



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101053192 B

(45) 授权公告日 2010.06.23

(21) 申请号 200580030778.6

(22) 申请日 2005.08.13

(30) 优先权数据

60/601,331 2004.08.13 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007.03.13

(86) PCT申请的申请数据

PCT/SG2005/000273 2005.08.13

(87) PCT申请的公布数据

W02006/016856 EN 2006.02.16

(73) 专利权人 新加坡科技研究局

地址 新加坡新加坡城

(72) 发明人 冯灏泓 何晋强

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司

公司 11227

代理人 杨生平 杨红梅

(51) Int. Cl.

H04L 1/00 (2006.01)

H04L 1/04 (2006.01)

H04L 27/06 (2006.01)

H04J 11/00 (2006.01)

(56) 对比文件

EP 1195961 A2, 2002.04.10, 全文.

GB 2359456 A, 2001.08.22, 全文.

CN 1404662 A, 2003.03.19, 全文.

CN 1346186 A, 2002.04.24, 全文.

审查员 高菲

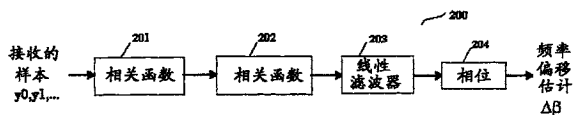
权利要求书 1 页 说明书 11 页 附图 2 页

(54) 发明名称

用于确定频率偏移的方法和系统

(57) 摘要

描述了一种用于根据多个信号值来确定频率偏移的方法,其中第一相关系数根据所述信号值来确定,并且第二相关系数根据所述第一相关系数来确定。所述第二相关系数被线性组合,并且所述频率偏移被确定为所述线性组合的相位。



1. 用于根据多个信号值来确定频率偏移的方法,其中

——多个第一相关系数根据所述信号值来确定,其中所述第一相关系数的确定对应于:将所述信号值布置在矩阵中,生成所述矩阵的自相关矩阵,并将所述第一相关系数确定为沿着所述自相关矩阵的对角线的元素之和;

——多个第二相关系数根据所述多个第一相关系数来确定,其中每个第二相关系数被确定为一个第一相关系数与另一个第一相关系数的复共轭的乘积;

——所述多个第二相关系数通过如下方法被线性组合:每个第二相关系数乘以整数,将这些乘法的结果求和,并将该和除以常数;并且

——所述频率偏移被确定为所述线性组合的相位。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中所述信号值对应于多个短前导码。

3. 用于根据多个信号值来确定频率偏移的系统,所述系统包括

——第一相关单元,其适合于根据所述信号值来确定多个第一相关系数,其中所述第一相关系数的确定对应于:将所述信号值布置在矩阵中,生成所述矩阵的自相关矩阵,并将所述第一相关系数确定为沿着所述自相关矩阵的对角线的元素之和;

——第二相关单元,其适合于根据所述多个第一相关系数来确定多个第二相关系数,其中每个第二相关系数被确定为一个第一相关系数与另一个第一相关系数的复共轭的乘积;

——组合器,其适合于通过如下方法将所述多个第二相关系数线性组合:每个第二相关系数乘以整数,将这些乘法的结果求和,并将该和除以常数;以及

——相位确定单元,其适合于将所述频率偏移确定为所述线性组合的相位。

用于确定频率偏移的方法和系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于确定频率偏移的方法和系统。

背景技术

[0002] 在实际的数据通信中,接收机处的本地振荡器频率典型地与发射机处生成的信号载波的频率不相同。这原因之一是由于电路局限性,且其特别是当接收机相对于发射机运动时呈现,因为多普勒频移不可避免地被引入载波频率。

[0003] 频率偏移可能导致载波间干扰 (ICI)。对于多载波系统、诸如采用正交频分复用 (OFDM) 的多载波系统,残余频率偏移导致显著的性能劣化。因此存在载波频率偏移估计的需要,使得可以对这种效应进行补偿。

[0004] 在用于在选择的信道上进行信号传输的传输格式中,例如 IEEE802.11a 标准的若干传输格式需要在数据样本之前递送短前导码形式的导频符号,以允许载波频率偏移被接收机估计。为此目的已提出了各种方法。尽管在 [1]、[2]、[3] 中已表述了最大似然估计 (MLE) 解,但是它涉及最优化搜索,最优化搜索对于实际实施而言通常在计算上太过苛求。还报导了维持 Cramer-Rao 界 (CRB) 性能但是具有较低计算量的其它设计 (见 [2]、[3])。在这方面,[2] 中开发的特设估计器 (ad hoc estimator, AHE) 可作为一种有吸引力的选择。

[0005] 考虑下述情况: P_s 个相同的短前导码在数据包中的数据流之前发送,每个短前导码的长度都是 L 个符号,其表示为 $\mathbf{x}_{t+LkT_b} = \mathbf{x}_t$, T_b 为比特间隔,并且 $0 \leq k \leq P_s - 1$, k 为整数。例如对于 IEEE802.11a 规范, $P_s = 10$, 且 $L = 16$ 。在通过信道传输之后,该 P_s 个短前导码变为 $\mathbf{z}_t = \mathbf{a}_t + \tilde{\mathbf{v}}_t$, 其中

$$[0006] \quad \mathbf{a}_t = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}_{t-\alpha} \mathbf{x}_\alpha d\alpha$$

$$[0007] \quad = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}_{(t+LkTs) - (\alpha + LkTs)} \mathbf{x}_\alpha + LkT_b d\alpha$$

$$[0008] \quad = \mathbf{a}_{t+LkT_b}$$

[0009] 对于 $LT_b \leq t \leq 2LT_b$ 是周期性的,其中假设信道的最大延迟扩展小于一个短前导码的持续时间 LT_b , 且 $\mathbf{h}_t$ 是信道增益,且 $\tilde{\mathbf{v}}_t$ 是方差 σ^2 的加性白高斯噪声 (AWGN)。本地接收机振荡器的频率与载波频率的差反映在接收到的短前导码 $y_t = z_t e^{j\Delta\beta t}$ 中为 $\Delta\beta$ 的偏移,其中 $-2\pi \cdot 0.5 \leq \Delta\beta \leq 2\pi \cdot 0.5$ 。由于第一个短前导码被符号间干扰所破坏而不得不被去除,并且剩余短前导码中的一些为了诸如时序同步的其它目的而被保留,所以推测,只有 $P < P_s$ 个接收到的短前导码可用于频率偏移估计。于是在 $t = (n+1)T_b$ 处对 Y_t 采样之后, PL 个离散值 Y_n 可以以矩阵形式表达为

$$[0010] \quad \mathbf{Y} = \mathbf{b}\mathbf{a}^H + \mathbf{v}_y$$

[0011] 其中

[0012]

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} y_0 & y_1 & \cdots & y_{L-1} \\ y_L & y_{L+1} & \cdots & y_{2L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{(P-1)L} & y_{(P-1)L+1} & \cdots & y_{PL-1} \end{bmatrix}$$

$$[0013] \quad \underline{b} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\omega} \\ \vdots \\ e^{j\omega(P-1)} \end{bmatrix}$$

$$[0014] \quad \omega = L \Delta \beta$$

$$[0015] \quad \underline{a}^H = [a_0 \ a_1 e^{j\Delta\beta} \ \dots \ a_{L-1} e^{j\Delta\beta(L-1)}]$$

$$[0016]$$

$$\underline{V} = \begin{bmatrix} v_0 & v_1 & \cdots & v_{L-1} \\ v_L & v_{L+1} & \cdots & v_{2L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{(P-1)L} & v_{(P-1)L+1} & \cdots & v_{PL-1} \end{bmatrix}$$

[0017] 其中 $\underline{v}_n = \tilde{v}_n e^{j\Delta\beta n}$ ($n = 0, 1, \dots, PL-1$) 与 $\tilde{v}_n$ 共享相同的统计性质, 并因此可以等价地视为 AWGN。载波频率偏移估计 (FOE) 问题现在被简化为给定 $\underline{Y}$ 而估计 ω 、确切地说即 $\Delta\beta$ 的问题。

[0018] 用于估计 $\Delta\beta$ 的一种方法是进行最大似然估计 (MLE)。它涉及通过粗略搜索以及随后的精细搜索来定位接收到的样本的一维相关函数的周期图的峰值。标记无偏估计的最低可获得方差的 Cramer-Rao 界 (CRB) 可以在一定阈值信噪比 (SNR) 之上获得。

[0019] 由于 $\underline{Y}$ 中的每个元素都是独立高斯分布变量, 所以 ω 的最大似然估计使费用函数

$$[0020] \quad J_0 = \text{trace}(\underline{V}^H \underline{V})$$

[0021] 最小化, 并且当 $\underline{a}^H$ 被估计为 $\hat{\underline{a}}^H = (\underline{b}^H \underline{b})^{-1} \underline{b}^H \underline{Y}$ 且

$$[0022] \quad J_1 = \text{trace} \left\{ \underline{Y}^H \underline{b} (\underline{b}^H \underline{b})^{-1} \underline{b}^H \underline{Y} \right\}$$

$$[0023] \quad = \frac{\text{trace}(\underline{b}^H \underline{Y} \underline{Y}^H \underline{b})}{P}$$

$$[0024]$$

$$= \frac{c_0 + 2\Re \left(\sum_{k=1}^{P-1} c_k e^{-j\omega k} \right)}{P}$$

[0025] 被最大化时得到, 其中

$$[0026] \quad c_k = \sum_{i=k}^{P-1} [YY^H]_{i,i-k}, \quad k=0,1,\dots,P-1$$

[0027] 是接收到的样本之间的相关性的度量,以得到

[0028]

$$\hat{\omega} = \arg_{\omega} \max \Re \left(\sum_{k=1}^{P-1} c_k e^{-j\omega k} \right)$$

[0029] 记号 $[YY^H]_{i,j}$, $i, j = 0, 1, \dots, P-1$ 表示矩阵 YY^H 的第 (i, j) 个元素,且 $\Re(\cdot)$ 表示相关联的复自变量的实部。上面的表述的一种可替换方法可以在 [2] 中找到。除了如 [2] 中所采用的快速傅立叶变换 (FFT) 之外,可以使用高斯-牛顿方法通过下面的迭代方程

[0030]

$$\hat{\omega}_{i+1} = \hat{\omega}_i + \frac{\sum_{k=1}^{P-1} k \Im(c_k e^{-j\hat{\omega}_i k})}{\sum_{k=1}^{P-1} k^2 \Re(c_k e^{-j\hat{\omega}_i k})}$$

[0031] 和初始估计 $\hat{\omega}_0$, 其中 $\Re(\cdot)$ 和 $\Im(\cdot)$ 表示相应复值的实部和虚部,来求解上面的 $\hat{\omega}$ 的方程。因此关键在于寻找健壮的初始估计。

[0032] 确定最大似然估计解的问题在于,非线性周期图函数的最优化在计算上代价高。通常采用使用具有零填充 (zero padding) 的快速傅立叶变换 (FFT) 的实现 (见 [1]、[2])。精确的估计需要重度填充 (heavypadding) 并因而需要高强度的计算。在 [2] 中已详述了复杂度的定量计算。

[0033] 用于频率偏移估计的另一种现有技术是特设估计器 (AHE), 根据所述特设估计器,接收到的样本的双相关函数的相位被线性组合,以使载波频率偏移估计中的均方误差最小化 (见 [2])。可以以高 SNR 获得 CRB。

[0034] 然而,当频率偏移值接近其范围的边界时,亦即,当 $\Delta \beta \rightarrow 2\pi \times 0.5$ 时,阈值信噪比 (SNR) 显著上升。

[0035] 在 [4] 中描述了用于复白高斯噪声中的单个复正弦式的频率估计器。

[0036] 本发明的目的是提供与现有技术方法相比改进的用于频率偏移估计的方法。

[0037] 该目的由具有根据独立权利要求的特征的用于确定频率偏移的方法和用于确定频率偏移的系统来实现。

发明内容

[0038] 提供了用于根据多个信号值确定频率偏移的方法,其中多个第一相关系数根据所述信号值来确定,其中每个第一相关系数通过确定所述信号值中的至少两个之间的相关性来确定,并且多个第二相关系数根据所述多个第一相关系数来确定,其中每个第二相关系数通过确定所述第一相关系数中的至少两个之间的相关性来确定。所述多个第二相关系数被线性组合,并且所述频率偏移被确定为所述线性组合的相位。

[0039] 此外,提供了根据上述用于确定频率偏移的方法来确定频率偏移的系统。

附图说明

[0040] 图 1 示出了根据本发明实施例的通信系统。

[0041] 图 2 示出了根据本发明实施例的频率偏移估计单元。

具体实施方式

[0042] 说明性地,执行双相关,双相关系数由线性滤波器处理,并且线性滤波器的输出的相位用作对频率偏移的估计。

[0043] 仿真表明,使用本发明,可以实现与 MLE(最大似然估计器)的性能几乎一样优越的性能,并且可以实现与 AHE(特设估计器)相比对频率偏移实际量的变化的较低敏感度。本发明可以以与 AHE 的复杂度相当的复杂度实现。

[0044] 本发明例如适用于根据 WLAN 11n、WLAN 11g、WLAN 11n 的、亦即用于无线局域网的通信系统,但是也可以适用于诸如移动电话通信系统的大区域通信系统。本发明例如可用于确定根据 OFDM(正交频分复用)的通信系统中的频率偏移。

[0045] 本发明的实施例体现自从属权利要求。围绕用于确定频率偏移的方法而描述的实施例类似地对用于确定频率偏移的系统适用。

[0046] 第二相关系数例如被确定为一个第一相关系数与另一个第一相关系数的复共轭的乘积。

[0047] 第二相关系数可以通过以下方法来线性组合:每个第二相关系数乘以整数,将这些乘法的结果求和,并将该和除以常数。可以高效地实施具有双相关项的整数乘法。

[0048] 在一个实施例中,第一相关系数的确定对应于:将信号值布置在矩阵中,生成所述矩阵的自相关矩阵,并将第一相关系数确定为沿着自相关矩阵的对角线的元素之和。

[0049] 在一个实施例中,信号值对应于多个短前导码。

[0050] 下面参考附图来解释本发明的说明性实施例。

[0051] 图 1 示出了根据本发明实施例的通信系统 100。

[0052] 通信系统 100 包括发射机 101 和接收机 102。

[0053] 发射机 101 被供给有由某个数据源(未示出)提供的数据流 103。数据流 103 被馈送到发射机 101 的包发生器 104 中。发射机 101 进一步包括前导码发生器 105,前导码发生器 105 生成前导码并将它们供给到包发生器 104。

[0054] 包发生器 104 根据数据流 103 中包含的数据形成数据包 106,并且将前导码放在每个数据包 106 的开头。在这个实施例中, P_s 个相同的短前导码前置在每个数据包 106,每个短前导码的长度都是 L 个符号,其表示为 $x_{\tau+kLT_b} = x_{\tau}$, $0 \leq \tau \leq LT_b$, T_b 为比特间隔,并且 $0 \leq k \leq P_s-1$, k 为整数。例如对于 IEEE802.11a 规范, $P_s = 10$, 且 $L = 16$ 。

[0055] 例如,根据 IEEE802.11a 规范,每个数据包 106 都前置有 $P_s = 10$ 个相同的短前导码,每个短前导码的长度都是 $L = 16$ 个符号。

[0056] 数据包 106 被供给到发送单元 107,发送单元 107 使用发射天线 108 发送数据包 106。发送单元 107 对发送天线 108 所发送的至少一个载波执行某种调制,例如 OFDM(正交频分复用),以发送数据包 106。通信系统 100 可以是 MIMO(多输入多输出)系统。因此,可以使用多个发送天线 108 来发送数据包 106。

[0057] 发射机 101 发送的数据包 106 由接收机 102 通过接收天线 109 接收, 并且被供给到前导码提取单元 110。前导码提取单元 110 将包含在数据包 106 中的前导码值 (在下面详细解释) 转发给频率偏移估计 (FOE) 单元 111, 并将包含在数据包 106 中的并且对应于数据流 103 的实际数据转发给数据处理单元 112, 数据处理单元 112 执行数据处理, 例如将数据解码并将数据供给到某个数据接收装置 (data sink) (未示出)。

[0058] FOE 单元 111 确定频率偏移估计 $\Delta\beta$ 。频率偏移估计 $\Delta\beta$ 例如可以由数据处理单元 112 用来校正由频率偏移所造成的载波间干扰所产生的错误或者用来执行相位补偿。

[0059] 在通过信道传输之后, 数据包 106 的 P_s 个短前导码变为 $z_t = a_t + \tilde{v}_t$, 其中

$$\begin{aligned} [0060] \quad a_t &= \int_{-\infty}^{\infty} h_{t-\alpha} x_{\alpha} d\alpha \\ [0061] \\ [0062] \quad &= \int_{-\infty}^{\infty} h_{(t+LkTs) - (\alpha+LkTs)x_{\alpha} + LkT_b} d\alpha \end{aligned} \quad (1)$$

[0063] 对于 $LT_b \leq t \leq 2LT_b$ 是周期性的, 其中假设信道的最大延迟扩展小于一个短前导码的持续时间 LT_b , 且 h_t 是发送天线 108 和接收天线 109 之间的无线电信道的信道增益, 且 $\tilde{v}_t$ 是影响发射机 101 和接收机 102 之间的数据传输的方差 σ^2 的加性白高斯噪声 (AWGN)。接收机 102 的振荡器的频率与用于数据包 106 的传输的载波的频率的差反映在接收到的短前导码 $y_t = z_t e^{j\Delta\beta t}$ 中为 $\Delta\beta$ 的偏移, 其中 $-2\pi \cdot 0.5 \leq \Delta\beta \leq 2\pi \cdot 0.5$ 。

[0064] 由于第一个短前导码被符号间干扰所破坏而被前导码提取单元 110 去除, 并且剩余前导码中的一些为了诸如时序同步的其它目的而保留, 所以推测, 只有 $P < P_s$ 个接收到的短前导码可用于频率偏移估计。包含在这些 P 个接收到的前导码中的 PL 个离散值 y_n 被前导码提取单元 110 转发到频率偏移估计单元 111。

[0065] PL 个离散值 y_n 可以以矩阵形式表达为

$$[0066] \quad \underline{Y} = \underline{b}\underline{a}^H + \underline{V}, \quad (2)$$

[0067] 其中

$$[0068] \quad \underline{Y} = \begin{bmatrix} y_0 & y_1 & \cdots & y_{L-1} \\ y_L & y_{L+1} & \cdots & y_{2L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{(P-1)L} & y_{(P-1)L+1} & \cdots & y_{PL-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0069]

$$\underline{b} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\omega} \\ \vdots \\ e^{j\omega(P-1)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$[0070] \quad \omega = L\Delta\beta \quad (5)$$

[0071] $\mathbf{a}_H = [a_0 \ a_1 e^{j\Delta\beta} \ \dots \ a_{L-1} e^{j\Delta\beta(L-1)}]$ (6)

[0072]

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} v_0 & v_1 & \dots & v_{L-1} \\ v_L & v_{L+1} & \dots & v_{2L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{(P-1)L} & v_{(P-1)L+1} & \dots & v_{PL-1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0073] 其中 $\mathbf{v}_n = \tilde{\mathbf{v}}_n e^{j\Delta\beta n}$, $n = 0, 1, \dots, PL-1$ 与 $\tilde{\mathbf{v}}_n$ 共享相同的统计性质, 并因此可以等价地视为 AWGN。如上面提到的那样, FOE 单元 111 估计 $\Delta\beta$ 。

[0074] 在下文中, 参考图 2 解释 FOE 单元 111 的功能。

[0075] 图 2 示出了根据本发明实施例的频率偏移估计单布 200。

[0076] 如上面解释的那样, 频率偏移估计 (FOE) 单元 200 接收包含在数据块的短前导码中的 PL 个离散值 y_n 作为输入。如所提到的那样, 值 y_n 可以以矩阵形式写为 (比较方程 (3))

[0077]

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_0 & y_1 & \dots & y_{L-1} \\ y_L & y_{L+1} & \dots & y_{2L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{(P-1)L} & y_{(P-1)L+1} & \dots & y_{PL-1} \end{bmatrix}$$

[0078] 在没有噪声的情况下, $\mathbf{Y} = \mathbf{b}\mathbf{a}^H$ 和相关项 $[\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H]_{i, i-k}$ 将等于 $(\mathbf{a}^H \mathbf{a}) e^{j\omega k}$, 这暗示 $e^{j\omega k}$ 可以根据具有不同 i 值的 $[\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H]_{i, i-k}$ 的线性组合来估计。 ω 又可以根据对 $e^{j\omega(k+1)}$ 和 $(e^{j\omega k})^*$ 的估计的乘积的单独的线性组合来估计。

[0079] 给定 $[\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H]_{i, i-k}$, $i = k, k+1, \dots, P-1$, 可以表明, 高信噪比 (SNR) 下的 $e^{j\omega k}$ 的最小方差无偏估计量 (见 [4]) 为 $c_k / [(P-k)(\mathbf{a}^H \mathbf{a})]$, 其中

[0080]

$$c_k = \sum_{i=k}^{P-1} [\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H]_{i, i-k}, \quad k=0, 1, \dots, P-1 \quad (8)$$

[0081] 意味着 c_k 是比例缩放 (scaling) 之后对 $e^{j\omega k}$ 的最优线性估计量。引入双相关项 d_k , 其被定义为

[0082]

$$d_k = c_{k+1} c_k^* = (\mathbf{a}^H \mathbf{a})^2 e^{j\omega} + n_k \quad (9)$$

[0083] 可以表明, d_k 中的噪声分量 n_k 在高 SNR 下具有以下的自相关:

$$[\mathbf{R}]_{k,m} = E(n_k n_m^*)$$

$$= 2(\mathbf{a}^H \mathbf{a})^3 \sigma^2 \left\{ (P-k-1)(P-m-1) [P - \max(k, m)] \right\}$$

$$[0086] \quad + (P-k)(P-m) \left[P - \max(k+1, m+1) \right]$$

$$[0087] \quad + (P-k-1)(P-m) \left[\max(P-k-m-1, 0) \right]$$

$$[0088] \quad + (P-k)(P-m-1) \left[P-k-m-1, 0 \right] \}$$

[0089] 通过以矩阵形式表达 (9)

$$[0090] \quad \underline{d} = (\underline{a}^H \underline{a})^2 \underline{\rho} \cdot e^{j\omega} + \underline{n} \quad (10)$$

[0091] 其中列向量 $\underline{\rho}$ 的第 k 个元素 ($k = 0, 1, \dots, P-2$) 为 $[\underline{\rho}]_k = (P-k)(P-k-1)$, 使费用函数

$$[0092] \quad [\underline{d} - (\underline{a}^H \underline{a})^2 \underline{\rho} \cdot e^{j\omega}]^H \underline{R}^{-1} [\underline{d} - (\underline{a}^H \underline{a})^2 \underline{\rho} \cdot e^{j\omega}] \quad (11)$$

[0093] 最小化的 $\lambda = e^{j\omega}$ 的最小方差无偏估计量 (见 [4]) 为

[0094]

$$\hat{\lambda}_{\text{ODC}} = \frac{1}{(\underline{a}^H \underline{a})^2} \cdot \frac{\underline{\rho}^T \underline{R}^{-1} \underline{d}}{\underline{\rho}^T \underline{R}^{-1} \underline{\rho}} \quad (12)$$

[0095] 所关心的频率 ω 于是可以被估计为

[0096]

$$\hat{\omega}_{\text{ODC}} = \angle \left[\frac{1}{(\underline{a}^H \underline{a})^2} \cdot \frac{\underline{\rho}^T \underline{R}^{-1} \underline{d}}{\underline{\rho}^T \underline{R}^{-1} \underline{\rho}} \right] = \angle (\underline{\rho}^T \underline{R}^{-1} \underline{d}) \quad (13)$$

[0097] 因为 $(\underline{a}^H \underline{a})^2 (\underline{\rho}^T \underline{R}^{-1} \underline{\rho})$ 是实数。

[0098] 通过假设 $\underline{g}$ 中的元素可以用多项式来描述, 进行获得如 (13) 所需的

$$[0099] \quad \underline{g} = \underline{R}^{-1} \underline{\rho} \quad (14)$$

[0100] 的尝试。数值结果支持该假设并且揭示该多项式是线性的, 亦即 $\underline{R}^{-1} \underline{\rho} = [\mu_0 \ \mu_1]^T$

[0101] $= \underline{\rho}$, 其中 $\underline{t} = [0 \ 1 \ 2 \dots P-2]^T$ 且 μ_0, μ_1 是要确定的系数。展开方程并比较各项得到

$$\begin{bmatrix} \mu_0 \\ \mu_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2 (\underline{a}^H \underline{a})^3 \sigma^2} \cdot \frac{6}{P (4P^2 - 1)} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

[0102] 其意味着, 在一些代数运算之后,

$$[0103] \quad [\underline{R}^{-1} \underline{1}]_k = [\underline{g}]_k = \mu_0 + \mu_1 k$$

$$[0104] \quad = \frac{1}{2 (\underline{a}^H \underline{a})^3 \sigma^2} \cdot \frac{6 (2k+1)}{P (4P^2 - 1)} \quad (16)$$

[0105] 用 (10) 和 (16) 回代, 验证

$$[0106] \quad \sum_{m=0}^{P-1} [\underline{R}]_{k,m} [\underline{g}]_m = (P-k)(P-k-1), \forall k = 0, 1, \dots, P-2 \quad \text{从}$$

(13) 和 (16)

[0107] 得出

$$[0108] \quad \hat{\omega}_{\text{ODC}} = \angle(\underline{g}^T \underline{d})$$

[0109]

$$= \angle \sum_{k=0}^{P-2} (2k+1) d_k \quad (17)$$

[0110] 因此, 频率偏移估计器 200 根据下式估计 $\Delta \beta$:

$$[0111] \quad \Delta \beta = \frac{\hat{\omega}_{\text{ODC}}}{L} = \frac{\angle \sum_{k=0}^{P-2} (2k+1) d_k}{L}$$

[0112] 信号值 y_n 因此被馈送到第一相关单元 201, 第一相关单元 201 确定

$$[0113] \quad c_k = \sum_{i=k}^{P-1} [Y Y^H]_{i, i-k}, \quad k=0, 1, \dots, P-1.$$

[0114] c_k 被馈送到第二相关单元 202, 第二相关单元 202 确定

$$[0115] \quad d_k = c_{k+1} c_k^*$$

[0116] d_k 被馈送到线性滤波器 203, 线性滤波器 203 计算

$$[0117] \quad \sum_{k=0}^{P-2} (2k+1) d_k.$$

[0118] 这个计算的结果被供给到相位确定单元, 相位确定单元确定这个结果的相位并将它除以 L , 亦即确定

$$[0119] \quad \Delta \beta = \frac{\angle \sum_{k=0}^{P-2} (2k+1) d_k}{L}$$

[0120] 其为频率偏移估计单元 200 的输出。

[0121] 中报导的特设估计器 (AHE) 由下式给出 :

[0122]

$$\hat{\omega}_{\text{AHE}} = \sum_{k=0}^{M-1} 3 \frac{(P-k-1)(P-k)-M(P-M)}{M(4M^2-6PM+3P^2-1)} \angle d_k \quad (18)$$

[0123] 其中 $M = P/2$, 该特设估计器将权重分配给双相关项的相位, 与该特设估计器形成对照, 所提出的策略在相位被取之前对双相关项滤波。根据 (17) 和 (18), 显而易见, 如这个实施例中所使用的 ODC (最优双相关) 滤波器具有与 AHE (特设估计器) 的复杂度相似的复杂度, 所述 AHE 在 [2] 中示出为显著低于使用 FFT (快速傅立叶变换) 实现的 MLE 的复杂度。此外, ODC 滤波器采用整数值的权重。因此简单的硬件实施是可能的。

[0124] 上面的推导设法使 $\lambda = e^{j\omega}$ 的估计的方差最小化, 尽管最终目的是要使 ω 的方差最小化。在下文中, 通过首先叙述这两个准则, 来研究所提出的滤波器的性能。

[0125] 考虑复量 $\psi = Ae^{j\theta}$ 。取 ψ 的微分给出 $\Delta\psi = e^{j\theta} \Delta A + jAe^{j\theta} \Delta\theta$ 并且

$$|\Delta\psi|^2 = (e^{j\theta} \Delta A + jAe^{j\theta} \Delta\theta)^* (e^{j\theta} \Delta A + jAe^{j\theta} \Delta\theta)$$

$$(19)$$

$$= (\Delta A)^2 + A^2 (\Delta\theta)^2$$

[0129] 其中 $(\cdot)^*$ 代表共轭运算。通过写出 $A = (\psi^* \psi)^{1/2}$, ΔA 变为

[0130]

$$\Delta A = \frac{\psi^* (\Delta\psi) + (\Delta\psi^*) \psi}{2A} \quad (20)$$

[0131] 将 (20) 代入 (19) 并重新整理得到

[0132]

$$(\Delta\theta)^2 = \left(\frac{1}{A^2} - \frac{|\psi|^2}{2A^4} \right) |\Delta\psi|^2 - \frac{[\psi^* (\Delta\psi)]^2 + [(\Delta\psi)^* \psi]^2}{4A} \quad (21)$$

[0133] 为了将 (21) 中的结果应用于通过 (12) 进行的 λ 的估计, 要求作代换 $\psi = \lambda = e^{j\omega}$, $A = 1$ 且 $\theta = \omega$ 以产生

[0134]

$$(\Delta\omega_{\text{ODC}})^2 = \frac{|\Delta\lambda_{\text{ODC}}|^2}{2} - \frac{[e^{-j\omega} (\Delta\lambda_{\text{ODC}})]^2 + [e^{j\omega} (\Delta\lambda_{\text{ODC}})^*]^2}{4} \quad (22)$$

[0135] 现在将 (10) 代入 (12) 得到

[0136]

$$\Delta\lambda_{\text{ODC}} = \hat{\lambda}_{\text{ODC}} - e^{j\omega} = \frac{1}{(\underline{a}^H \underline{a})^2} \cdot \frac{\underline{p}^T \underline{R}^{-1} \underline{n}}{\underline{p}^T \underline{R}^{-1} \underline{p}} = \frac{1}{(\underline{a}^H \underline{a})^2} \cdot \frac{\underline{g}^T \underline{n}}{\underline{g}^T \underline{p}} \quad (23)$$

[0137] 因为 $E(\underline{n}\underline{n}^H) = \underline{R}$, 并且利用 (16) 中给出的 $\underline{g}$, 所以

$$E(|\Delta\lambda_{\text{ODC}}|^2) = \frac{1}{(\underline{a}^H \underline{a})^4 (\underline{g}^T \underline{p})} \quad (24)$$

[0139]

$$E[e^{-j\omega} (\Delta\lambda_{\text{ODC}})]^2 = \frac{E[e^{-j\omega 2} (\underline{g}^T \underline{n})^2]}{[(\underline{a}^H \underline{a})^2 \underline{g}^T \underline{p}]^2} \quad (24)$$

$$[0140] \quad E \left[e^{j\omega} (\Delta\lambda_{ODC})^* \right]^2 \frac{E \left[e^{j\omega 2} (\underline{n}^H \underline{g})^2 \right]}{\left[(\underline{a}^H \underline{a})^2 \underline{g}^T \underline{p} \right]^2}$$

[0141] 可以表明

[0142]

$$E \left[e^{-j\omega 2} (\underline{g}^T \underline{n})^2 \right] = E \left[e^{j\omega 2} (\underline{n}^H \underline{g})^2 \right] = \frac{P(P^2 - 1)(4P^2 - 7)}{2(\underline{a}^H \underline{a})^3 \sigma^2 (4P^2 - 1)^2} \quad (25)$$

[0143] 将 (24) 和 (25) 代入 (22) 的期望值, 并使用如下结果

[0144]

$$\underline{g}^T \underline{p} = \sum_{k=0}^{P-2} g_k (P - k)(P - k - 1) = \frac{1}{2(\underline{a}^H \underline{a})^3 \sigma^2} \cdot \frac{P(P^2 - 1)}{4P^2 - 1} \quad (26)$$

[0145] 得到均方误差

[0146]

$$MSE(\omega_{ODC}) = E \left[(\Delta\omega_{ODC})^2 \right] = \frac{6}{\frac{\underline{a}^H \underline{a}}{\sigma^2} P(P^2 - 1)} = CRB(\omega) \quad (27)$$

[0147] 其为用于 ω 的估计的 Cramer-Rao 界 (CRB) (见 [2]), 表明所提出的双相关滤波器实现了高 SNR 下的最优性能。如 (3) 所述的频率偏移

[0148] $\Delta\beta = \omega/L$ 中的对应 MSE 因此为

[0149]

$$MSE(\Delta\beta_{ODC}) = \frac{6}{SNR \cdot P(P^2 - 1) \cdot L^3} = CRB(\Delta\beta) \quad (28)$$

[0150] 其中 $SNR = (\underline{a}^H \underline{a}) / (L \sigma^2)$ 量化了短前导码中的信噪比。

[0151] 仿真显示, 高信噪比下的载波频率偏移估计的均方误差 (MSE) 等于用于 $\Delta\beta$ 的估计的 Cramer-Rao 界 (CRB)。这表明了高 SNR 下的最优性能。可以实现与用 MLE (最大似然估计) 得到的性能几乎一样好的性能, 并且提供了优于 AHE 的抗实际载波频率偏移值变化的能力的改善。FOE 单元 200 (也表示为 ODC 滤波器) 具有与 AHE (特设估计器) 的计算复杂度相当的低计算复杂度, 所述 AHE 又在 [2] 中示出为显著低于使用 FFT 实现的 MLE 的计算复杂度。

[0152] 在表 1 中示出了 FOE 单元 200 的计算强度。

[0153]

	乘法	加法
$\underline{Y}^H$	$LP(P+1)/2$	$(L-1)P(P+1)/2$
$\underline{C}_k$	0	$P(P-1)/2$
$\underline{d}_k$	$P-1$	0

[0154] 表 1

[0155] 用于随后运算的计算强度,与根据现有技术的特设估计器相比较,在表 2 中示出:

[0156]

	特设估计器	最优双相关器
相位计算	$P/2$	1
乘法	$P/2$ (浮点乘法)	$P-1$ (简单整数乘法)
加法	$P/2-1$	$P-2$

[0157] 表 2

[0158] 此外,使用本发明,例如上述实施例,可以实现本地接收机振荡器频率偏移的规格的放松。例如,在发射机和接收机中,IEEE802. 11a 的当前规格为 20ppm(parts per million),其对于分别为 5GHz 和 20MHz 的载波和采样频率的系统,转化为如下最大数字频率偏移

[0159]
$$\omega = 20 \times 10^{-6} \times \frac{5 \times 10^9}{20 \times 10^6} \times 2 = 0.01\text{Hz}$$

[0160]
$$\Delta \beta = \omega L = 0.16\text{Hz}$$

[0161] 利用上述实施例,容差可以高达 0.45Hz(这可以在 SNR = 0dB 下通过仿真来证明),其等价地将振荡器精度从 20ppm 放松到

[0162]
$$20 \times 0.45 / 0.16 = 56\text{ppm}$$
 放松了大于 2.5 倍。

[0163] 在此文献中,引用了以下出版物:

[0164] J. Li, G. Liu, and G. B. Giannakis, "Carrier frequency offset estimation for OFDM-Based WLANs", IEEE Signal Processing Letters, pp. 80-82, vol. 8, no. 3, Mar. 2001

[0165] M. Morelli and U. Mengali, "Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels", IEEE Transactions on Communications, pp. 1580-1589, vol. 48, no. 9, Sept. 2000

[0166] J. Lei and T-S. Ng, "Periodogram-based carrier frequency offset estimation for orthogonal frequency division multiplexing applications", IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM' 01, pp. 3070-3074, vol. 5, 2001

[0167] S. Kay, "Statistically/Computationally efficient frequency estimation", ICASSP' 98, pp. 2292-2294, vol. 4, 1998

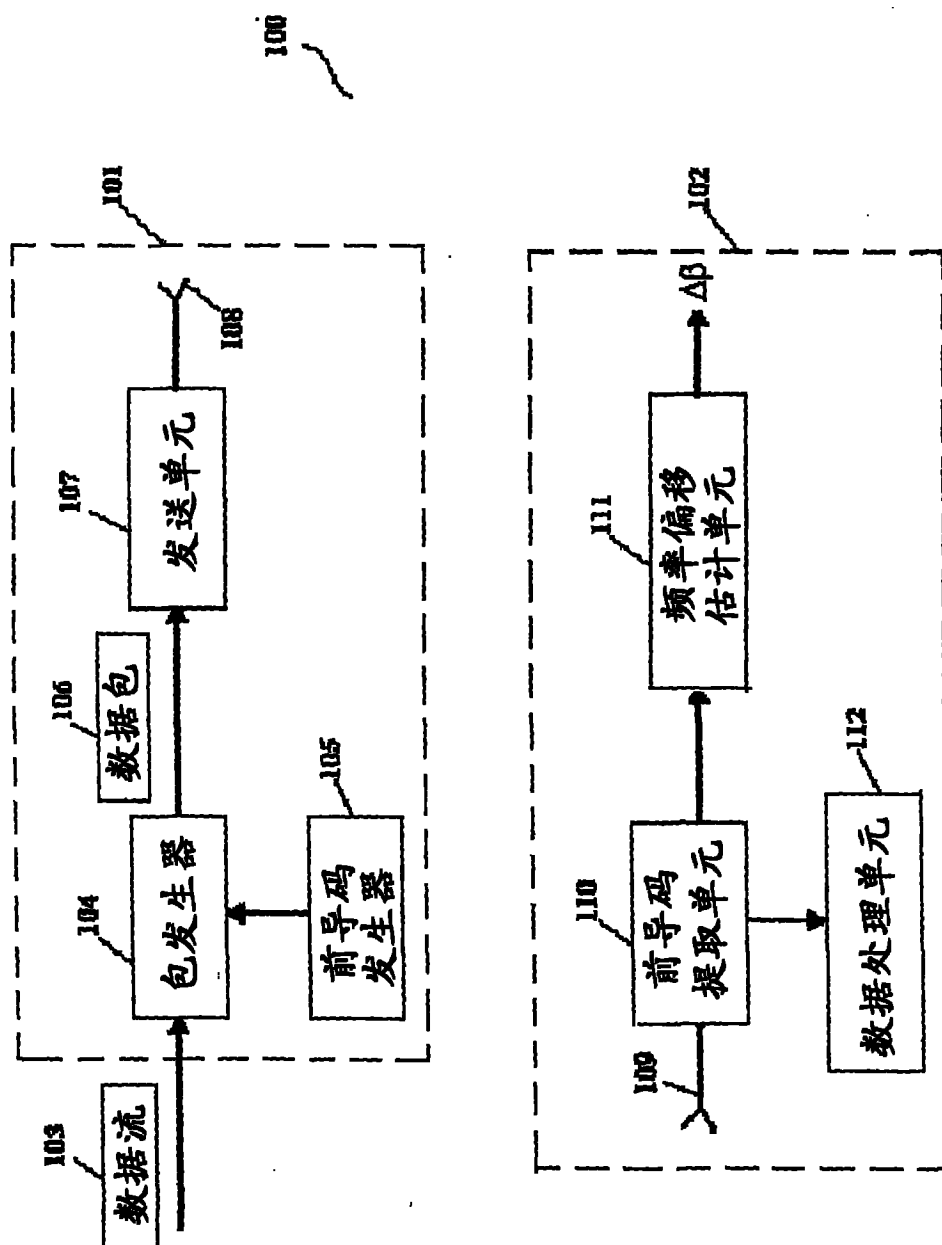


图 1

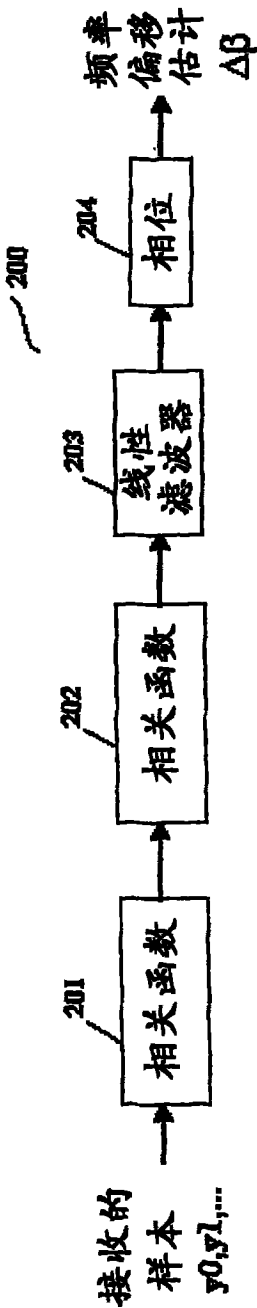


图 2