] S5、构造代价函数,通过最大似然估计对多径数量及相应的时延值进行联合估计,得出时间延迟值。

[0074] 具体实施时,作为本发明优选的实施方式,信号在传播的过程中由于道路中的建筑物或移动物体遮挡等原因会造成信号有多条路径传播,如图2所示,其中发送端到接收端都有一条主径,也就是直达路径,但由于反射的影响,信号在发送端发出传播的过程中分别产生了2条和3条多径数,信号会由于多径的影响造成接收信号产生偏差,为了能准确地提取出主径的源信号,在接收端由2个接收站对发送的数字调制信号进行时间同步采集,多个接收站则类似,以此类推。则所述步骤S1的具体实现过程如下:

[0075] S11、将接收到的离散时域信号进行建模,如下:

$$[0076] \quad r_1(n) = \sum_{i=1}^{J_1} \alpha_i s(n - \tau_i) + \omega_1(n)$$

$$[0077] \quad r_2(n) = \sum_{j=1}^{J_2} \beta_j s(n - \lambda_j) + \omega_2(n)$$

[0078] 其中, $n=1, 2, \dots, K$, n 为离散采样点, K 表示总采样点数, $\{\alpha_i\}_{i=1}^{J_1}$ 是第一路源信号到接收站之间的信道衰减系数, $\{\beta_j\}_{j=1}^{J_2}$ 是第二路源信号到接收站之间的信道衰减系数, J_1 为第一路接收信号的多径数量, J_2 为第二路接收信号的多径数量, $\{\tau_i\}_{i=1}^{J_1}$ 是第一路接收信号的每一条多径数相对应的时延值, $\{\lambda_j\}_{j=1}^{J_2}$ 是第二路接收信号的每一条多径数相对应的时延值, $\omega_1(t)$ 是第一路接收的加性零均值噪声, $\omega_2(t)$ 是第二路接收的加性零均值噪声;

[0079] S12、对离散时域信号作频域变换,表达式如下:

$$[0080] \quad R_1(k) = \sum_{i=1}^{J_1} \alpha_i S(k) e^{-\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} \tau_i} + W_1(k)$$

$$[0081] \quad R_2(k) = \sum_{j=1}^{J_2} \beta_j S(k) e^{-\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} \lambda_j} + W_2(K)$$

[0082] 其中, $k=1, 2, \dots, K$, $R_1(k)$ 是 $r_1(n)$ 的离散傅立叶变换, $R_2(k)$ 是 $r_2(n)$ 的离散傅立叶变换, $S(k)$ 是 $s(n)$ 的离散傅立叶变换, $W_1(k)$ 是 $\omega_1(n)$ 的离散傅立叶变换, $W_2(k)$ 是 $\omega_2(n)$ 的离散傅立叶变换。

[0083] 具体实施时,作为本发明优选的实施方式,由步骤S12中的表达式得到的离散傅里叶变换可知,接收信号的多径时延信息存在于频率差 $\frac{\tau_i - \lambda_j}{K} (i=1, \dots, J_1, j=1, \dots, J_2)$ 中,

由于源信号是未知的,受波形的影响,在频域范围内无法计算出时延,要消除信号波形产生的影响,需要将信号本身的波形幅值化为1以降低偏差。为了能求解出时延信息,所述步骤S2的具体实现过程如下:

[0084] S21、设置一组时间延迟点 $D^l, l=1, 2, \dots, N$,其中 N 是等间隔采样的总点数,对步骤S12中的表达式作归一化处理,得到互谱函数如下:

$$[0085] \quad \phi^l = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{R_1(k) R_2^H(k)}{|R_1(k)| \cdot |R_2(k)|} e^{\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} D^l}$$

[0086] 其中, H 表示共轭;

[0087] S22、对傅里叶的采样平均值进行离散来抑制噪声的部分,令 $A(k) = \frac{|S(k)|^2}{|R_1(k)| \cdot |R_2(k)|}$,

将互谱函数重写为:

$$[0088] \quad \phi^l = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=1}^{J_1} \sum_{j=1}^{J_2} A(k) \alpha_i \beta_j e^{\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} (\lambda_j - \tau_i + D^l)}$$

[0089] S23、基于步骤S22的互谱函数,设置的时间延迟点 D^l 最接近真实的时间延迟点时

会有较大的谱峰,即当时间延迟点 $D^1 = \tau_i - \lambda_j$ 时, ϕ^1 的幅值最大,即: $|\phi_{i,j}^1| = \left| \frac{\alpha_i \beta_j}{K} \sum_{k=0}^{K-1} A(k) \right|$;

[0090] S24、若设置的时间延时点 D^1 不接近真实的时延值,则表示频率差依然存在,复正弦波形在几个完整周期的平均值为零。

[0091] 具体实施时,作为本发明优选的实施方式,接收信号中由于存在随机噪声的干扰,所以会导致互谱函数中出现多个局部的最大值 ϕ^1 ,因此很难确定哪些局部最大值是所需要的多径时延值,因为不知道接收信号中到底是由多少条多径进行传播的,因此提出了一种谱峰搜索的方法,本实施例中,人为设置 M 个峰值,但此处没有区分真实路径和干扰信息,所述步骤S3的具体实现过程如下:

[0092] S31、令 $m=1, 2, \dots, M$,搜索 $|\phi^1|$ 的相应 M 峰的信息,利用 $l^* = \arg \max |\phi^l|$ 函数得到相应的时延信息 $\Delta \hat{\tau}_m = D^{l^*}$ 和幅度信息 $\hat{\alpha}_m = |\phi^{l^*}|$;

[0093] S32、定义间隔宽度 $\Delta 1$,并将 $|\phi^1|$ 的值在 $[1^* - \Delta 1, 1^* + \Delta 1]$ 范围内设置为零;

[0094] S33、若 $m=M$,则表示多径数与所设值相匹配,否则 $m=m+1$,返回执行步骤S31。

[0095] 具体实施时,作为本发明优选的实施方式,所述步骤S4的具体实现过程如下:

[0096] 在步骤S3中可知,互谱函数由复正弦信号组成,通过加权和组合,由于每个接收站的路径数都是未知的,所以需要恢复一组具有普适性的信号来处理所有的可能性,在每个假设中, m 时从 $1, 2, \dots, M$ 间延迟数得到的参数,如下:

$$[0097] \quad \begin{cases} \hat{\alpha}_{m,v} = \hat{\alpha}_v, v=1, \dots, m \\ \Delta \hat{\tau}_{m,v} = \Delta \hat{\tau}_v, v=1, \dots, m \end{cases}$$

[0098] 由于已知幅度和时延信息,则将重构的信号表示为:

$$[0099] \quad x_m(k) = \sum_{v=1}^m \hat{\alpha}_{m,v} \cdot e^{-\sqrt{-1}2\pi \frac{k}{K} \Delta \hat{\tau}_{m,v}}。$$

[0100] 具体实施时,作为本发明优选的实施方式,本发明提供的超分辨多径时延估计方法,有机地创新性地提出最大似然与多径条件相结合,使目标函数与所构造的信号之间有尽可能大的相似性,所述步骤S5的具体实现过程如下:

[0101] S51、定义代价函数,如下:

$$[0102] \quad f_m(k) = \frac{R_1(k)R_2^H(k)}{|R_1(k)| \cdot |R_2(k)|} - x_m(k)$$

[0103] S52、由上述代价函数得出,代价函数输出越小,代表所重构的信号与互谱函数有极大的相似性,即重构的信号接近于含有真实时延的谱,所以通过使代价函数输出最小化来搜索每个数的最优值,表达式如下:

$$[0104] \quad m^* = \arg \min_m \sum_{k=0}^{K-1} |f_m(k)|$$

[0105] S53、遍历每个代价函数的可能取值,得到最小的值,即得到时延的估计,如下:

$$[0106] \quad \hat{\tau} = \left[\Delta \hat{\tau}_{m^*,1}, \Delta \hat{\tau}_{m^*,2}, \dots, \Delta \hat{\tau}_{m^*,m^*} \right]^T。$$

[0107] 实施例

[0108] 为了验证本发明方法的可行性,本发明测试了2个接收站接收的多径数字调制信号,取源信号为BPSK信号,BPSK信号在持续的码元周期内保持不变的状态,因此对于超分辨率的情况,也就是时延长度小于码元持续长度时,由于信号在码元周期内状态保持不变,而时延长度较小时,对持续长度的码元影响较小,不易得出时延的准确估计结果。

[0109] 源信号取BPSK信号也具有一定的代表性,其采样频率为 $f_s = 2 \times 10^7 \text{Hz}$,采样间隔 $T_s = 1/f_s$,载波频率为 $f_c = 0.2f_s$,定义码速率为 $R = 1 \times 10^6 \text{bps}$,码元内采样点数为 $f_s/R = 20$,本发明分别对两个接收站接收信号的数量进行调整,考虑了四种不同的多径数量情况,分别是:

[0110] 当第一路接收信号的多径数量为1条,第二路接收信号的多径数量也为1条;

[0111] 当第一路接收信号的多径数量为1条,第二路接收信号的多径数量为2条;

[0112] 当第一路接收信号的多径数量为1条,第二路接收信号的多径数量为3条;

[0113] 当第一路接收信号的多径数量为2条,第二路接收信号的多径数量也为2条。使得多径数目最终为1、2、3、4这4种情况;

[0114] 第一种情况:两路信号的时间延迟差和衰减系数分别是 $\tau_{11} = 0, \alpha_{11} = 1$ 和 $\tau_{21} = -148, \alpha_{21} = 1$;

[0115] 第二种情况:是在第一种情况下在第二路增加了 $\tau_{22} = -153, \alpha_{22} = 0.8$ 的第2路多径信号;

[0116] 第三种情况:是在第二种情况下在第二路继续增加了 $\tau_{23} = -157, \alpha_{23} = 0.7$ 的第3路多径信号;

[0117] 第四种情况:是在第二种情况下在第一路继续增加了 $\tau_{12} = -9, \alpha_{12} = 0.9$ 的多径信号。

[0118] 在多径数量为2及以上情况下,其相对时延值 $\Delta \tau_{21} = |\tau_{22} - \tau_{21}| = 5 < 20$; $\Delta \tau_{31} = |\tau_{23} - \tau_{21}| = 4 < 20$; $\Delta \tau_{32} = |\tau_{23} - \tau_{22}| = 9 < 20$; $\Delta \tau_{41} = |\tau_{12} - \tau_{11}| = 9 < 20$,时延值小于码元持续时间的为超分辨率情况。

[0119] 如图3所示,为这4种情况下的互谱函数的超分辨率显示,其时延真值已在图中标出,由图可知,其峰值与时延真值基本吻合,误差较小。可见本发明方法是可行的。

[0120] 为验证本发明的广泛性,考虑到低信噪比情况下时延估计的准确性判别,在信噪比为5dB时,分别做了以上的多径数量的相同操作,结果如图4所示,可见在低信噪比情况下本发明方法同样适用。在互谱函数的超分辨率显示中可以清晰地看到,除了有想要得到的多径谱峰外,还会在其他地方产生局部的小峰值,由于多径数是未知的,仅仅根据峰值情况来判断多径数量是行不通的,本发明借助构造的潜在信号,令 $M=6$,构造了6组潜在信号,分别对应多径数量从1到6的6种不同的情况,由构造的信号分别从多径数量为1开始与互谱函数匹配对应。本发明利用两信号相减做比较,两信号的匹配度高,也就是相似程度越高,那么相应的得到相减后的结果就越小,最终遍历完全部的构造信号,最小取值的结果就为实际的多径数量,如图5所示,四条曲线分别对应多径数为1,2,3,4的情况,可以很清晰的看出在对应的多径数量时有最小的取值,其结果与预先设定的多径数量吻合。相应的,就可以得到

多径所对应的时延值。

[0121] 最后应说明的是:以上各实施例仅用以说明本发明的技术方案,而非对其限制;尽管参照前述各实施例对本发明进行了详细的说明,本领域的普通技术人员应当理解:其依然可以对前述各实施例所记载的技术方案进行修改,或者对其中部分或者全部技术特征进行等同替换;而这些修改或者替换,并不使相应技术方案的本质脱离本发明各实施例技术方案的范围。

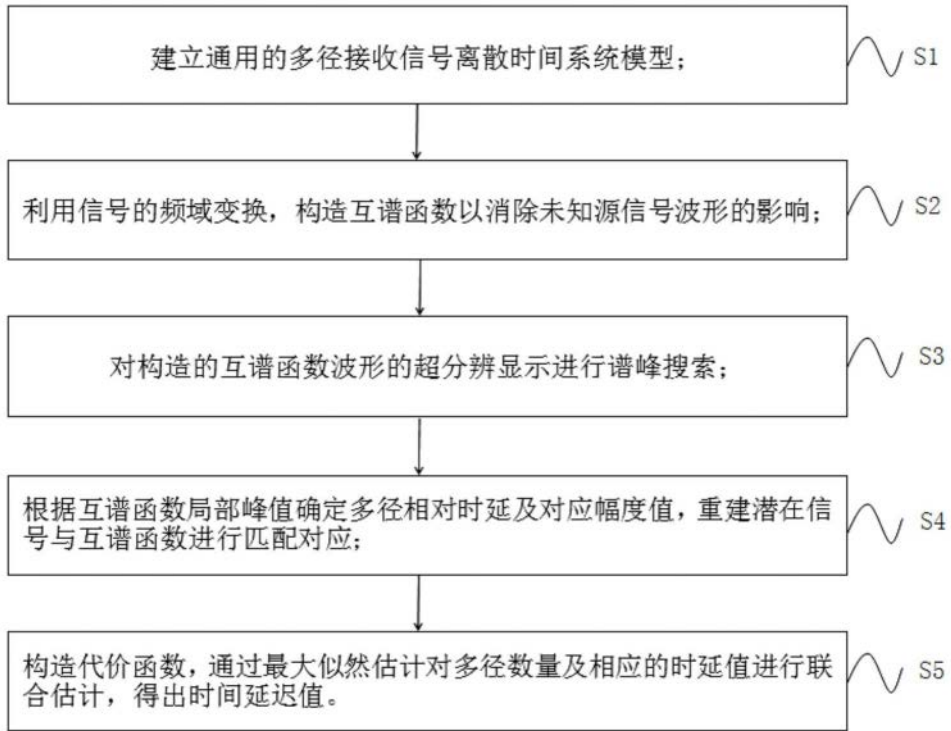


图1

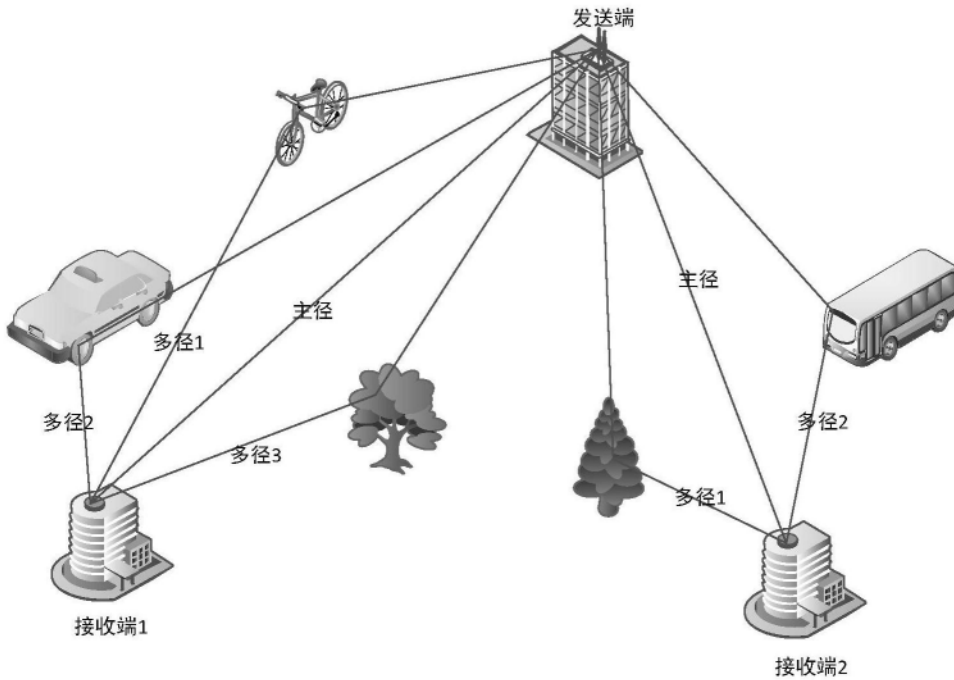


图2

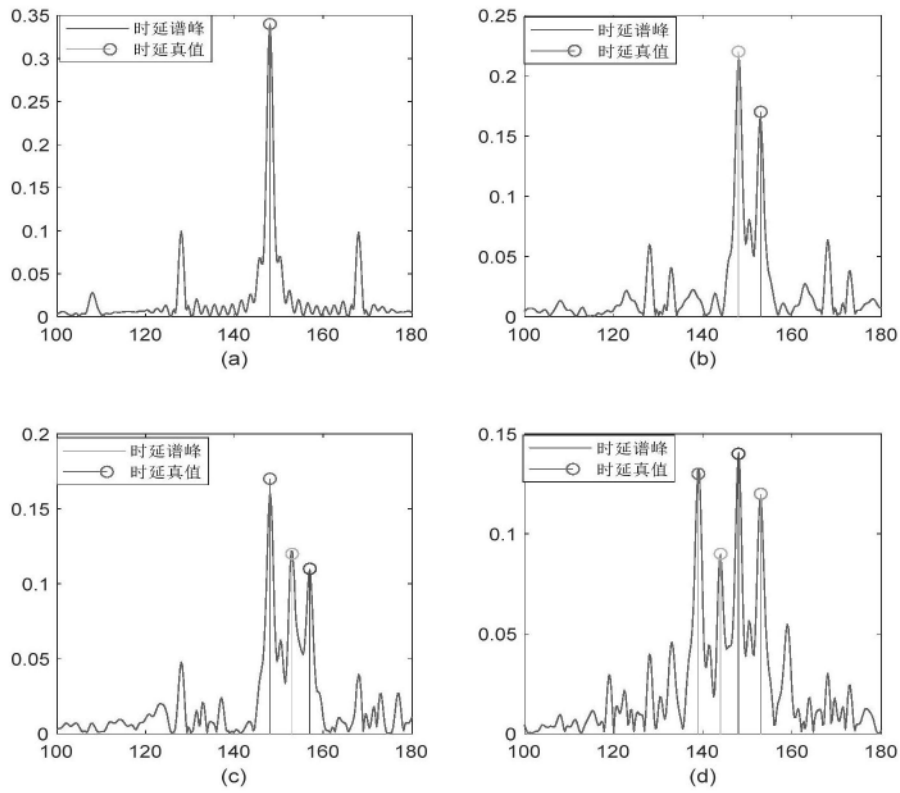


图3

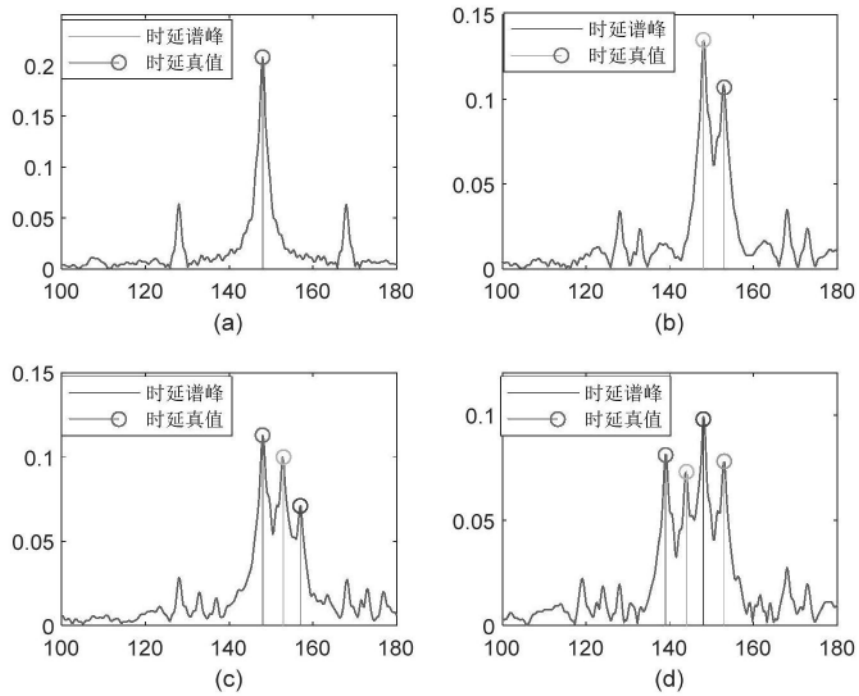


图4

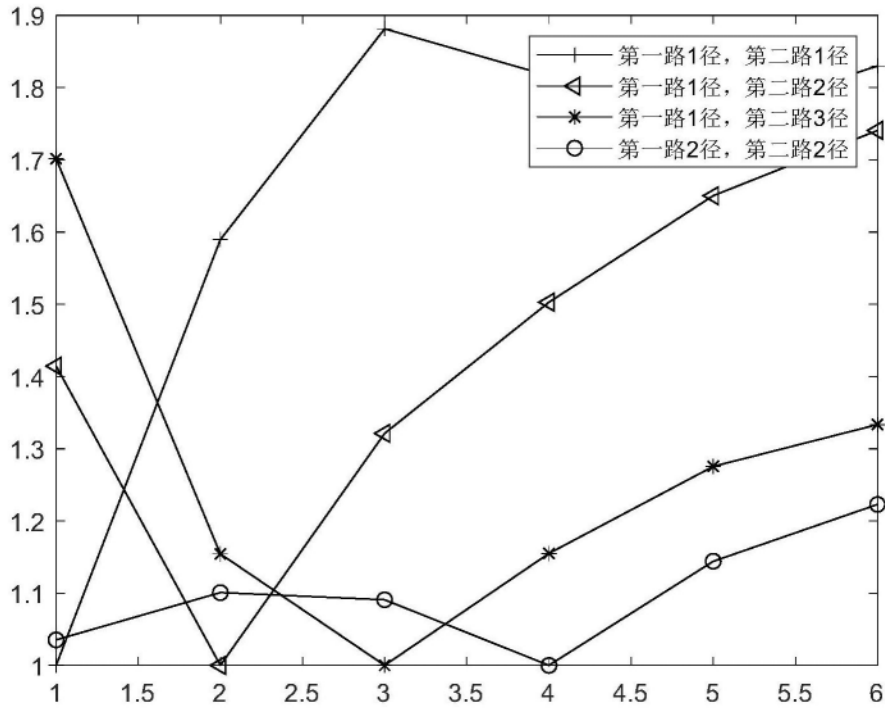


图5