



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104539562 A

(43) 申请公布日 2015. 04. 22

(21) 申请号 201410605918. 9

(22) 申请日 2014. 10. 30

(71) 申请人 重庆邮电大学

地址 400065 重庆市南岸区黄桷垭崇文路 2 号

(72) 发明人 唐宏 粟根花 夏小霞 李兆玉 韦世红 杨浩澜

(74) 专利代理机构 重庆市恒信知识产权代理有限公司 50102

代理人 刘小红

(51) Int. Cl.

H04L 25/02(2006. 01)

H04L 27/26(2006. 01)

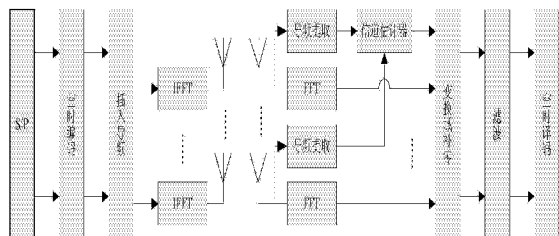
权利要求书2页 说明书5页 附图1页

(54) 发明名称

基于多输入多输出正交频分复用的宽带短波信道估计方法

(57) 摘要

本发明请求保护一种 MIMO-OFDM 宽带短波信道估计方法,包括以下步骤:根据宽带短波信道的特性设计一个梳状导频帧结构格式,即确定导频的插入位置;利用 MIMO-OFDM 导频信号的观测样本,以最小二乘法为估计准则获得导频位置处的信道冲激响应;利用小波变换进行滤波,将混叠着高斯白噪声的信号随着小波分解尺度的增加,小波变换的幅度会随之减小,跟踪各尺度下的小波变换的极大值,找出信号部分,滤除噪声,从而提高信道估计的精度;采用基于变换域补零的插值算法得到全频段的信道频域响应。本发明计算复杂度低,估计误差性能良好。



1. 一种基于多输入多输出正交频分复用的宽带短波信道估计方法,其特征在于:包括以下步骤:

101、在发射端,根据宽带短波信道信道的参数指标,设计一个适应快信道的梳状导频并确定梳状导频的插入位置,将设计好的梳状导频插入确定的位置,通过天线发送出去;

102、预先设计,从各个天线接收端提取出导频数据,将提取出的导频数据依次送到设计好的信道估计器产生导频信号,并通过所述滤波器组对导频信号进行滤波,输出滤波后的导频信号数据,然后利用最小二乘法计算导频位置处子载波信道估计频域时的数据抽样值,获得发射接受天线对之间频域样本值;

103、将每个发射接受天线对之间所获得的频域样本值采用离散傅里叶 DFT 变换法变换到变换域中,通过小波变换设计滤波器,在变换域中对信号进行低通滤波,然后再进行变换域内补零,再将补零后的时域序列进行离散傅里叶逆变换 IDFT 变换,得到所有子载波位置处的信道响应;

104、最后将步骤 103 中估计出来得信道响应送给各个接收天线之后的信号处理单元,完成整个多输入多输出正交频分复用系统的短波信道估计。

2. 根据权利要求 1 所述的一种基于多输入多输出正交频分复用的宽带短波信道估计方法,其特征在于:步骤 101 中,宽带短波信道模型采用 Watterson 信道模型,宽带短波 Watterson 模型的简化模型 $h(t)$ 可表示如下:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L-1} a_k \exp[j \cdot (2\pi f_{dk} t + \phi_k)] \delta(t - \tau_k)$$

其中, a_k 为路径 k 的相对幅度; L 为路径数; f_{dk} 为多普勒频移; ϕ_k 为初始相位; τ_k 为路径 k 上的相对路径时延; δ 为冲击函数; t 为时间。

3. 根据权利要求 1 所述的基于多输入多输出正交频分复用的宽带短波信道估计方法,其特征在于:导频插入的频率间隔 D_f :

$$D_f \leq \frac{T_s}{\tau_{max}}, \quad \text{式中 } \tau_{max} \text{ 为信道响应的最大时延扩展, } T_s \text{ 为一个不包括循环}$$

前缀的多输入多输出正交频分复用符号周期。

4. 根据权利要求 1 所述的基于多输入多输出正交频分复用的宽带短波信道估计方法,其特征在于:信道估计器是根据 LS 最小二乘法来设计,假设发送信号为 X , 信道响应为 H , 接收到的信号为 Y , 噪声干扰为 σ , 则信道模型为:

$$Y = XH + \sigma$$

则得 LS 信道估计频域响应 \hat{H}_{LS} 为:

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y = X^{-1}(XH + \sigma) = H + X^{-1}\sigma$$

其中 \hat{Y} 为梳状导频经过估计到的信道响应之后的估计值, \hat{H} 为估计得到的频域信道响应。

5. 根据权利要求 1 所述的基于多输入多输出正交频分复用的宽带短波信道估计方法,

其特征在于：步骤 103 中接收端时域信道估计值为：

$$\hat{h}_{ls,k} = h_k + \frac{n_k}{x_k}$$

其中， $\hat{h}_{ls,k}$ 为第 k 个载频上的信道估计值， h_k 为信道的真实响应， $\frac{n_k}{x_k}$ 为噪声所引入的干扰，小波去噪过程如下：

$$\begin{aligned} \hat{h}_{ls} &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{k+1,l} \varphi(2^{k+1}t - l) \\ &= \sum_n c_{k,n} \varphi(2^k t - n) + \sum_n d_{k,n} \varphi(2^k t - n) \end{aligned}$$

其中 $c_{k,n}$ 是分解后低频部分的系数， $d_{k,n}$ 是分解后高频部分的系数， l 取值范围为序列的元素个数， n 是序列中的第 n 个元素， $\varphi(2^k t - n)$ 、 $\varphi(2^k t - n)$ 均为尺度函数，分解出来的高频部分为噪声部分，低频部分为信号部分。

基于多输入多输出正交频分复用的宽带短波信道估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信领域的信道估计方法,具体是基于宽带短波 MIMO-OFDM 系统的信道估计方法。

背景技术

[0002] 短波通信是指在频段 1.5M-30MHz (波长 10m-200m) 范围内进行的无线电通信。这一频段包括短波波段 (3M-30MHz) 和部分的中波波段 (1.5M-3MHz),因此短波通信又被称为高频 (High Frequency, HF) 通信。由于短波传播距离远,所以其一度成为中、远程通信的主要无线通信手段。同时,短波通信又具有成本低,设备简单,通信方式灵活,抗毁性好和保密性强等优点,因此在军事、气象、航空和抢险救灾等领域得到了广泛的应用。

[0003] 现代短波通信以“宽带高速”为主要特征,其属于无线通信领域,信道环境复杂恶劣。由于短波传输中是通过电离层进行反射传输信息,而电离层经常性的快速运动以及反射层高度的快速变化,会使传播路径的长度不断变化,从而引起多普勒频移,多普勒扩展等现象。短波在传输过程中还会出现多跳现象,此现象能够引起多径效应,从而使得短波传输更为复杂。因此,对短波信道进行准确的建模并研究出一套适合短波的信道估计方法对未来短波通信的研究尤为重要。

[0004] OFDM (正交频分复用) 技术是一种并行的多载波调制技术,其是将编码后的串行数据流转换为并行数据流,然后采用频率上等间隔的 N 个子载波分别对并行数据进行调制,再将调制后的 N 个子载波的信号相加后同时发送,这样每个符号的频谱只占用信道带宽的一小部分,因此,频谱带宽的需求小,另外,OFDM 技术还可有效抵抗多径时延,其抗频率选择性衰落能力也很强。MIMO (多输入多输出) 系统是通过空间分集技术来提高系统信道的容量,通过空间复用技术将系统的增益大幅度的提高,在保证低误码率的前提下,不断地实现高效性传输。MIMO-OFDM 无线通信系统有效地结合了二者的优点,因此,对 MIMO-OFDM 系统信道估计的研究在无线通信领域占据着重要地位。

[0005] MIMO-OFDM 系统的信道估计根据方法的不同大致可以分为三类:盲信道估计、半盲信道估计以及基于有参的非盲信道估计。盲信道估计和半盲信道估计因收敛速度慢,算法复杂,运算量大,运用相对较少。而非盲信道估计由于其是基于导频符号或者训练序列进行的估计,算法比较简单,实际应用中运用的比较广泛。非盲信道估计技术大致可分为最小二乘法 (LS)、最小均方误差法 (MMSE)、线性最小均方误差法 (LMMSE)。其中最小二乘法算法复杂度低,易于实现,但 LS 信道估计属于无偏估计,所以受噪声影响较大,对于实际环境来说,是不大可能得出比较准确的信道统计量信息的。最小均方误差 (MMSE) 准则的估计算法对于子载波间干扰和高斯白噪声有很好的抑制作用,所以 MMSE 估计算法比 LS 估计算法的性能更优,但是 MMSE 算法需要进行矩阵求逆运算,当系统的子载波数量 N 增大时,矩阵的运算量会变得非常大。工程上难以实现。线性最小均方误差信道估计效果较好,但是运算过程也涉及到大量矩阵和协方差的计算,因此运算的复杂度也较大,可以取低阶的部分进行近似。

发明内容

[0006] 针对以上现有技术中的不足,本发明的目的在于提供一种降低信道估计的复杂度的宽带短波信道估计方法,本发明的技术方案如下:一种基于多输入多输出正交频分复用的宽带短波信道估计方法,其包括以下步骤:

[0007] 101、在发射端,根据宽带短波信道信道的参数指标,设计一个适应快信道的梳状导频并确定梳状导频的插入位置,将设计好的梳状导频插入确定的位置,通过天线发送出去;

[0008] 102、预先设计,从各个天线接收端提取出导频数据,将提取出的导频数据依次送到设计好的信道估计器产生导频信号,并通过所述滤波器组对导频信号进行滤波,输出滤波后的导频信号数据,然后利用最小二乘法计算导频位置处子载波信道估计频域时的数据抽样值,获得发射接受天线对之间频域样本值;

[0009] 103、将每个发射接受天线对之间所获得的频域样本值采用离散傅里叶 DFT 变换法变换到变换域中,通过小波变换设计滤波器,在变换域中对信号进行低通滤波,然后再进行变换域内补零,再将补零后的时域序列进行离散傅里叶逆变换 IDFT 变换,得到所有子载波位置处的信道响应;

[0010] 104、最后将步骤 103 中估计出来得信道响应送给各个接收天线之后的信号处理单元,完成整个多输入多输出正交频分复用系统的短波信道估计。

[0011] 进一步的,步骤 101 中,宽带短波信道模型采用 Watterson 信道模型,宽带短波 Watterson 模型的简化模型 $h(t)$ 可表示如下:

[0012]

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L-1} a_k \exp[j \cdot (2\pi f_{dk}t + \phi_k)] \delta(t - \tau_k)$$

[0013] 其中, a_k 为路径 k 的相对幅度; L 为路径数; f_{dk} 为多普勒频移; ϕ_k 为初始相位; τ_k 为路径 k 上的相对路径时延; δ 为冲击函数; t 为时间。

[0014] 进一步的,导频插入的频率间隔 D_f :

[0015] $D_f \leq \frac{T_s}{\tau_{max}}$ 式中 τ_{max} 为信道响应的最大时延扩展, T_s 为一个不包括循环前缀的多输入多输出正交频分复用符号周期。

[0016] 进一步的,信道估计器是根据 LS 最小二乘法来设计,假设发送信号为 X ,信道响应为 H ,接收到的信号为 Y ,噪声干扰为 σ ,则信道模型为:

[0017] $Y = XH + \sigma$

[0018] 则得 LS 信道估计频域响应 \hat{H}_{LS} 为:

[0019] $\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y = X^{-1}(XH + \sigma) = H + X^{-1}\sigma$

[0020] 其中 \hat{Y} 为梳状导频经过估计到的信道响应之后的估计值, \hat{H} 为估计得到的

[0021] 频域信道响应。

[0022] 进一步的,步骤 103 中接收端时域信道估计值为:

$$[0023] \quad \hat{h}_{1s,k} = h_k + \frac{n_k}{x_k}$$

[0024] 其中, $\hat{h}_{1s,k}$ 为第 k 个载频上的信道估计值, h_k 为信道的真实响应, $\frac{n_k}{x_k}$ 为噪声所引入的干扰,小波去噪过程如下:

[0025]

$$\begin{aligned} \hat{h}_{1s} &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{k+1,l} \phi(2^{k+1}t - l) \\ &= \sum_n c_{k,n} \phi(2^k t - n) + \sum_n d_{k,n} \varphi(2^k t - n) \end{aligned}$$

[0026] 其中 $c_{k,n}$ 是分解后低频部分的系数, $d_{k,n}$ 是分解后高频部分的系数, l 取值范围为序列的元素个数, n 是序列中的第 n 个元素, $\phi(2^k t - n)$ 、 $\varphi(2^k t - n)$ 均为尺度函数,分解出来的高频部分为噪声部分,低频部分为信号部分。

[0027] 本发明的优点及有益效果如下:

[0028] 本发明采用了宽带短波 Watterson 简化模型,大大降低的信道估计的复杂度,采用梳状导频帧结构跟踪信道,比较适合变化较快的短波信道,采用变换域内补零插值算法,用小波变换的思想进行滤波,以得到更为精准的信道估计。

附图说明

[0029] 图 1 是按照本发明一种实施方式的宽带短波 MIMO-OFDM 系统模型图;

[0030] 图 2 本发明的内插与滤波流程图;

[0031] 图 3 信道估计流程图。

具体实施方式

[0032] 下面结合附图给出一个非限定的实施例对本发明作进一步的阐述。但是应该理解,这些描述只是示例的,而非非要限制本发明的范围。此外,在以下说明中,省略了对公知结构和技术的描述,以避免不必要地混淆本发明的概念。

[0033] 本发明的一个优选实施例是:参见图 1,一种 MIMO-OFDM 宽带短波信道估计方法,其特征在于:根据宽带短波信道的特性设计一个梳状导频帧结构格式,即确定导频的插入位置;利用 MIMO-OFDM 导频信号的观测样本,以最小二乘法为估计准则获得导频位置处的信道冲激响应;利用小波变换进行滤波,将混叠着高斯白噪声的信号随着小波分解尺度的增加,小波变换的幅度会随之减小,跟踪各尺度下的小波变换的极大值,找出信号部分,滤除噪声,从而提高信道估计的精度。本发明计算复杂度低,估计误差性能良好;采用基于变换域补零的插值算法得到全频段的信道频域响应。具体实现步骤为:

[0034] (1) 在发射端根据宽带短波信道的实际情况,将设计好的梳状导频准确的插入相

应位置；

[0035] (2) 从各个接收天线端提取出导频数据,将所有导频数据依次送到设计好的信道估计器中,通过设计好的滤波器组对信号进行滤波,输出导频信号数据,然后利用最小二乘法计算导频位置处子载波信道估计频域数据抽样值；

[0036] (3) 将每个发射—接受天线对之间所获得的频域样本值进行 DFT 变换到本算法定义的“变换域”中,通过小波变换思想设计滤波器,在变换域中对信号进行滤波,然后再进行变换域内补零,然后再将补零后的时域序列进行 IDFT 变换,得到所有子载波位置处的信道响应。

[0037] (4) 最后将估计出来得信道响应送给各个接收天线之后的信号处理单元,完成整个 MIMO-OFDM 系统的均衡、空时译码或闭环传输功能。上述步骤 (1) 中,宽带短波 Watterson 简化模型如下：

[0038]

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L-1} a_k \exp[j \cdot (2\pi f_{dk}t + \phi_k)] \delta(t - \tau_k)$$

[0039] 其中, a_k 为路径 k 的相对幅度 ; L 为路径数 ; f_{dk} 为多普勒频移 ; ϕ_k 为初始相位 ; τ_k 为路径 k 上的相对路径时延 ; δ 为冲击函数 ; t 为时间。

[0040] 上述步骤 (1) 中,导频插入频率间隔满足：

[0041]
$$D_f \leq \frac{T_s}{\tau_{max}}$$

[0042] τ_{max} 为信道响应的最大时延扩展, T_s 为一个不包括循环前缀的 MIMO-OFDM 符号周期。

[0043] 将接收到的信号进行普通滤波,送至 DFT 单元送至 DFT 单元, DFT 的点数与 MIMO-OFDM 子载波的个数相等,然后将 DFT 之后的数据分别进行最小二乘估计,将所得到的估计值进行插值处理,本发明所采用的插值为变换域补零插值算法,其中,在变换域内先对数据通过进行小波滤波,滤去高频部分后再对数据进行补零,补零后的长度应该等于全部子载波的个数,然后进行 IDFT 变换,得到所有子载波响应。

[0044] 本发明中设计的小波变换滤波器的设计可以采用多次分解的思想。小波去噪的过程如下：

[0045]

$$\hat{h}_{ls} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{k+1,l} \phi(2^{k+1}t - l) = \sum_n c_{k,n} \phi(2^k t - n) + \sum_n d_{k,n} \varphi(2^k t - n)$$

[0046] 其中 $c_{k,n}$ 是分解后低频部分的系数, $d_{k,n}$ 是分解后高频部分的系数。 l 取值范围为序列的元素个数, n 是序列中的第 n 个元素。 $\phi(2^k t - n)$ 、 $\varphi(2^k t - n)$ 均为尺度函数。分解出来的高频部分为噪声部分,低频部分为信号部分,所以,上式分解后将高频部分滤除。

[0047] 进过小波滤波后,进行变换域补零,设 N 为全部子载波数目, N_p 为子载波数目, LS

信道估计频域响应 $\widehat{H}_p(k)$ 进行 DFT 变换,得到 $\widehat{G}_p(p)$,在变换域内对 $\widehat{G}_p(p)$ 进行补零,重新做 N 点的 IDFT 变换,变换域公式如下:

$$[0048] \quad \widehat{G}_p(p) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \widehat{H}_p(k) \exp\left(-j\frac{2\pi}{N_p}kp\right) \quad 0 \leq p \leq N_p - 1$$

$$[0049] \quad \widehat{G}_N(q) = \begin{cases} \widehat{G}_p(q) & 0 \leq q \leq N_p - 1 \\ 0 & N_p - 1 \leq q \leq N - 1 \end{cases}$$

$$[0050] \quad \widehat{H}_N(k) = \sum_{q=0}^{N-1} \widehat{G}_N(q) \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}qk\right) \quad 0 \leq k \leq N - 1$$

[0051] 其中 k 表示频域标号, p、q 表示变换域符号。 $\widehat{H}_N(k)$ 即表示所有子载波响应。

[0052] 如图 1 所示,将待发比特数据流经过星座点映射变成已调信号,然后进行 MIMO 编码成多路信号,每一路信号再进行 OFDM 调制,调制信号经数模转换及中频调制后发射出去,经过短波信道,接收机接收信号,将接受信号进行 OFDM 解调,然后每路信号进行 MIMO 解码及星座点映射,即得所传输的信号。

[0053] 如图 2 所示,将导频子信道响应作 N_p (导频子载波数)点 DFT 变换,在变换域内进行滤波,滤除噪声,然后补零,然后做 N(全部子载波数)点 IDFT 变换,得到所有子载波响应。

[0054] 如图 3 所示,为本发明的流程图;

[0055] 以上这些实施例应理解为仅用于说明本发明而不用于限制本发明的保护范围。在阅读了本发明的记载的内容之后,技术人员可以对本发明作各种改动或修改,这些等效变化和修饰同样落入本发明方法权利要求所限定的范围。

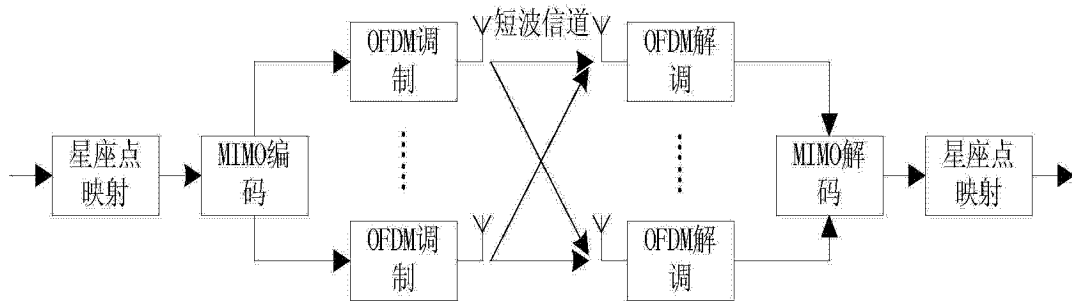


图 1

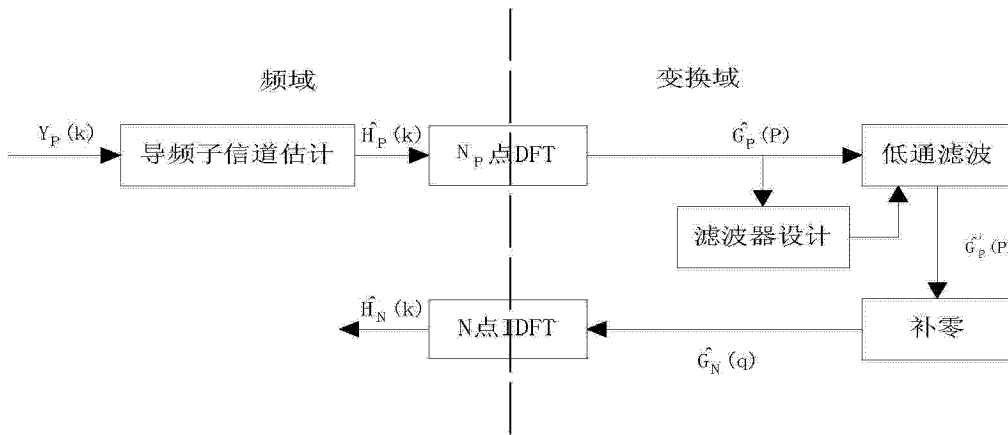


图 2

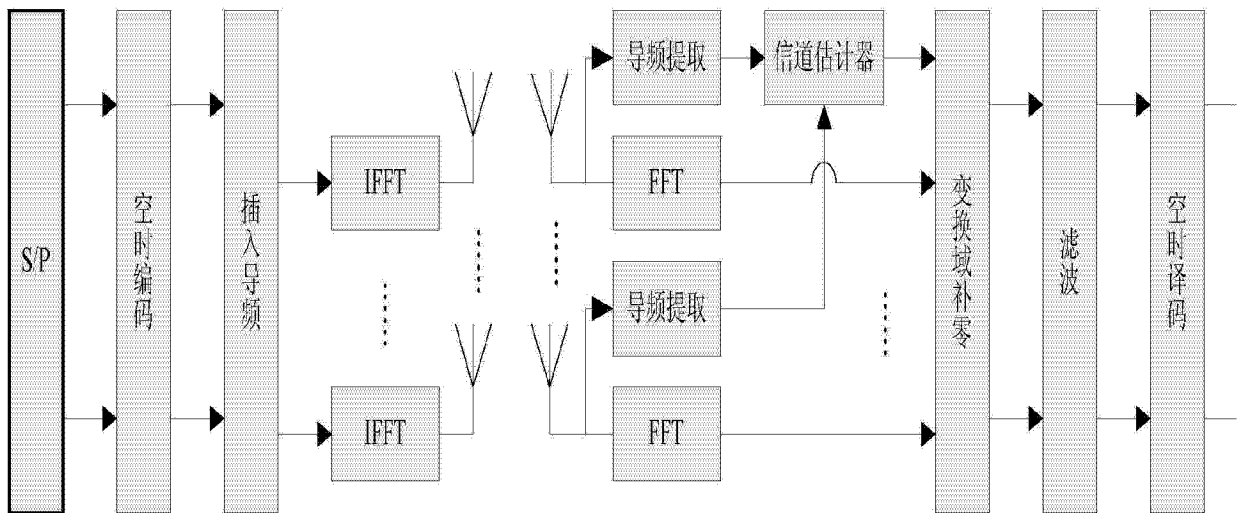


图 3