



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110445733 A

(43)申请公布日 2019. 11. 12

(21)申请号 201910568543.6

(22)申请日 2019.06.27

(71)申请人 熊军

地址 100193 北京市海淀区东北旺西路8号
中关村软件园17楼1层109-111室

申请人 西安宇飞电子技术有限公司

(72)发明人 熊军 杨林 王云杰

(74)专利代理机构 北京力量专利代理事务所
(特殊普通合伙) 11504

代理人 王鸿远

(51)Int.Cl.

H04L 25/03(2006.01)

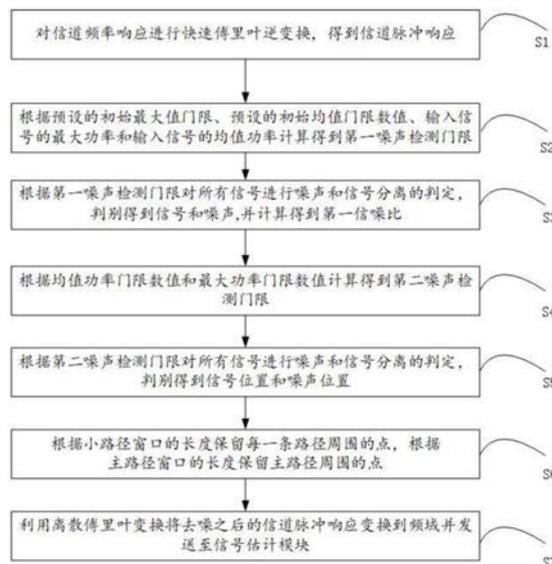
权利要求书3页 说明书13页 附图7页

(54)发明名称

迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置

(57)摘要

本发明涉及无线通信技术领域,尤其涉及一种迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置。该方法包括以下步骤:S1、对信道频率响应进行快速傅里叶逆变换,得到信道脉冲响应;S2、计算得到第一噪声检测门限;S3、计算得到第一信噪比;S4、计算得到第二噪声检测门限;S5、根据第二噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定;S6、根据小路径窗口的长度保留每一条路径周围的点,根据主路径窗口的长度保留主路径周围的点;S7、利用离散傅里叶变换将去噪之后的信道脉冲响应变换到频域并发送至信号估计模块。本发明根据不同的信噪比使用不同的去噪门限对信道进行去噪处理,能够有效的消除噪声,极大地改善接收信号质量。



1. 一种迭代自适应信道去噪方法,其特征在于,包括以下步骤:

S1、对信道频率响应进行快速傅里叶逆变换,得到信道脉冲响应;

S2、根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限;

S3、根据第一噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号和噪声,并计算得到第一信噪比;

S4、根据第一信噪比计算得到主路径窗口的长度、小路径窗口的长度、均值功率门限数值和最大功率门限数值,并根据均值功率门限数值和最大功率门限数值计算得到第二噪声检测门限;

S5、根据第二噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号位置和噪声位置,对噪声置零值,对信号位置的信号保留,每一个超过门限的信号位置周围点均保留;

S6、根据小路径窗口的长度保留每一条路径周围的点,根据主路径窗口的长度保留主路径周围的点;

S7、利用离散傅里叶变换将去噪之后的信道脉冲响应变换到频域并发送至信号估计模块。

2. 根据权利要求1所述的迭代自适应信道去噪方法,其特征在于,步骤S2包括以下步骤:

根据公式 $p_pow_i = ||p_{time_chi}||^2$ 计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度;

根据瞬时信号幅度计算得到输入信号的最大功率和输入信号的均值功率;

根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限;

其中, p_pow_i 为窗口内信号的瞬时信号幅度, p_{time_chi} 为信道脉冲响应。

3. 根据权利要求2所述的迭代自适应信道去噪方法,其特征在于,第一噪声检测门限根据如下公式计算得到:

$$gate0 = \min(P_{max} * TH0_{max}, P_{mean} * TH0_{mean})$$

其中, $gate0$ 为第一噪声检测门限, P_{max} 为窗口内信号最大的瞬时信号幅度, $TH0_{max}$ 为初始最大值门限, P_{mean} 为输入信号的均值功率, $TH0_{mean}$ 为预设的初始均值门限数值。

4. 根据权利要求3所述的迭代自适应信道去噪方法,其特征在于,步骤S2之后,还包括步骤:对所有输入信号的功率进行递归滤波。

5. 根据权利要求4所述的迭代自适应信道去噪方法,其特征在于,利用以下公式对所有输入信号的功率进行递归滤波:

$$p_pow_i = \gamma * p_pow_i + (1 - \gamma) * last_p_pow_i$$

$$last_p_pow_i = p_pow_i$$

其中, p_pow_i 为窗口内信号的瞬时信号幅度, γ 是环路滤波器参数, $0 < \gamma \leq 1$, $last_p_pow_i$ 为滤波后的信号。

6. 根据权利要求5所述的迭代自适应信道去噪方法,其特征在于,还包括步骤:对变换到频域的信道脉冲响应进行边缘子载波平滑处理。

7. 一种实现如权利要求1所述方法的迭代自适应信道去噪装置,其特征在于,包括:

快速傅里叶逆变换模块,用于对信道频率响应进行快速傅里叶逆变换,得到信道脉冲响应;

瞬时信号幅度计算模块,用于根据预设信号提取门限从时域信道中提取窗口内信号,并根据信道脉冲响应计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度;

第一噪声检测门限计算模块,用于根据瞬时信号幅度进行最大值搜索,得到最大值,根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限;

第一信号和噪声判定模块,用于根据第一噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号和噪声,其中,功率大于第一噪声检测门限的都是有用信号脉冲响应的位置,有效径保留小窗;

第一信噪比计算模块,用于根据信号和噪声计算得到第一信噪比;

路径窗口自适应调整模块,用于信噪比越低,主路径窗口maxdelta_idx和小路径窗口delta_idx长度均逐渐缩小,设定信噪比小于-3dB时不再划分,信噪比高于15dB时也不再划分,此时-3dB时maxdelta_idx等于4和小路径窗口delta_idx等于1,此时15dB时maxdelta_idx等于15和小路径窗口delta_idx等于6,在信噪比高时多保留一些路径信息,此时多径干扰是影响系统的主要因素,在信噪比低时,仅保留一些主要路径信息,避免更多的噪声对系统的影响,因为此时噪声是影响信号质量的主要因素,同时根据第一信噪比大小自适应进行均值功率门限数值th_mean设定,第一信噪比SNR1越大,th_mean门限设置越小,第一信噪比SNR1越小,th_mean门限设置越大,信噪比大时,噪声越小,检测门限应该适当降低,避免漏检多径信号,信噪比小时,噪声大,此时检测门限th_mean应该大一些,避免把噪声当成信号,造成误判,最大功率门限设定th_max也是根据SNR1自适应调整,th_max和th_mean的调整方向一致,SNR1大,此数值小,SNR1小,此数值大其中,时域冲激响应中幅度最高的为主路径,不在第一噪声检测门限内的其他路径为小路径;根据第一信噪比SNR1自适应计算得到的th_mean,maxdelta_idx,delta_idx用于后面第二噪声检测门限计算,以及有效窗口的大小;第二检测门限通过下面公式:gate2=min(P_max*th_max,P_mean*th_mean)计算得到,th_mean是根据前面计算得到的;

第二噪声检测门限计算模块,用于根据第一信噪比计算得到主路径窗口的长度、小路径窗口的长度、均值功率门限数值和最大功率门限数值,并根据均值功率门限数值和最大功率门限数值计算得到第二噪声检测门限;

信号和噪声位置判断模块,用于根据第二噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号位置和噪声位置,对噪声置零值,对信号位置的信号保留,每一个超过门限的信号位置周围点均保留;

路径周围点保留模块,用于根据小路径窗口的长度保留每一条路径周围的点,根据主路径窗口的长度保留主路径周围的点;

离散傅里叶变换模块,用于利用离散傅里叶变换将去噪之后的信道脉冲响应变换到频域并发送至信号估计模块。

8. 根据权利要求7所述的迭代自适应信道去噪装置,其特征在于,第一噪声检测门限计算模块计算第一噪声检测门限包括以下步骤:

根据公式 $p_{\text{pow}_i} = | | p_{\text{time_ch}_i} | | ^2$ 计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度;

根据瞬时信号幅度计算得到输入信号的最大功率和输入信号的均值功率；

根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限；

其中， p_{pow_i} 为窗口内信号的瞬时信号幅度， p_{time_chi} 为信道脉冲响应。

9. 根据权利要求8所述的迭代自适应信道去噪装置，其特征在于，第一噪声检测门限根据如下公式计算得到：

$$gate0 = \min (P_{max} * TH0_{max}, P_{mean} * TH0_{mean})$$

其中， $gate0$ 为第一噪声检测门限， P_{max} 为窗口内信号最大的瞬时信号幅度， $TH0_{max}$ 为初始最大值门限， P_{mean} 为输入信号的均值功率， $TH0_{mean}$ 为预设的初始均值门限数值。

10. 根据权利要求9所述的迭代自适应信道去噪装置，其特征在于，还包括递归滤波模块，用于对所有输入信号的功率进行递归滤波。

迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信技术领域,尤其涉及一种迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置。

背景技术

[0002] 移动无线信道是弥散信道,信号通过无线空间将在时间域和频率域产生弥散,即本来在时间和频谱上分开的波形会产生交叠,使信号出现衰落失真。这便是选择性衰落。所谓选择性是指在不同的空间、不同的频率和不同的时间其衰落特性是不一样的。一般快衰落将影响无线信道的选择性。按选择性的不同可分为以下三类:空间选择性衰落、频率选择性衰落、时间选择性衰落。

[0003] 用户设备(User Equipment,UE)发送信号要经过无线信道才能到达接收机。而无线信道特性由多径时延、多普勒、路损以及UE定时、均方误差(Mean Square Error,MSE)估计值和频偏等因素决定。通常情况下,为了解调出数据符号,需要利用导频符号进行信道估计,而信道估计的质量直接影响均衡解调的性能。多径时延会影响信道估计的性能,如果时延扩展谱(Power Delayprofiles,PDP)已知,则信道估计可以得到最优的线性最小均方误差(Linear Minimum Mean Square Error,LMMSE)性能。然而由于无线信道的多变性,要获得准确的时延扩展谱是相当困难的。如果在信道估计时用均匀谱,则时延扩展信息会直接影响信道估计的性能。另一个影响信道估计的性能是定时均方误差(MSE)估计值,由于用户设备是不断移动着的,而不是在一个固定位置,所以UE需要不断的调整与接收机的同步关系。通常情况下,在进行信道估计时会将时延和多径扩展信息是作为先验信息输入,由于用户设备的移动性导致多径时刻变化,噪声也随机跳动。正交频分复用(OFDM,Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技术是一种多载波传输技术,如专利号为CN201310349641.3的公开的与信道估计有关的方法,介绍了在OFDM系统中进行信道估计的方法。OFDM技术中,将整个信道带宽划分成多个子载波,且各个子载波之间互相重叠正交,具有很高的频谱效率。同时,由于在时域上符号周期较长,且每个符号前插有循环前缀,因而对于无线信道的多径时延以及信道中的脉冲干扰都有很好的抵抗作用。此外,由于OFDM技术中将频率选择性的无线信道转换为针对每个子载波的平坦衰落信道,所以接收机可以采用单抽头的简单均衡技术,从而显著的降低了接收机的复杂度。

[0004] 综上所述,OFDM技术是多径衰落信道下高速无线数据传输有效的解决方案,在采用相干检测的OFDM系统中,如采用了高阶多幅度星座调制的OFDM系统中,接收机为了进行有效的相干检测,必须对无线信道的信道频率响应幅度和相位进行估计,即信道估计。信道估计的精度对系统接收的性能有着至关重要的影响。信道的信道频域响应(CFR,Channel Frequency Response)随时间和频率而变化,但变化有一定的周期性,即有一定的相关时间和相关带宽,他们分别与信道的最大多普勒(Doppler)频率和最大延迟有关。

[0005] 上述是一般应用场景下的时间选择性衰落,频率选择性衰落以及相关的概念。运用这些概念来优化设计通信系统。无论克服上面哪种衰落,首先都要对信道进行准确估计。

在准确估计信道之前,需要了解各种信道的特征,根据信道特征设计信道估计模型。一般针对室外传输距离远、主路径和其他路径的最大时间差距较远,多径分布分散大,不同频率间抖动较大一些。针对室外例如城市信道,郊区信道这些研究比较深入。但是针对封闭环境,例如在室内,此时多径不断的反射,绕射,折射,多径信号多而密集,如何准确估计需要仔细考虑。

[0006] 对于OFDM系统,在频域进行谱型估计的时候,噪声的存在对信道冲击响应长度有着极为不利的影 响。对于有效的多径信息进行高估或者低估都会影响时域的相关值,较少的估计有效径的数量会造成信道均衡时存在相位估计的偏差,造成性能的恶化;较多的估计有效径的信息会引入更多的噪声,也会降低性能。

[0007] 同时,现有技术对所估计的CFR对应到时域信道冲激响应(CIR)的所有采样点中,只有在信道最大多径时延扩展范围内的才是信号径,最大多径时延扩展范围之外的为噪声径,因此,在时域上通过对CIR进行加窗处理以消除噪声径上的采样,提高估计的精度。但是,实际应用中为了处理的简化,将时域 的加窗转换到频域形成一个平滑滤波器,通过该平滑滤波器对CFR的估计值进行改善处理,从而无法对信道的最大多径时延扩展进行准确的估计。为了保证平滑滤波不会对信号径造成破坏,通常选取的CIR加窗的宽度会大于最大多径时延扩展值,从而对噪声抑制能力造成影响,同时对于信道最大多径时延扩展值范围内的噪声径无法进行抑制。

[0008] 因此,急需一种迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置。

发明内容

[0009] 本发明提供了一种迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置,以便于高效的去除信道噪声,提高信息接收准确性。

[0010] 本发明的一个方面,提供了一种迭代自适应信道去噪方法,包括以下步骤:

[0011] S1、对信道频率响应进行快速傅里叶逆变换,得到信道脉冲响应;

[0012] S2、根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限;

[0013] S3、根据第一噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号和噪声,并计算得到第一信噪比;

[0014] S4、根据第一信噪比计算得到主路径窗口的长度、小路径窗口的长度、均值功率门限数值和最大功率门限数值,并根据均值功率门限数值和最大功率门限数值计算得到第二噪声检测门限;

[0015] S5、根据第二噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号位置和噪声位置,对噪声置零值,对信号位置的信号保留,每一个超过门限的信号位置周围点均保留;

[0016] S6、根据小路径窗口的长度保留每一条路径周围的点,根据主路径窗口的长度保留主路径周围的点;

[0017] S7、利用离散傅里叶变换将去噪之后的信道脉冲响应变换到频域并发送至信号估计模块。

[0018] 进一步地,步骤S2包括以下步骤:

- [0019] 根据公式 $p_pow_i = ||p_{time_chi}||^2$ 计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度；
- [0020] 根据瞬时信号幅度计算得到输入信号的最大功率和输入信号的均值功率；
- [0021] 根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限；
- [0022] 其中， p_pow_i 为窗口内信号的瞬时信号幅度， p_{time_chi} 为信道脉冲响应。
- [0023] 进一步地，第一噪声检测门限根据如下公式计算得到：
- [0024] $gate0 = \min(P_{max} * TH0_{max}, P_{mean} * TH0_{mean})$
- [0025] 其中， $gate0$ 为第一噪声检测门限， P_{max} 为窗口内信号最大的瞬时信号幅度， $TH0_{max}$ 为初始最大值门限， P_{mean} 为输入信号的均值功率， $TH0_{mean}$ 为预设的初始均值门限数值。
- [0026] 进一步地，步骤S2之后，还包括步骤：对所有输入信号的功率进行递归滤波。
- [0027] 进一步地，利用以下公式对所有输入信号的功率进行递归滤波：
- [0028] $p_pow_i = \gamma * p_pow_i + (1 - \gamma) * last_p_pow_i$
- [0029] $last_p_pow_i = p_pow_i$
- [0030] 其中， p_pow_i 为窗口内信号的瞬时信号幅度， γ 是环路滤波器参数， $0 < \gamma \leq 1$ ， $last_p_pow_i$ 为滤波后的信号。
- [0031] 进一步地，还包括步骤：对变换到频域的信道脉冲响应进行边缘子载波平滑处理。
- [0032] 本发明的第二个方面，提供了一种实现如上述中所述方法的迭代自适应信道去噪装置，包括：
- [0033] 快速傅里叶逆变换模块，用于对信道频率响应进行快速傅里叶逆变换，得到信道脉冲响应；
- [0034] 快速傅里叶逆变换模块，用于对信道频率响应进行快速傅里叶逆变换，得到信道脉冲响应；
- [0035] 瞬时信号幅度计算模块，用于根据预设信号提取门限从时域信道中提取窗口内信号，并根据信道脉冲响应计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度；
- [0036] 第一噪声检测门限计算模块，用于根据瞬时信号幅度进行最大值搜索，得到最大值，根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限；
- [0037] 第一信号和噪声判定模块，用于根据第一噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定，判别得到信号和噪声，其中，功率大于第一噪声检测门限的都是有用信号脉冲响应的位置，有效径保留小窗；
- [0038] 第一信噪比计算模块，用于根据信号和噪声计算得到第一信噪比；
- [0039] 路径窗口自适应调整模块，用于信噪比越低，主路径窗口 $maxdelta_idex$ 和小路径窗口 $delta_idx$ 长度均逐渐缩小，设定信噪比小于-3dB时不再划分，信噪比高于15dB时也不再划分，此时-3dB时 $maxdelta_idex$ 等于4和小路径窗口 $delta_idx$ 等于1，此时15dB时 $maxdelta_idex$ 等于15和小路径窗口 $delta_idx$ 等于6，在信噪比高时多保留一些路径信息，此时多径干扰是影响系统的主要因素，在信噪比低时，仅保留一些主要路径信息，避免更多的噪声对系统的影响，因为此时噪声是影响信号质量的主要因素，同时根据第一信噪比大小自适应进行均值功率门限数值 th_mean 设定，第一信噪比SNR1越大， th_mean 门限设置越小，第一信噪比SNR1越小， th_mean 门限设置越大，信噪比大时，噪声越小，检测门限应该适

当降低,避免漏检多径信号,信噪比小时,噪声大,此时检测门限 th_mean 应该大一些,避免把噪声当成信号,造成误判,最大功率门限设定 th_max 也是根据SNR1自适应调整, th_max 和 th_mean 的调整方向一致,SNR1大,此数值小,SNR1小,此数值大其中,时域冲激响应中幅度最高的为主路径,不在第一噪声检验门限内的其他路径为小路径;根据第一信噪比SNR1自适应计算得到的 th_mean , $maxdelta_idex$, $delta_idex$ 用于后面第二噪声检验门限计算,以及有效窗口的大小;第二检测门限通过下面公式: $gate2=\min(P_{max}*th_max,P_{mean}*th_mean)$ 计算得到, th_mean 是根据前面计算得到的;

[0040] 第二噪声检测门限计算模块,用于根据第一信噪比计算得到主路径窗口的长度、小路径窗口的长度、均值功率门限数值和最大功率门限数值,并根据均值功率门限数值和最大功率门限数值计算得到第二噪声检测门限;

[0041] 信号和噪声位置判断模块,用于根据第二噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号位置和噪声位置,对噪声置零值,对信号位置的信号保留,每一个超过门限的信号位置周围点均保留;

[0042] 路径周围点保留模块,用于根据小路径窗口的长度保留每一条路径周围的点,根据主路径窗口的长度保留主路径周围的点;

[0043] 离散傅里叶变换模块,用于利用离散傅里叶变换将去噪之后的信道脉冲响应变换到频域并发送至信号估计模块。

[0044] 进一步地,第一噪声检测门限计算模块计算第一噪声检测门限包括以下步骤:

[0045] 根据公式 $p_pow_i = ||ptime_chi||^2$ 计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度;

[0046] 根据瞬时信号幅度计算得到输入信号的最大功率和输入信号的均值功率;

[0047] 根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限;

[0048] 其中, p_pow_i 为窗口内信号的瞬时信号幅度, $ptime_chi$ 为信道脉冲响应。

[0049] 进一步地,第一噪声检测门限根据如下公式计算得到:

[0050] $gate0=\min(P_{max}*TH0_{max},P_{mean}*TH0_{mean})$

[0051] 其中, $gate0$ 为第一噪声检测门限, P_{max} 为窗口内信号最大的瞬时信号幅度, $TH0_{max}$ 为初始最大值门限, P_{mean} 为输入信号的均值功率, $TH0_{mean}$ 为预设的初始均值门限数值。

[0052] 进一步地,还包括递归滤波模块,用于对所有输入信号的功率进行递归滤波。

[0053] 本发明提供的迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置,与现有技术相比具有以下进步:

[0054] 本发明根据测量得到的信噪比对主路径窗口和小路径窗口进行自适应调整,能够有效的消除噪声,极大地改善信号质量,具有方法操作和装置结构简单、接收信号质量较高的优点。

[0055] 上述说明仅是本发明技术方案的概述,为了能够更清楚了解本发明的技术手段,而可依照说明书的内容予以实施,并且为了让本发明的上述和其它目的、特征和优点能够更明显易懂,以下特举本发明的具体实施方式。

附图说明

[0056] 通过阅读下文优选实施方式的详细描述,各种其他的优点和益处对于本领域普通

技术人员将变得清楚明了。附图仅用于示出优选实施方式的目的,而并不认为是对本发明的限制。而且在整个附图中,用相同的参考符号表示相同的部件。在附图中:

- [0057] 图1为本发明实施例中迭代自适应信道去噪方法的步骤图;
- [0058] 图2为本发明实施例中迭代自适应信道去噪装置的器件连接框图;
- [0059] 图3为本发明实施例中迭代自适应信道去噪装置具体实施时的步骤图;
- [0060] 图4为本发明实施例中两级信道估计去噪的步骤图;
- [0061] 图5为本发明实施例中室内环境多径聚合情况下信道CIR去噪前后信道估计CIR时域图;
- [0062] 图6为去噪前后信道估计频域CFR图;
- [0063] 图7为采用信道功率IIR滤波两级信道去噪解调星座图;
- [0064] 图8为现有技术中采用一级信道去噪解调星座图;
- [0065] 图9为城市信道下CIR的多径信息。

具体实施方式

[0066] 下面将参照附图更详细地描述本公开的示例性实施例。虽然附图中显示了本公开的示例性实施例,然而应当理解,可以以各种形式实现本公开而不应被这里阐述的实施例所限制。相反,提供这些实施例是为了能够更透彻地理解本公开,并且能够将本公开的范围完整的传达给本领域的技术人员。

[0067] 本技术领域技术人员可以理解,除非另外定义,这里使用的所有术语(包括技术术语和科学术语),具有与本发明所属领域中的普通技术人员的一般理解相同的意义。还应该理解的是,诸如通用字典中定义的那些术语,应该被理解为具有与现有技术的上下文中的意义一致的意义,并且除非被特定定义,否则不会用理想化或过于正式的含义来解释。

[0068] 本实施例提供了一种迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置。

[0069] 如图1,本实施例的一种迭代自适应信道去噪方法,包括以下步骤:

[0070] S1、对信道频率响应进行快速傅里叶逆变换,得到信道脉冲响应;假设在信道估计模块中,IDFT输出端口信道估计的时域冲激响应为:

[0071] $p_{\text{time_ch}}(i) \quad i=1, \dots, M$

[0072] 其中 M^{th} 为一个OFDM符号中导频子载波个数。

[0073] 具体实施时,在步骤S1之前,还可以包括如下步骤:

[0074] 根据已知的导频发送信号、接收到的导频信号、在导频子信道上叠加的加性高斯白噪声计算得到信道响应参数;本实施例中,根据正交频分复用系统模型公式 $Y_P = X_P H + W_P$ 计算得到信道响应参数,式中, H 为信道响应参数, X_P 为已知的导频发送信号, Y_P 为接收到的导频信号, W_P 为在导频子信道上叠加的加性高斯白噪声。

[0075] 再根据已知的导频发送信号、接收到的导频信号和信道响应参数计算得到信道估计值;当信道估计参数未发生变化时,确定信道相关信息为前一次信道估计时使用的信道相关信息;当信道估计参数发生变化时,根据功率时延谱重新确定信道相关信息。根据接收信号的信噪比以及能量值确定噪声径的检测门限,根据所述检测门限对所示CIR估计值的各个延时径进行抑制噪声处理,得到优化的CIR估计值。通过接收信号的信噪比和能量值(各点信号幅度值平方后的求和)对CIR中的噪声水平进行估计的方法与所采用的估计方法

有关。本实施例中,根据最小二乘信道估计算法和公式 $\tilde{H}_{P,LS} = (X_P^H X_P)^{-1} X_P^H Y_P = X_P^{-1} Y_P$ 计算得到信道估计值,式中, X_P 为已知的导频发送信号, Y_P 为接收到的导频信号, H 为信道响应参数, $\tilde{H}_{P,LS}$ 为信道估计值。在其他实施例中,也可以采用其他算法计算信道估计值。

[0076] 根据已知的导频发送信号、接收到的导频信号和信道响应参数计算得到信道估计值;

[0077] 假设OFDM系统模型用下式表示:

$$[0078] \quad Y_P = X_P H + W_P \quad (1)$$

[0079] 式中 H 为信道响应参数; X_P 为已知的导频发送信号; Y_P 为接收到的导频信号; W_P 为在导频子信道上叠加的AWGN(加性高斯白噪声)矢量。

[0080] LS为最小二乘(Least-Square)信道估计,LS算法就是对(1)式中的参数 H 进行估计,使函数(2)最小:

$$[0081] \quad J = (Y_P - \hat{Y}_P)^H (Y_P - \hat{Y}_P) = (Y_P - X_P \hat{H})^H (Y_P - X_P \hat{H}) \quad (2)$$

[0082] 其中 Y_P 是接收到的导频信号; $\hat{Y}_P = X_P \hat{H}$ 是经过信道估计后得到的导频输出信号; \hat{H} 是信道响应参数 H 的估计值。

$$[0083] \quad \Rightarrow \frac{\partial \{(Y_P - X_P \hat{H})^H (Y_P - X_P \hat{H})\}}{\partial \hat{H}} = 0$$

[0084] 由此可以得到LS算法的信道估计值为:

$$[0085] \quad \tilde{H}_{P,LS} = (X_P^H X_P)^{-1} X_P^H Y_P = X_P^{-1} Y_P$$

[0086] 可见,LS信道估计算法只需要已知的导频发送信号 X_P ,对于待定的信道响应参数 H ,在导频子信道上叠加的加性高斯白噪声 W_P ,以及接收到的导频信号 Y_P 的其它统计特征,都不需要其它的信息,因此LS信道估计算法的最大优点是结构简单,计算量小,仅通过在各载波上进行一次除法运算即可得到导频位置子载波的信道特征。但是,LS信道估计算法由于在估计时忽略了噪声的影响,所以信道估计值对噪声干扰以及ICI(信道间干扰)的影响比较敏感。在信道噪声较大时,估计的准确性大大降低,从而影响数据子信道的参数估计。为此,在根据LS得到 $\tilde{H}_{P,LS}$ 数值之后,需要进行去噪处理。

[0087] S2、根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限;具体计算步骤为:

[0088] 根据公式 $p_pow_i = ||ptime_chi||^2$ 计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度;

[0089] 对于取出的窗口内信号 x_i ,计算其瞬时信号幅度,即:

$$[0090] \quad p_asb_i = |real(ptime_chi) + |imag(ptime_chi)|,$$

$$[0091] \quad p_pow_i = p_asb_i^2$$

[0092] 或者

$$[0093] \quad p_pow_i = ||ptime_chi||^2$$

[0094] 其中, p_pow_i 为窗口内信号的瞬时信号幅度, $ptime_chi$ 为信道脉冲响应。

[0095] 根据瞬时信号幅度进行最大值搜索,得到最大值,搜索公式为:

[0096] $[\maxpos, P_{\max}] = \max(p_asbi)$

[0097] 根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限；

[0098] 第一噪声检测门限根据如下公式计算得到：

[0099] $gate0 = \min(P_{\max} * TH0_{\max}, P_{\text{mean}} * TH0_{\text{mean}})$

[0100] 其中, $gate0$ 为第一噪声检测门限,是在两个门限中选择一个最小的门限, P_{\max} 为窗口内信号最大的瞬时信号幅度, $P_{\max} = \max(p_pow_i)$, $i = 1, 2, \dots, M$, $TH0_{\max}$ 为初始最大值门限, $P_{\text{mean}} = \frac{\text{sum}(p_pow_i)}{M}$, $i = 1, 2, \dots, M$, P_{mean} 为输入信号的均值功率, $TH0_{\text{mean}}$ 为预设

的初始均值门限数值。

[0101] 如图7为采用信道功率IIR滤波两级信道去噪解调星座图,如图8为现有技术中采用一级信道去噪解调星座图。为了避免随机噪声对有用信号的CIR进行的误判,对输入信号的功率进行IIR(递归滤波器)滤波处理,这样就可以大概率的降低随机噪声对信号多径的干扰。 γ 是环路滤波器参数, $0 < \gamma \leq 1$,默认数值 $\gamma = 1$ $Morder, Morder = 4$;

[0102] $p_pow_i = \gamma * p_pow_i + (1 - \gamma) * last_p_pow_i$

[0103] $last_p_pow_i = p_pow_i$

[0104] 其中, p_pow_i 为窗口内信号的瞬时信号幅度, γ 是环路滤波器参数, $0 < \gamma \leq 1$, $last_p_pow_i$ 为滤波后的信号。

[0105] S3、根据第一噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号和噪声,并计算得到第一信噪比；

[0106] 第一信噪比的计算过程如下：

[0107] $sig_pow = \sum_{j=1}^J p_pow(sigNEW_index(j))$

[0108] $all_pow = \sum_{i=1}^M p_pow(i)$

[0109] $noise_pow = all_pow - sig_pow$

[0110] $snr_dB = 10 * \log_{10} \left(\frac{sig_pow}{all_pow} \right)$

[0111] $mean_p_abs = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} p_abs_i$

[0112] S4、根据第一信噪比计算得到主路径窗口的长度、小路径窗口的长度、均值功率门限数值和最大功率门限数值,并根据均值功率门限数值和最大功率门限数值计算得到第二噪声检测门限；

[0113] 首先对频域的信道 H 变成时域 h 之后,也就是通过 $h = \text{IFFT}(H)$ (快速傅里叶逆变换),得到信道脉冲响应CIR的 h (时域)信息,然后对 h 信息首先进行功率的判定。

$$[0114] \quad signal_index(j++)_i = \begin{cases} i & p_pow_i \geq gate0 \\ , & i = 1 \dots M \end{cases}$$

[0115] 同时为了尽可能的保留有用信号两边各个delta_idx都要保留,都作为有用信号,有效径保留小窗。

[0116] $sigNEW_index = [signal_index - delta_idx, signal_index + delta_idx]$

[0117] 信号窗口外没有传输信号-也就是没有多径的位置,此时没有信号的位置也就是1,2,...M索引中刨除sigNEW_index位置的索引都认为是噪声信号的索引noise_index。

[0118] 信道噪声去除方法如下:

[0119] 在所述时域信号中检测到的一个或多个峰值的位置。所述时域信号中峰值的位置可以通过如下操作来检测的:

[0120] 第一种:所选择CIR都在阈值TH以下,大于TH的峰值点以及周围较少样本被保留,阈值可以根据SNR(信噪比)动态调整;

[0121] 第二种:将窗口(W)之外的所有样本调零值,而不论它们的大小如何,使得窗口覆盖cover(1:60,240:256),也可以基于CP长度来选择;

[0122] 第三种:基于掩蔽窗口(maskwindow)内的样本被保留,而之外的去噪将窗口(W)之外的所有样本调零值,而不论它们的大小如何,掩蔽窗口的中心对应CIR的峰值点。进一步优化可以采用多个峰值掩蔽方式,逐渐递减。然后外部采用高的门限来设置。

[0123] 第二种方案一般不太适合,由于信号的同步不太准确,或者多径造成同步的误判,使得CIR的最大路径有时不在零值附近,可能延时或者提前。故此本实施例采用一种联合去噪方式,联合采用第一种阈值方法去噪和掩蔽窗口去噪的联合去噪方式。

[0124] 这两种联合去噪方式在信道估计中的位置如图4所示。首先将导频符号与本地已知参考信号进行复数共轭乘以消除参考信号调制影响。消除调制以后的导频符号将进行IDFT(离散傅里叶变换的逆变换)变换到时间域,变换到时域的信号将根据时域取窗策略进行噪声抑制。消除噪声以后的时域信号将经过DFT(离散傅里叶变换)变换到频域。DFT输出的频域信号将作为信道估计结果输出到信道均衡模块。

[0125] S5、根据第二噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号位置和噪声位置,对噪声置零值,对信号位置的信号保留,每一个超过门限的信号位置周围点均保留;

[0126] 根据门限gate1再次判别信号和噪声,把功率大于门限gate1的都认为是有用信号脉冲响应的位置。

$$[0127] \quad signal_index2(j++)_i = \begin{cases} i & p_pow_i \geq gate1 \\ , & i = 1 \dots M \end{cases}$$

[0128] 同时为了尽可能的保留有用信号两边各个delta_idx都要保留,都作为有用信号,有效径保留小窗:

[0129] $sigNEW_index2 = [signal_index2 - delta_idx, signal_index2 + delta_idx]$

[0130] 对时域信道估计值进行噪声抑制,并对有效径保留小窗;对大于门限的每一点周围的都需要保留,目的是为了当同步不是很准确或者每一跳路径中都包含需要不可分离的子路径,防止信号能量的泄露问题。这里TH为取窗门限,其取值对性能影响较大。

[0131] 针对室内环境,多径信号都集中在某一个最大路径周围,这个时候在最大路径周围多保留一些峰值点,此时结合掩蔽窗口方法,最大路径周围区域大范围保留。如何判别路径聚合的依据是主路径和次路径距离近,就认为多径在聚合。判别依据是最大路径掩蔽窗口内 ($W_{\text{inSize}} = \text{winLeft} + \text{winRight}$) 信号功率相比总功率超过一定比例。

[0132] $\text{max_index2}_j = [\text{maxpos} - \text{winLeft}, \text{maxpos} + \text{winRight}], j = 1, 2, \dots, W_{\text{inSize}}$

$$[0133] \quad S_{\text{max pow}} = \sum_{j=1}^{W_{\text{inSize}}} \left\| \text{ptime_ch}(\text{max_index2}_j) \right\|^2$$

$$[0134] \quad \text{总功率 } S_{\text{allpow}} = \sum_{j=1}^{iM} \left\| \text{ptime_ch}(\text{max_index2}_j) \right\|^2$$

[0135] 也就是 $s_{\text{max pow}} / s_{\text{allpow}} > P$, 此时 $1 > P > 0$ 。

[0136] 这个时候就认为多径信号聚合,此时的环境位于室内或者封闭近距离环境。最大路径掩蔽窗口方法用户也可以根据通信设备的配置环境特意设置最大路径掩蔽窗口。

[0137] 其他地方设置零值

$$[0138] \quad \text{signal_index}(j++)_i = \begin{cases} i & \left\| \text{ptime_ch}_i \right\|^2 \geq \text{gate0}, i = 1 \dots M \\ 0 & \text{else} \end{cases}$$

[0139] 根据上述中计算的信号索引 signal_index 来获取有用路径信息:

$$[0140] \quad \text{new_ch}_i = \begin{cases} \text{ptime_ch}_i; & \text{signal_index} = i \\ 0; & \text{else} \end{cases}, i = 1 \dots M$$

[0141] S6、根据小路径窗口的长度保留每一条路径周围的点,根据主路径窗口的长度保留主路径周围的点;

[0142] 根据SNR确定噪声门限 th_mean , 大路径左右窗的大小,以及每一条小路径窗口大小都自适应调整,这些调整的参数大小根据大数据深度学习-大量的实测数据确定,设置原则是:

[0143] SNR高时,设置噪声门限低,主路径窗口增大,小路径窗口都增加。这是由于SNR高时噪声抖动小,需要把噪声门限设置低一些。主路径窗口和小路径窗口也都自适应增加,这样能够尽可能的保留有用信号。

[0144] SNR低时,设置噪声门限高,主路径窗口减小,小路径窗口也减小。这是由于SNR低时噪声抖动大,需要把噪声门限设置高一些,尽可能的限制噪声对信号的影响。主路径窗口和小路径窗口也都自适应减少,这样能够引入更少的噪声。

[0145] 为此有三个变量自适应调整:第一是平均噪声的比例数值 th_mean ;第二个是主路径窗口 Leftmaxdelta_idx 和 rightmaxdelta_idx ;第三个是小路径窗口左右窗口数值都是 delta_idx 。

[0146] 根据测量的SNR数值分为如下多个等级,SNR大于15dB以上,噪声的比例已经很小,此时设置可以一样,SNR小于-3dB时噪声很大,此时设置也可以一样。具体实现的计算机程序为:

[0147] If $\text{snr_meas} > 15$

```
[0148] th_mean=0.125/4;
[0149] Leftmaxdelta_idx=25;rightmaxdelta_idx=30;
[0150] delta_idx=8;
[0151] elseifsnr_meas>12&&snr_meas<=15
[0152] th_mean=0.125/2;
[0153] delta_idx=4;
[0154] Leftmaxdelta_idx=20;rightmaxdelta_idx=25;
[0155] elseifsnr_meas>9&&snr_meas<=12
[0156] th_mean=0.125/1;
[0157] delta_idx=5;
[0158] Leftmaxdelta_idx=15;rightmaxdelta_idx=20;
[0159] elseifsnr_meas>7&&snr_meas<=9
[0160] th_mean=0.125*4;
[0161] Leftmaxdelta_idx=15;rightmaxdelta_idx=20;
[0162] delta_idx=4;
[0163] elseifsnr_meas>6&&snr_meas<=7
[0164] th_mean=1;
[0165] Leftmaxdelta_idx=8;rightmaxdelta_idx=12;
[0166] delta_idx=2;
[0167] elseifsnr_meas>=5&&snr_meas<=6
[0168] th_mean=1.25;
[0169] Leftmaxdelta_idx=6;rightmaxdelta_idx=8;
[0170] delta_idx=2;
[0171] elseifsnr_meas>=2&&snr_meas<5
[0172] th_mean=1.5;
[0173] Leftmaxdelta_idx=4;rightmaxdelta_idx=6;
[0174] delta_idx=1;
[0175] elseifsnr_meas>=0&&snr_meas<2
[0176] th_mean=2;
[0177] Leftmaxdelta_idx=4;rightmaxdelta_idx=6;
[0178] delta_idx=1;
[0179] elseifsnr_meas>=-3&&snr_meas<0
[0180] th_mean=3;
[0181] Leftmaxdelta_idx=4;rightmaxdelta_idx=6;
[0182] delta_idx=1;
[0183] elseifsnr_meas<-3
[0184] th_mean=4;
[0185] Leftmaxdelta_idx=2;rightmaxdelta_idx=3;
[0186] delta_idx=1;
```

[0187] S7、利用离散傅里叶变换将去噪之后的信道脉冲响应变换到频域并发送至信号估计模块。

[0188] 如图5示意了处理去噪后的时域CIR(信道脉冲响应)来生成频域CFR(信道频率响应)。经过上述的步骤IDFT运算后得到的频域的结果 $\check{H} = FFT(new_ch)$,同时频域经过边缘子载波的平滑处理。

[0189] 将H两端的边缘子载波上的信道估计重新赋值,以降低边缘子载波的信道估计误差,子载波序号 $i=1 \dots M$ 。

$$[0190] \quad \check{H}(0) = \check{H}(2) \quad \check{H}(1) = \check{H}(2)$$

$$[0191] \quad \check{H}(M-1) = \check{H}(M-3)$$

$$[0192] \quad \check{H}(M-2) = \check{H}(M-3)$$

[0193] 如图6为去噪前后信道估计频域CFR图。由于接收信号中存在干扰和噪声,在信道估计中必须对IDFT输出的信道时域冲激响应进行时域滤波(也就是时域取窗),经时域滤波以后的信号再经DFT变化到频域,从而得到信道的频域估计。

[0194] 本发明根据测量得到的信噪比对主路径窗口和小路径窗口进行自适应调整,能够有效的消除噪声,极大地改善信号质量,具有方法操作简单、接收信号质量较高的优点。

[0195] 具体实施时,还包括步骤:对频域信道内的频域冲激响应进行边缘子载波平滑处理。

[0196] 如图2和图3,本实施例的一种实现如上述实施例中所述方法的迭代自适应信道去噪装置,包括:

[0197] 快速傅里叶逆变换模块,用于对信道频率响应进行快速傅里叶逆变换,得到信道脉冲响应;

[0198] 瞬时信号幅度计算模块,用于根据预设信号提取门限从时域信道中提取窗口内信号,并根据信道脉冲响应计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度;

[0199] 第一噪声检测门限计算模块,用于根据瞬时信号幅度进行最大值搜索,得到最大值,根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限;

[0200] 第一信号和噪声判定模块,用于根据第一噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号和噪声,其中,功率大于第一噪声检测门限的都是有用信号脉冲响应的位置,有效径保留小窗;

[0201] 第一信噪比计算模块,用于根据信号和噪声计算得到第一信噪比;

[0202] 路径窗口自适应调整模块,用于当第一信噪比SNR1大于15dB时,则将主路径窗口按照预设幅度增大,将小路径窗口按照预设幅度增大,信噪比越低,主路径窗口maxdelta_idx和小路径窗口delta_idx长度均逐渐缩小。本发明设定信噪比小于-3dB时不再划分,信噪比高于15dB时也不再划分。此时-3dB时maxdelta_idx等于4和小路径窗口delta_idx等于1,此时15dB时maxdelta_idx等于15和小路径窗口delta_idx等于6。目的是在信噪比高时多保留一些路径信息,此时多径干扰是影响系统的主要因素。在信噪比低时,仅保留一些主要路径信息,避免更多的噪声对系统的影响。因为此时噪声是影响信号质量的主要因素。

同时根据第一信噪比大小自适应进行均值功率门限数值 th_mean 设定,第一信噪比SNR1越大, th_mean 门限设置越小,第一信噪比SNR1越小, th_mean 门限设置越大,信噪比大时,噪声越小,检测门限应该适当降低,避免漏检多径信号。信噪比小时,噪声大,此时检测门限 th_mean 应该大一些,避免把噪声当成信号,造成误判。最大功率门限设定 th_max 也是根据SNR1自适应调整, th_max 和 th_mean 的调整方向一致,SNR1大,此数值小,SNR1小,此数值大其中,时域冲激响应中幅度最高的为主路径,不在第一噪声检测门限内的其他路径为小路径;根据第一信噪比SNR1自适应计算得到的 th_mean , $maxdelta_idex$, $delta_idex$ 用于后面第二噪声检测门限计算,以及有效窗口的大小,用;第二检测门限也是通过公式: $gate2 = \min(P_{max} * th_max, P_{mean} * th_mean)$ 计算得到的, th_mean 是根据前面计算得到的;

[0203] 第二噪声检测门限计算模块,用于根据第一信噪比计算得到主路径窗口的长度、小路径窗口的长度、均值功率门限数值和最大功率门限数值,并根据均值功率门限数值和最大功率门限数值计算得到第二噪声检测门限;

[0204] 信号和噪声位置判断模块,用于根据第二噪声检测门限对所有信号进行噪声和信号分离的判定,判别得到信号位置和噪声位置,对噪声置零值,对信号位置的信号保留,每一个超过门限的信号位置周围点均保留;

[0205] 路径周围点保留模块,用于根据小路径窗口的长度保留每一条路径周围的点,根据主路径窗口的长度保留主路径周围的点;

[0206] 离散傅里叶变换模块,用于利用离散傅里叶变换将去噪之后的信道脉冲响应变换到频域并发送至信号估计模块。

[0207] 本发明根据测量得到的信噪比对主路径窗口和小路径窗口进行自适应调整,能够有效的削除噪声,极大地改善信号质量,具有装置结构简单、接收信号质量较高的优点。

[0208] 具体实施时,第一噪声检测门限计算模块计算第一噪声检测门限包括以下步骤:

[0209] 根据公式 $p_pow_i = ||ptime_chi||^2$ 计算得到窗口内信号的瞬时信号幅度;

[0210] 根据瞬时信号幅度计算得到输入信号的最大功率和输入信号的均值功率;

[0211] 根据预设的初始最大值门限、预设的初始均值门限数值、输入信号的最大功率和输入信号的均值功率计算得到第一噪声检测门限;

[0212] 其中, p_pow_i 为窗口内信号的瞬时信号幅度, $ptime_chi$ 为信道脉冲响应。

[0213] 具体实施时,第一噪声检测门限根据如下公式计算得到:

[0214] $gate0 = \min(P_{max} * TH0_{max}, P_{mean} * TH0_{mean})$

[0215] 其中, $gate0$ 为第一噪声检测门限, P_{max} 为窗口内信号最大的瞬时信号幅度, $TH0_{max}$ 为初始最大值门限, P_{mean} 为输入信号的均值功率, $TH0_{mean}$ 为预设的初始均值门限数值。

[0216] 具体实施时,还包括递归滤波模块,用于对所有输入信号的功率进行递归滤波。

[0217] 如图9为城市信道下CIR的多径信息。室内的多径信息不断的反复反射,折射,导致多径信息多而密集,此时主路径附近存在大量的小路径,为此通过门限来判断不合适,此时就对主路径两端的多径信号大量保存,远端路径信号尽可能的去除。这样可以最大限度的保护有用信号,削除噪声,使得信号质量有明显的改善。本发明的迭代自适应信道去噪方法及迭代自适应信道去噪装置,在准确估计多径的同时尽可能的减少噪声对系统的影响。

[0218] 以上方法实施例的改进也属于装置实施例的改进,装置实施例中不再赘述。

[0219] 对于方法实施例,为了简单描述,故将其都表述为一系列的动作组合,但是本领域

技术人员应该知悉,本发明实施例并不受所描述的动作顺序的限制,因为依据本发明实施例,某些步骤可以采用其他顺序或者同时进行。其次,本领域技术人员也应该知悉,说明书中所描述的实施例均属于优选实施例,所涉及的动作并不一定是本发明实施例所必须的。

[0220] 最后应说明的是:以上实施例仅用以说明本发明的技术方案,而非对其限制;尽管参照前述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精神和范围。

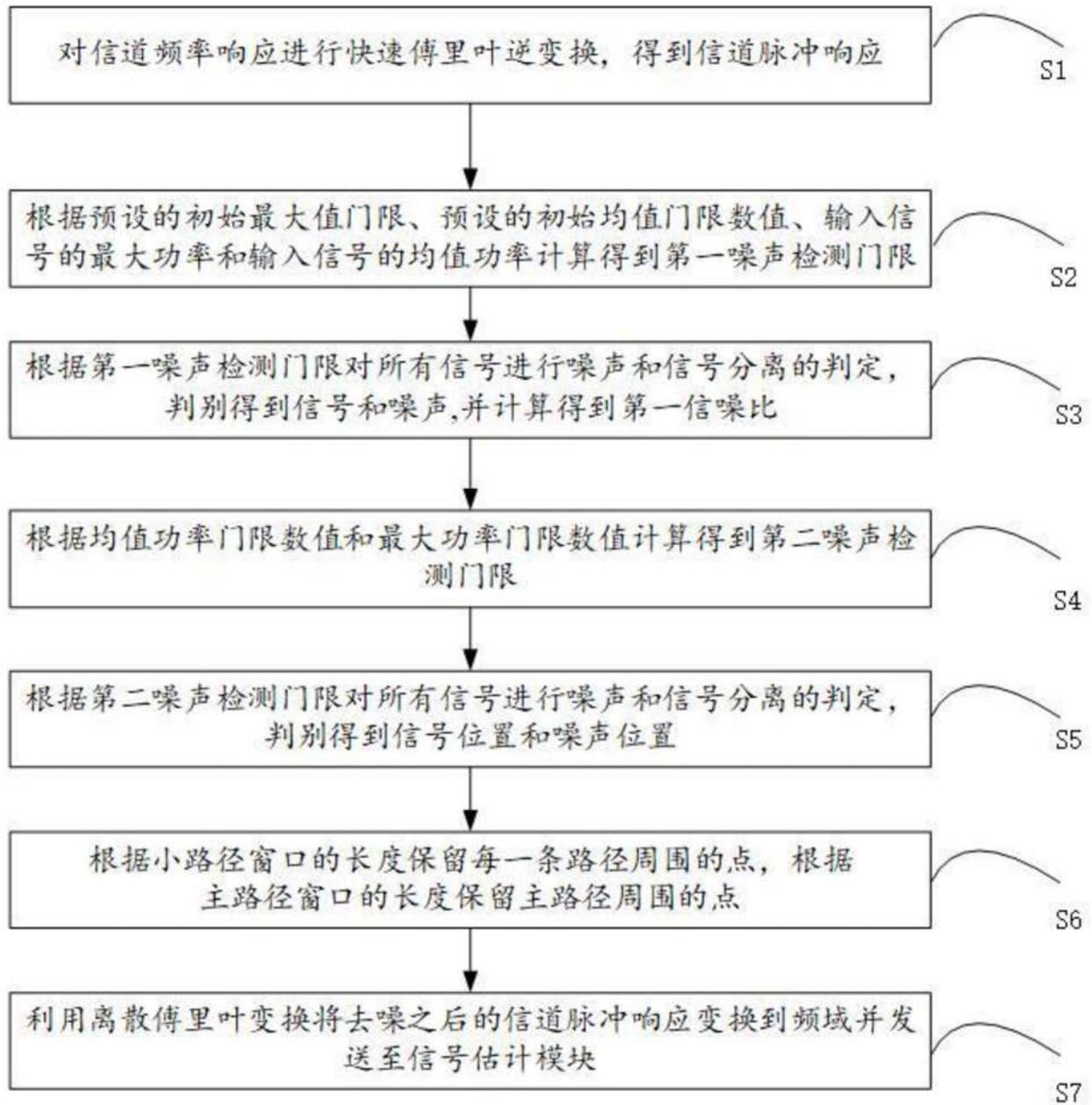


图1



图2

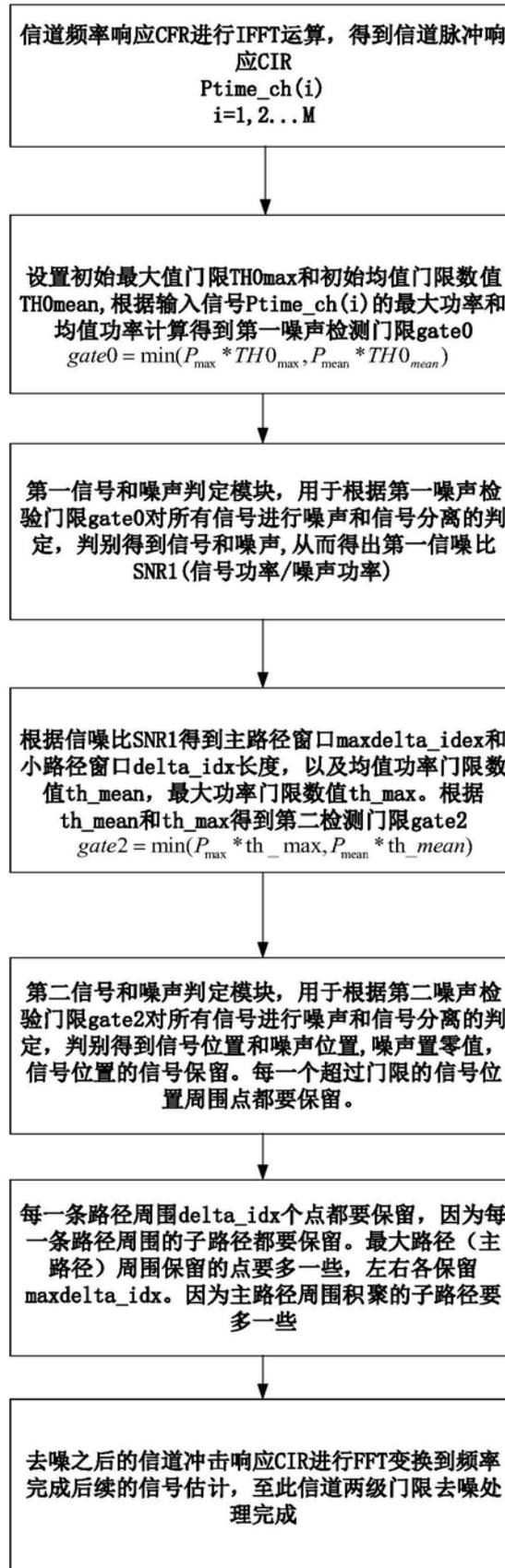


图3

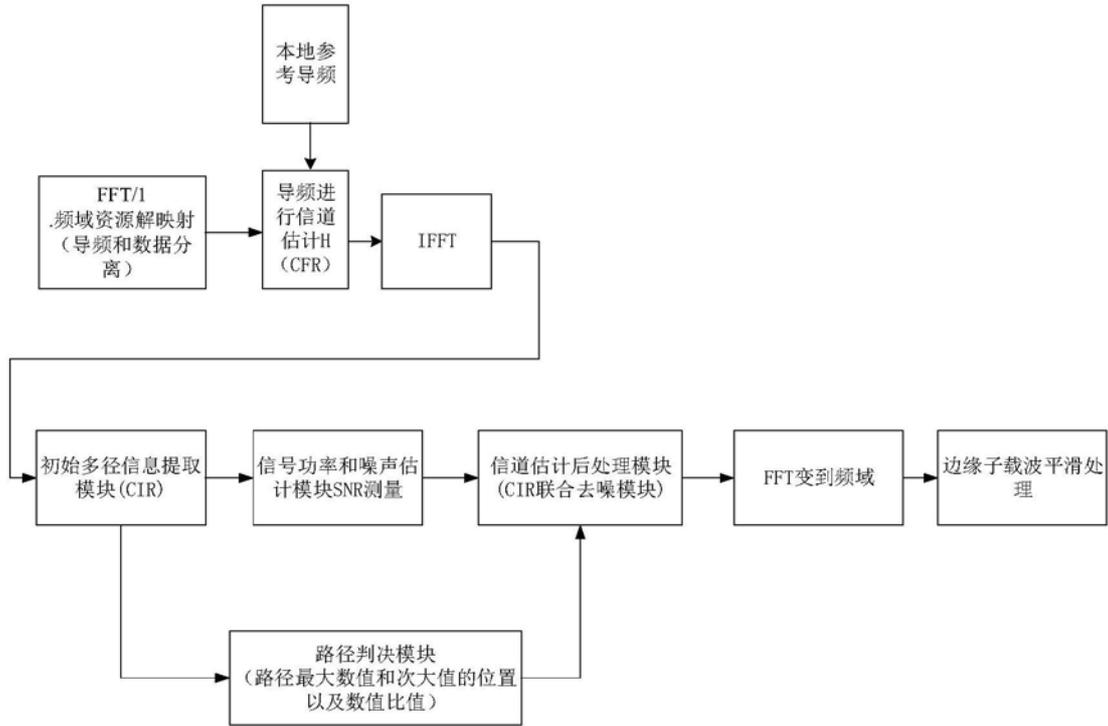


图4

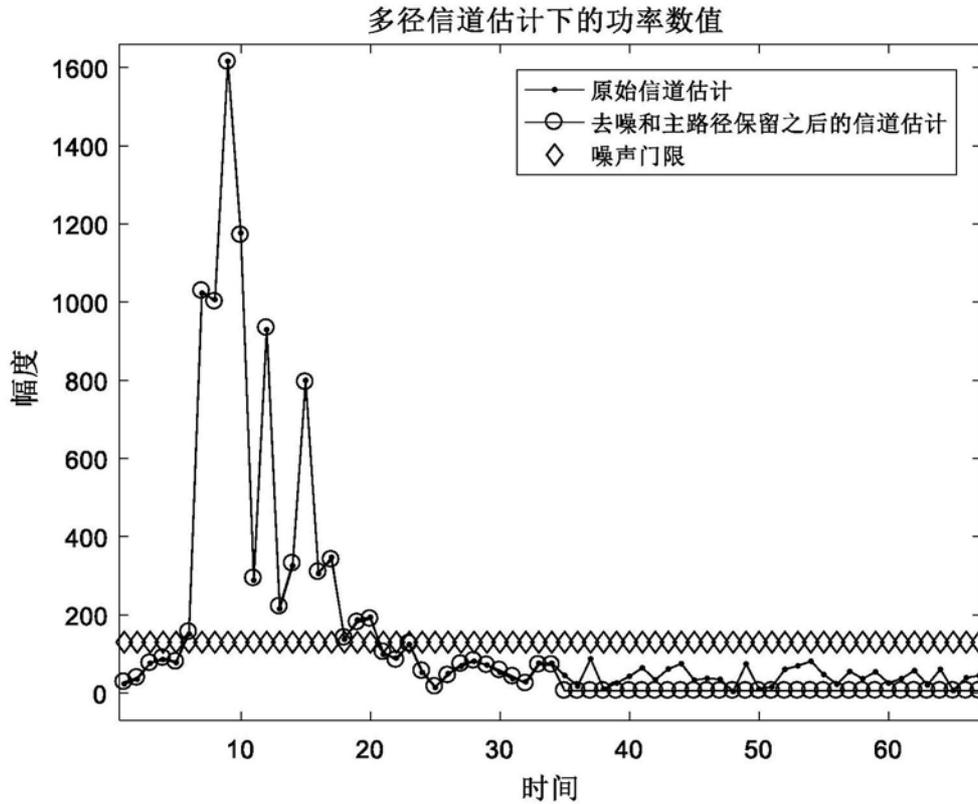


图5

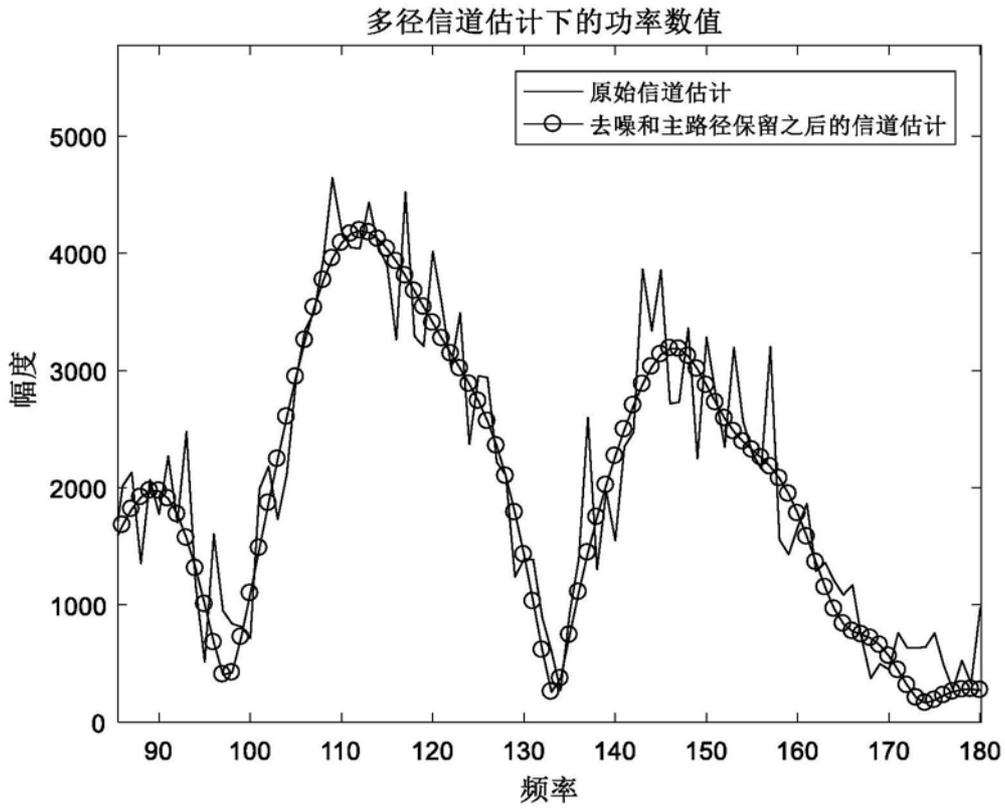


图6

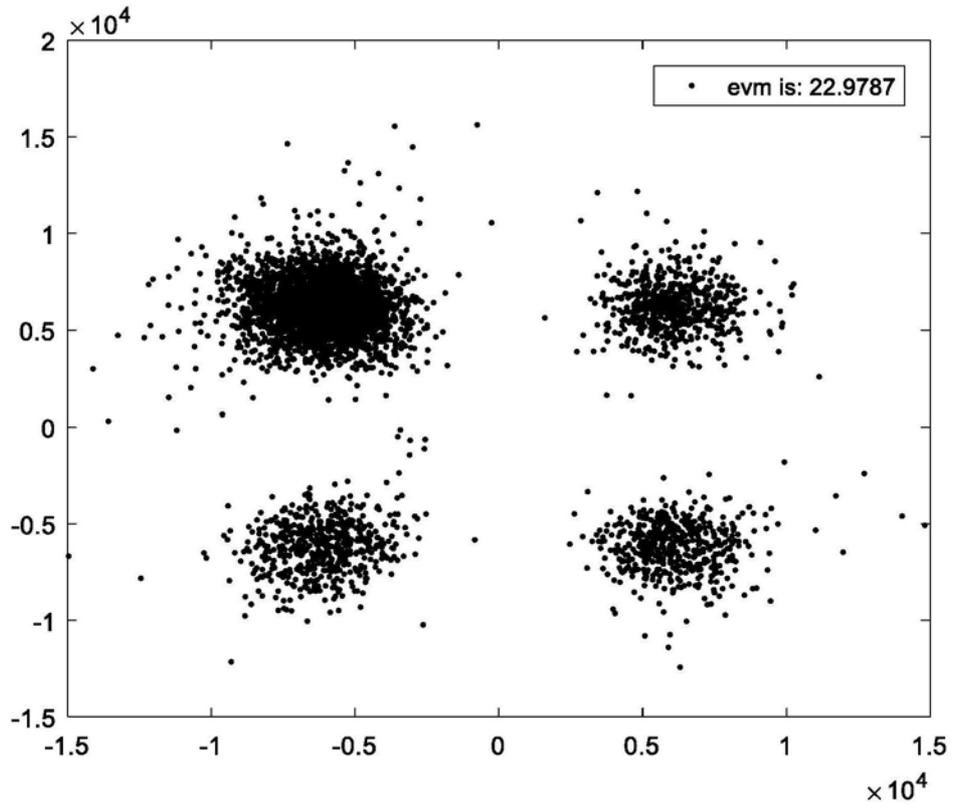


图7

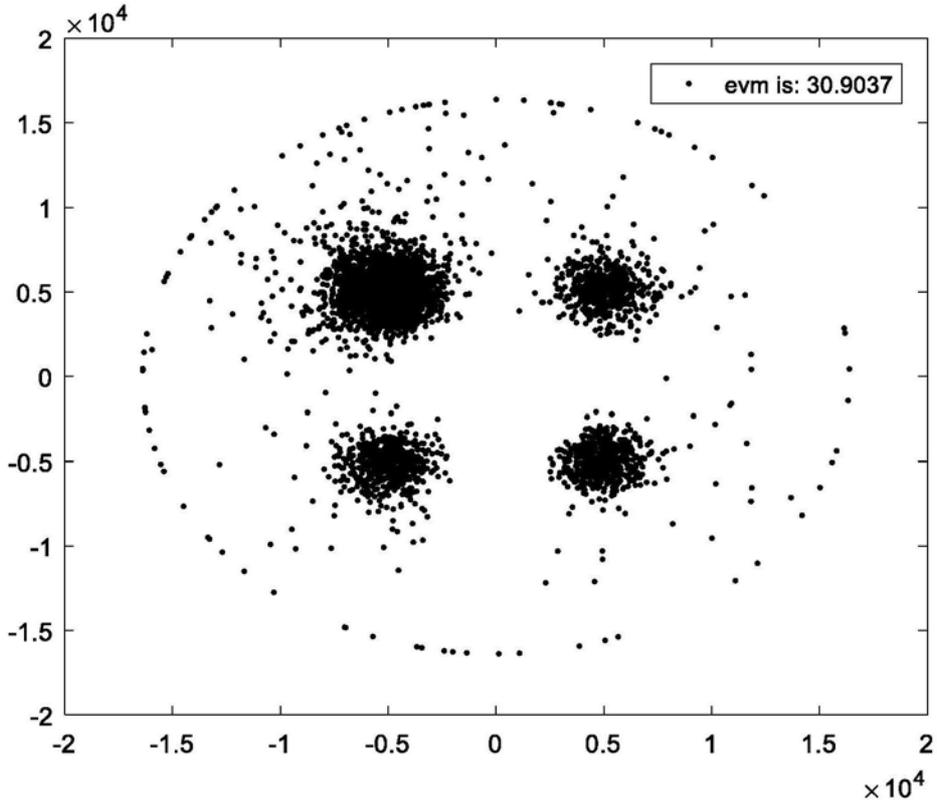


图8

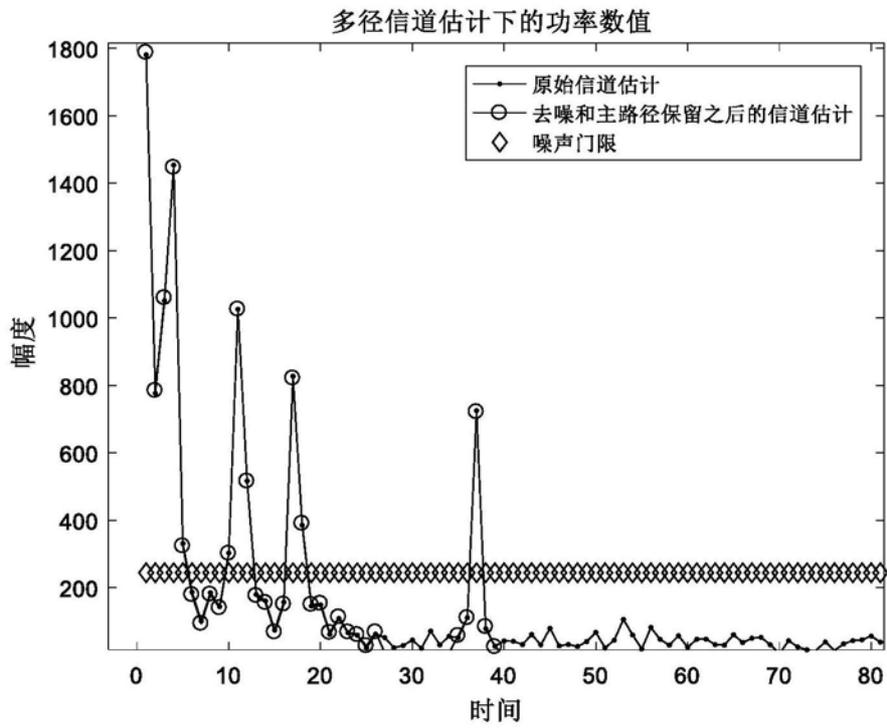


图9