



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102263719 B

(45) 授权公告日 2014. 04. 09

(21) 申请号 201010183629. 6

审查员 牛莎

(22) 申请日 2010. 05. 24

(73) 专利权人 中兴通讯股份有限公司

地址 518057 广东省深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦法务部

(72) 发明人 萧少宁

(74) 专利代理机构 北京安信方达知识产权代理有限公司 11262

代理人 李健 龙洪

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

H04L 25/02 (2006. 01)

H04L 25/03 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101547175 A, 2009. 09. 30,

CN 1514557 A, 2004. 07. 21,

US 2009/0323871 A1, 2009. 12. 31,

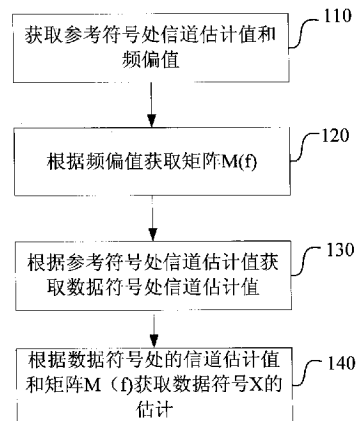
权利要求书4页 说明书10页 附图1页

(54) 发明名称

正交频分复用系统频偏补偿和均衡的方法和装置

(57) 摘要

本发明提供了一种正交频分复用系统频偏补偿和均衡的方法,包括:获取参考符号处信道估计值h和频偏值f;根据所述频偏值f获取Toeplitz矩阵M(f);对信道估计值h进行相位补偿得到各数据符号上对应的信道估计值h';根据所述M(f)和h'获取发射信号x的估计值。本发明还提供一种正交频分复用系统频偏补偿和均衡的装置。



1. 一种正交频分复用系统频偏补偿和均衡的方法,其特征在于,包括:

获取参考符号处信道估计值 h 和频偏值 f ;

根据所述频偏值 f 获取 Toeplitz 矩阵 $M(f)$; 对信道估计值 h , 根据公式 $h' = h \cdot \exp(j2\pi f \Delta t)$ 进行相位补偿得到各数据符号上对应的信道估计值 h' , 其中: 所述 $M(f) = (a_{k,l})$,

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), & \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), & \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

或者,

$|k-l| > C$ 时, $a_{k,l} = 0$, C 为预先给定的常数, 其他情况下:

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), & \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), & \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

k, l 为子载波标识, 其取值范围为 0 至 $m-1$, m 为频偏估计使用的子载波个数, $\gamma = \frac{f}{F}$,

F 为子载波间隔, N 为一个正交频分复用 (OFDM) 符号的快速傅立叶变换 (FFT) 点数;

根据所述 $M(f)$ 和 h' 获取发射信号 x 的估计值, 其中在单天线, 根据所述 $M(f)$ 和 h' 获取发射信号 x 的估计值的步骤包括:

根据 $M(f) \text{diag}(h') x + n = y$, 获取发射信号 x 的估计值:

$$\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y \text{ 或者 } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y \text{ 或者 } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y$$

其中, 所述 $\text{diag}(h')$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h' , 所述 y 为接收到的数据符号, n 为噪声, 所述 $A = M(f) \text{diag}(h')$, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵; $B = \text{diag}(h')$, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置, 其中在多天线, 根据所述 $M(f)$ 和 h' 获取发射信号 x 的估计值的步骤包括:

根据
$$\begin{bmatrix} M(f)diag(h_1') \\ M(f)diag(h_2') \\ \cdot \\ M(f)diag(h_p') \end{bmatrix} x + W = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$$

获取发射信号 x 的估计值为：

$$\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y;$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y;$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y;$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y;$$

其中, $y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} M(f)diag(h_1') \\ M(f)diag(h_2') \\ \cdot \\ M(f)diag(h_p') \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} diag(h_1') \\ diag(h_2') \\ \cdot \\ diag(h_q') \end{bmatrix}$, y_i 为第 i 根天

线上的接收到的数据符号, h_i' 是第 i 根天线上的接收到的数据符号对应的信道估计值, $diag(h_i')$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h_i' , W 为噪声, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述 $h' = h \cdot \exp(j2 \pi f \Delta t)$, Δt 为所述数据符号和所述参考符号之间的有向时间差。

3. 一种正交频分复用系统频偏补偿和均衡的装置, 其特征在于, 包括：

信道估计单元, 用于获取参考符号处信道估计值 h 和频偏值 f；

频偏获取单元, 用于根据所述频偏值 f 获取 Toeplitz 矩阵 M(f), 其中

$$M(f) = (a_{k,l}), \quad a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), & \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), & \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

或者,

$|k-l| > C$ 时, $a_{k,l} = 0$, C 为预先给定的常数, 其他情况下：

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

k, l 为子载波标识, 其取值范围为 0 至 $m-1$, m 为频偏估计使用的子载波个数, $\gamma = \frac{f}{F}$,

F 为子载波间隔, N 为一个 OFDM 符号的 FFT 点数;

信道补偿单元, 用于对信道估计值 h , 根据公式 $h' = h \cdot \exp(j2\pi f \Delta t)$ 进行相位补偿, 得到各数据符号上对应的信道估计值 h' ;

估计单元, 用于根据所述 $M(f)$ 和所述 h' 获取发射信号 x 的估计值, 当所述估计单元用于单天线时, 根据 $M(f) \text{diag}(h') x + n = y$, 获取发射信号 x 的估计值为:

$$\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y \text{ 或者 } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y \text{ 或者 } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y$$

其中, 所述 $\text{diag}(h')$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h' , 所述 y 为接收到的数据符号, n 为噪声, 所述 $A = M(f) \text{diag}(h')$, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵; $B = \text{diag}(h')$, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置, 当所述估计单元用于多天线时,

$$\text{根据 } \begin{bmatrix} M(f) \text{diag}(h'_1) \\ M(f) \text{diag}(h'_2) \\ \cdot \\ M(f) \text{diag}(h'_p) \end{bmatrix} x + W = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$$

获取发射信号 x 的估计值为:

$$\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y;$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y;$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y;$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y;$$

$$\text{其中, } y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} M(f)diag(h'_1) \\ M(f)diag(h'_2) \\ \cdot \\ M(f)diag(h'_p) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} diag(h'_1) \\ diag(h'_2) \\ \cdot \\ diag(h'_q) \end{bmatrix}, y_i \text{ 为第 } i \text{ 根天}$$

线上的接收到的数据符号, h'_i 是第 i 根天线上的接收到的数据符号对应的信道估计值, $diag(h'_i)$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h'_i , W 为噪声, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置。

4. 如权利要求 3 所述的装置, 其特征在于, 所述 $h' = h \cdot \exp(j2\pi f \Delta t)$, 所述 Δt 为所述数据符号和所述参考符号之间的有向时间差。

正交频分复用系统频偏补偿和均衡的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及移动通信系统,具体涉及一种正交频分复用通讯系统的频偏补偿和均衡的方法和装置。

背景技术

[0002] 通讯系统的发射机和接收机的晶振没有对准时,接收信号会受到频偏的影响。在无线通讯系统中的移动终端快速移动,多普勒效应也会造成频偏影响。这种频偏较大时,会降低接收机性能。因此在接收机需要进行频偏补偿。

[0003] 目前正交频分复用通讯系统频偏补偿的一种典型的方法是在信道估计完成后,补偿各个不同单载波数据符号上的对应的信道估计的相位差,然后再做均衡和多天线合并处理。这种方法在频偏较大时,例如高速列车场景下,不能抑制因为频偏导致的较大子载波间干扰,导致接收性能不佳。

发明内容

[0004] 本发明要解决的技术问题是提供一种频偏补偿和均衡方法和装置,抑制频偏较大时子载波间干扰,提高接收性能。

[0005] 为了解决上述问题,本发明提供了一种正交频分复用系统频偏补偿和均衡的方法,包括:

[0006] 获取参考符号处信道估计值 h 和频偏值 f ;

[0007] 根据所述频偏值 f 获取 Toeplitz 矩阵 $M(f)$;对信道估计值 h 进行相位补偿得到各数据符号上对应的信道估计值 h' ;

[0008] 根据所述 $M(f)$ 和 h' 获取发射信号 x 的估计值。

[0009] 其中,所述 $M(f) = (a_{k,l})$,其中:

[0010]

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), & \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), & \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

[0011] 或者,

[0012] $|k-l| > C$ 时, $a_{k,l} = 0$, C 为预先给定的常数,其他情况下:

[0013]

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

[0014] k, l 为子载波标识, 其取值范围为 0 至 $m-1$, m 为频偏估计使用的子载波个数, $\gamma = \frac{f}{F}$, F 为子载波间隔, N 为一个正交频分复用 (OFDM) 符号的快速傅立叶变换 (FFT) 点数。

[0015] 其中, 所述 $h' = h \cdot \exp(j2\pi f \Delta t)$, Δt 为所述数据符号和所述参考符号之间的有向时间差。

[0016] 其中, 单天线下, 所述根据 $M(f)$ 和 h' 获取发射信号 x 的估计值的步骤包括:

[0017] 根据 $M(f) \text{diag}(h') x + n = y$, 获取发射信号 x 的估计值:

[0018] $\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y$ 或者 $\hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y$

[0019] 或者 $\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y$ 或者 $\hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y$

[0020] 其中, 所述 $\text{diag}(h')$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h' , 所述 y 为接收到的数据符号, n 为噪声, 所述 $A = M(f) \text{diag}(h')$, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵; $B = \text{diag}(h')$, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置。

[0021] 其中, 多天线下, 所述根据 $M(f)$ 和 h' 获取发射信号 x 的估计值的步骤包括:

[0022] 根据
$$\begin{bmatrix} M(f) \text{diag}(h'_1) \\ M(f) \text{diag}(h'_2) \\ \cdot \\ M(f) \text{diag}(h'_p) \end{bmatrix} x + W = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$$

[0023] 获取发射信号 x 的估计值为:

[0024] $\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y$;

[0025] 或者 $\hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y$;

[0026] 或者 $\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y$;

[0027] 或者 $\hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y$;

$$[0028] \quad \text{其中, } y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} M(f)diag(h_1') \\ M(f)diag(h_2') \\ \cdot \\ M(f)diag(h_p') \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} diag(h_1') \\ diag(h_2') \\ \cdot \\ diag(h_q') \end{bmatrix}, y_i \text{ 为第 } i \text{ 根}$$

天线上的接收到的数据符号, h_i' 是第 i 根天线上的接收到的数据符号对应的信道估计值, $diag(h_i')$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h_i' , W 为噪声, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置。

[0029] 本发明还提供一种正交频分复用系统频偏补偿和均衡的装置, 包括:

[0030] 信道估计单元, 用于获取参考符号处信道估计值 h 和频偏值 f ;

[0031] 频偏获取单元, 用于根据所述频偏值 f 获取 Toeplitz 矩阵 $M(f)$;

[0032] 信道补偿单元, 用于对信道估计值 h 进行相位补偿得到各数据符号上对应的信道估计值 h' ;

[0033] 估计单元, 用于根据所述 $M(f)$ 和所述 h' 获取发射信号 x 的估计值。

[0034] 其中, 所述 $M(f) = (a_{k,l})$

[0035]

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

[0036] 或者,

[0037] $|k-l| > C$ 时, $a_{k,l} = 0$, C 为预先给定的常数, 其他情况下:

[0038]

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

[0039] k, l 为子载波标识, 其取值范围为 0 至 $m-1$, m 为频偏估计使用的子载波个数,

$\gamma = \frac{f}{F}$, F 为子载波间隔, N 为一个 OFDM 符号的 FFT 点数。

[0040] 其中, 所述 $h' = h \cdot \exp(j2\pi f \Delta t)$, 所述 Δt 为所述数据符号和所述参考符号之间的有向时间差。

[0041] 其中, 所述估计单元, 是用于单天线, 根据 $M(f) \text{diag}(h') x + n = y$, 获取发射信号 x 的估计值为:

$$[0042] \quad \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y \text{ 或者 } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y$$

$$[0043] \quad \text{或者 } \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y \text{ 或者 } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y$$

[0044] 其中, 所述 $\text{diag}(h')$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h' , 所述 y 为接收到的数据符号, n 为噪声, 所述 $A = M(f) \text{diag}(h')$, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵; $B = \text{diag}(h')$, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置。

[0045] 其中, 所述估计单元, 是用于多天线,

$$[0046] \quad \text{根据} \begin{bmatrix} M(f) \text{diag}(h'_1) \\ M(f) \text{diag}(h'_2) \\ \cdot \\ M(f) \text{diag}(h'_p) \end{bmatrix} x + W = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$$

[0047] 获取发射信号 x 的估计值为:

$$[0048] \quad \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y;$$

$$[0049] \quad \text{或者 } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y;$$

$$[0050] \quad \text{或者 } \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y;$$

$$[0051] \quad \text{或者 } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y;$$

$$[0052] \quad \text{其中, } y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} M(f) \text{diag}(h'_1) \\ M(f) \text{diag}(h'_2) \\ \cdot \\ M(f) \text{diag}(h'_p) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \text{diag}(h'_1) \\ \text{diag}(h'_2) \\ \cdot \\ \text{diag}(h'_q) \end{bmatrix}, y_i \text{ 为第 } i \text{ 根}$$

天线上的接收到的数据符号, h'_i 是第 i 根天线上的接收到的数据符号对应的信道估计值, $\text{diag}(h'_i)$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h'_i , W 为噪声, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置。

[0053] 本发明可以使通讯系统接收机在信号频偏较大时较为准确地补偿频偏, 抑制子

载波间干扰,提高接收机在频偏较大时的性能。

附图说明

[0054] 图 1 是本发明频偏补偿和均衡方法流程图;

[0055] 图 2 是本发明频偏补偿和均衡装置框图。

具体实施方式

[0056] 本发明是一种适用于正交频分复用通讯系统的数据符号的频偏补偿和均衡的方法,本发明将频偏补偿,均衡和多天线合并联合起来完成。

[0057] 以 3GPP LTE 上行接收机为例对本发明作详细叙述如下。

[0058] 3GPP LTE 上行空口信号经过 OFDM 解调之后可以如下表示:

$$[0059] \quad Y(k) = (X(k)H(k)) \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right) + I(k) + W(k) \quad (1)$$

[0060] k 为分配给某个移动终端的子载波的标识, $X(k)$ 为第 k 个子载波上的发射信号, $Y(k)$ 为第 k 个子载波上的接收信号, $H(k)$ 为第 k 个子载波上信道估计值。 γ 为归一化的频偏值,在子载波间隔为 F 时, $\gamma = \frac{f}{F}$, f 是频偏值,比如, $F=15000$ 赫兹时, $\gamma = \frac{f}{15000}$ 。 N 为

一个正交频分复用(OFDM)符号的快速傅立叶变换(FFT)点数,在 LTE 系统中,即一个符号的采样点数,系统带宽为 20M 时, N 为 2048。

[0061] $I(k)$ 为其它子载波对第 k 个子载波间的干扰, $W(k)$ 为噪声项,其中:

[0062]

$$I(k) = \sum_{l=0, l \neq k}^{m-1} (X(l)H(l)) \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right) \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \quad (2)$$

[0063] 其中, m 为频偏估计使用的子载波个数。

[0064] 式(1)可以用矩阵形式表示为

$$[0065] \quad y = M(f) \text{diag}(X)h + n \quad (3)$$

[0066] 在参考信号所在符号,则 $y = M(f) \text{diag}(P)h + n$, P 为移动终端发射的参考信号,矩阵 $\text{diag}(P)$ 为对角矩阵,其对角元素为参考信号。 $M(f)$ 为 Toeplitz 矩阵, $M(f) = (a_{k,l})$ 的各个元素定义如下:

[0067]

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases} \quad (4)$$

[0068] 为简化计算,考虑到子载波间干扰主要来自邻近的子载波,可以按如下方式取值:如果 $|k-l| > C$, 则 $a_{k,l} = 0$, 其中常数 C 的三种典型取值分别为 1, 2, 3, 其他情况下取值同式(4)。

[0069] 本发明提供的频偏补偿和均衡方法包括:

[0070] 步骤 110, 获取参考符号处的信道估计值 h 和频偏值 f ;

[0071] 步骤 120, 根据频偏值 f 获取 Toeplitz 矩阵 $M(f)$; $M(f)$ 的定义参见式(4)及其简化取值方式;

[0072] 步骤 130, 对信道估计值 h 进行相位补偿得到各数据符号上对应的信道估计值 h' ;

[0073] 即根据公式 $h' = h \cdot \exp(j2\pi f \Delta t)$ 得到各个数据符号上对应的信道估计值 h' , Δt 为数据符号和参考符号之间的有向时间差, 数据符号在参考符号之前时 Δt 小于 0, 数据符号在参考符号之后时 Δt 大于 0。

[0074] 步骤 140, 根据 $M(f)$ 和 h' 获取发射信号 x 的估计值;

[0075] 获取 x 的估计值的方法包括:

[0076] 1) 单天线情况下,

[0077] 对应数据符号, 有:

$$M(f) \text{diag}(h') x + n = y \quad (5)$$

[0079] 其中, y 为接收到的数据符号, n 为噪声。

[0080] 令 $A = M(f) \text{diag}(h')$, 得到 x 的估计值:

$$\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y \quad (6)$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y \quad (7)$$

[0083] 其中, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数。 I 为恒等矩阵。在 QPSK 调制时, $\beta = 1$ 。

[0084] 进一步的, 可以基于 $M(f)^{-1} \approx M(-f)$ 进行简化, 得到 x 的估计值:

$$\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y \quad (8)$$

$$\text{或者 } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y \quad (9)$$

[0087] 其中, $B = \text{diag}(h')$, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵。 $M(f)^{-1}$ 是 $M(f)$ 的逆矩阵。

[0088] 2) 多天线情况下

[0089] 对应数据符号, 有:

$$[0090] \begin{bmatrix} M(f)diag(h'_1) \\ M(f)diag(h'_2) \\ \cdot \\ M(f)diag(h'_p) \end{bmatrix} x + W = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix} \quad (10)$$

[0091] 其中, y_i 为第 i 根天线上的接收到的数据符号, h'_i 是第 i 根天线上的接收到的数据符号对应的信道估计, W 为噪声。

$$[0092] \text{ 以下记 } y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}, \text{ 令 } A = \begin{bmatrix} M(f)diag(h'_1) \\ M(f)diag(h'_2) \\ \cdot \\ M(f)diag(h'_p) \end{bmatrix}, \text{ 则 } x \text{ 的最小均方误差估计值}$$

为:

$$[0093] \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y \quad (11)$$

$$[0094] \text{ 或者, 也可以使用迫零估计: } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y \quad (12)$$

[0095] 其中, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数。I 为恒等矩阵。在 QPSK 调制时, $\beta = 1$ 。

[0096] 进一步的, 可以基于 $M(f)^{-1} \approx M(-f)$ 进行简化, 由此得到

$$[0097] \begin{bmatrix} M(f)diag(h'_1) \\ M(f)diag(h'_2) \\ \cdot \\ M(f)diag(h'_p) \end{bmatrix} x + W = M(-f) \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$[0098] \text{ 令 } B = \begin{bmatrix} diag(h'_1) \\ diag(h'_2) \\ \cdot \\ diag(h'_q) \end{bmatrix}$$

[0099] 由此得到 x 的最小均方误差估计值:

$$[0100] \hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y \quad (14)$$

$$[0101] \text{ 或者 } x \text{ 的迫零估计值: } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y \quad (15)$$

- [0102] 本发明还提供一种正交频分复用系统频偏补偿和均衡的装置,包括:
- [0103] 信道估计单元,用于获取参考符号处信道估计值 h 和频偏值 f ;
- [0104] 频偏获取单元,用于根据所述频偏值 f 获取 Toeplitz 矩阵 $M(f)$;
- [0105] 信道补偿单元,用于对信道估计值 h 进行相位补偿得到各数据符号上对应的信道估计值 h' ;
- [0106] 估计单元,用于根据所述 $M(f)$ 和所述 h' 获取发射信号 x 的估计值;
- [0107] 其中,所述 $M(f)=(a_{k,l})$
- [0108]

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

- [0109] 或者,
- [0110] $|k-l| > C$ 时, $a_{k,l}=0$, C 为预先给定的常数,其他情况下:
- [0111]

$$a_{k,l} = \begin{cases} \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi\gamma}{N}\right)} \right\} \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k = l \text{ 时} \\ \left\{ \frac{\sin(\pi\gamma)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\gamma)}{N}\right)} \right\} \exp\left(-j\pi \frac{l-k}{N}\right) \exp\left(j\pi\gamma \frac{N-1}{N}\right), \text{当 } k \neq l \text{ 时} \end{cases}$$

- [0112] k, l 为子载波标识,其取值范围为 0 至 $m-1$, m 为频偏估计使用的子载波个数,
 $\gamma = \frac{f}{F}$, F 为子载波间隔, N 为一个 OFDM 符号的 FFT 点数。

- [0113] 其中,所述 $h' = h \cdot \exp(j2\pi f \Delta t)$, 所述 Δt 为所述数据符号和所述参考符号之间的有向时间差。

- [0114] 其中,所述估计单元,是用于单天线,根据 $M(f) \text{diag}(h') x + n = y$, 获取发射信号 x 的估计值为:

$$[0115] \quad \hat{x} = (\sigma^2 \mathbf{I} + A^H A)^{-1} * A^H y \text{ 或者 } \hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y$$

$$[0116] \quad \text{或者 } \hat{x} = (\sigma^2 \mathbf{I} + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y \text{ 或者 } \hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y$$

- [0117] 其中,所述 $\text{diag}(h')$ 为对角矩阵,其对角元素为信道估计值 h' , 所述 y 为接收

到的数据符号, n 为噪声, 所述 $A=M(f) \text{diag}(h'_i)$, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵, $B=\text{diag}(h'_i)$, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置。

[0118] 其中, 所述估计单元, 是用于多天线下,

[0119] 根据
$$\begin{bmatrix} M(f)\text{diag}(h'_1) \\ M(f)\text{diag}(h'_2) \\ \cdot \\ M(f)\text{diag}(h'_p) \end{bmatrix} x + W = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$$

[0120] 获取发射信号 x 的估计值为:

[0121]

$$\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + A^H A)^{-1} * A^H y;$$

[0122] 或者 $\hat{x} = (A^H A)^{-1} * A^H y;$

[0123] 其中, $y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} M(f)\text{diag}(h'_1) \\ M(f)\text{diag}(h'_2) \\ \cdot \\ M(f)\text{diag}(h'_p) \end{bmatrix}$, y_i 为第 i 根天线上的接收到的数

据符号, h'_i 是第 i 根天线上的接收到的数据符号对应的信道估计值, $\text{diag}(h'_i)$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h'_i , W 为噪声, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵, A^H 表示矩阵 A 的共轭转置。

[0124] 其中, 所述估计单元, 是用于多天线下, 根据
$$\begin{bmatrix} M(f)\text{diag}(h'_1) \\ M(f)\text{diag}(h'_2) \\ \cdot \\ M(f)\text{diag}(h'_p) \end{bmatrix} x + W = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$$

[0125] 获取发射信号 x 的估计值为:

[0126] $\hat{x} = (\sigma^2 \beta I + B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y;$

[0127] 或者 $\hat{x} = (B^H B)^{-1} * B^H * M(-f) * y;$

[0128] 其中, $y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_o \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \text{diag}(h_1') \\ \text{diag}(h_2') \\ \cdot \\ \text{diag}(h_q') \end{bmatrix}$, y_i 为第 i 根天线上的接收到的数据符

号, h_i' 是第 i 根天线上的接收到的数据符号对应的信道估计值, $\text{diag}(h_i')$ 为对角矩阵, 其对角元素为信道估计值 h_i' , W 为噪声, σ^2 为噪声功率谱密度, β 为和数字调制相关的一个常数, I 为恒等矩阵, B^H 表示矩阵 B 的共轭转置。

[0129] 本发明所述频偏补偿和均衡方法, 在进行估计时, 引入了矩阵 $M(f)$, 抑制了因为频偏导致的较大子载波间干扰, 提高了接收性能。

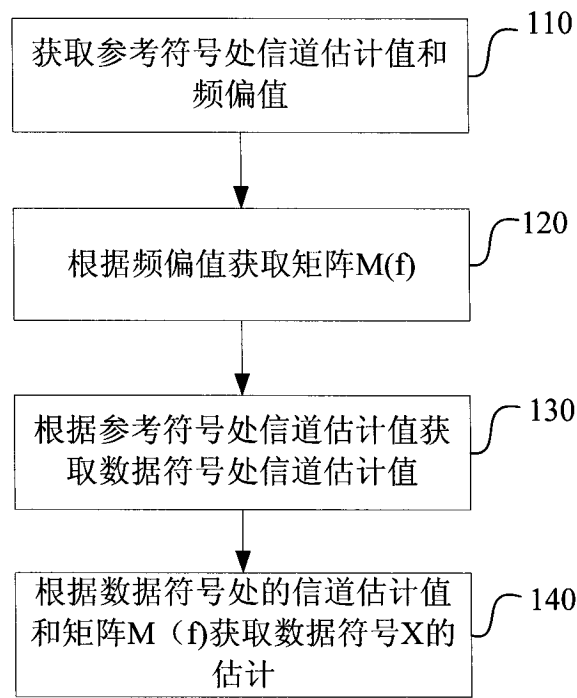


图 1

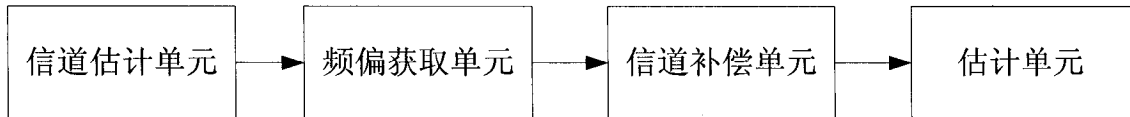


图 2